

LUCAS CARDOSO NAVARRO

SISTEMA AUTÔNOMO DE ILUMINAÇÃO UTILIZANDO ENERGIA SOLAR

LUCAS CARDOSO NAVARRO

SISTEMA AUTÔNOMO DE ILUMINAÇÃO UTILIZANDO ENERGIA SOLAR

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

Orientador: Prof. Dr. Márcio Abud Marcelino

Guaratinguetá
2015

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais e meu irmão, que me deram suporte e incentivo durante todo o curso, aos meus colegas e à UNESP.

Navarro, L. C. **Sistema autônomo de iluminação utilizando energia solar**. 2015. 77 f. Trabalho de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2015.

RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema autônomo de iluminação que utiliza o ultracapacitor como elemento armazenador de energia, substituindo a bateria convencional e utiliza energia solar como única fonte de suprimento. Realizou-se um estudo aprofundado sobre painéis fotovoltaicos, conversores chaveados e ultracapacitores com o intuito de projetar um circuito capaz de captar a energia solar e transferi-la de maneira eficiente para o banco de ultracapacitores para que, posteriormente, no período noturno, esta energia seja utilizada para iluminação em luminárias de LED que possuem alta eficiência luminosa e elevado índice de confiabilidade. Neste trabalho é realizado o dimensionamento do painel fotovoltaico, do banco de ultracapacitores e o desenvolvimento do circuito conversor de tensão e carregador trabalhando no ponto de máxima potência de operação do painel fotovoltaico. Todos os subsistemas foram simulados e comprovou-se que o uso de ultracapacitores é viável para alimentar uma luminária de LED's, especialmente desenvolvida, com luminosidade suficiente para que uma pessoa possa caminhar com segurança à noite, durante dois períodos noturnos, utilizando-se um banco capacitivo composto de vinte e quatro ultracapacitores. A substituição de baterias por ultracapacitores permite que o sistema seja recarregado mais rapidamente, reduzindo os custos de manutenção, uma vez que os ultracapacitores têm vida útil superior às baterias; além de minimizar o impacto ambiental, pois não são utilizados compostos químicos potencialmente tóxicos.

PALAVRAS-CHAVE: Ultracapacitor. Energia Solar. LED.

Navarro, L. C. **Self-Sustainable lighting system using solar energy**. 2015. 77 f. Graduate Work (Graduate in Electrical Engineering) - Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2015.

ABSTRACT

This work presents a self-sustainable lighting system using ultracapacitor as a storage device, replacing the conventional battery, using solar energy as the only energy supplier. A detailed study of solar panels, switched mode converters and ultracapacitors was made, in order to design a circuit capable of capturing solar energy and transfer it efficiently to a bank of ultracapacitors. Later, at nighttime, this energy is used for lighting in LED luminaires which have high luminous efficiency and high reliability index. This work presents the design of the solar panel, ultracapacitors bank, the development of the voltage converter circuit and charger working at the maximum power point of the solar panel. All subsystems were simulated and it was shown that the use of ultracapacitors is feasible to feed a LED lamp with enough brightness for a person to walk at night, for two night shifts, using a capacitive bank with twenty-four ultracapacitors. Replacing the battery by an ultracapacitor allows a faster recharge, with low maintenance costs, since ultracapacitors have a lifetime bigger than batteries; beyond reducing the environmental impact, as they don't use potentially toxic chemical compounds.

KEYWORDS: Ultracapacitor. Solar Energy. LED.

N322s

Navarro, Lucas Cardoso
Sistema autônomo de iluminação utilizando energia solar / Lucas
Cardoso Navarro – Guaratinguetá : [s.n], 2014.
77 f : il.

Bibliografia: f. 76-77

Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade
Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2014.
Orientador: Prof. Dr. Marcio Abud Marcelino

1. Energia solar 2 Diodos emissores de luz 3. Capacitores I. Título

CDU 620.91

SISTEMA AUTÔNOMO DE ILUMINAÇÃO UTILIZANDO ENERGIA SOLAR

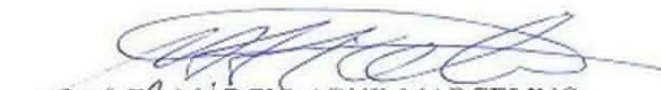
LUCAS CARDOSO NAVARRO


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

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO
DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA 8.26

Prof. Dr. Leonardo Mesquita
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. MÁRCIO ABUD MARCELINO
Orientador/UNESP-FEG


Prof. Dr. FRANCISCO ANTONIO LOTUFO
UNESP-FEG


Eng. GUILHERME ESCUDEIRO

Departamento de Engenharia de Pesquisa e Desenvolvimento, DARUMA URMET Ltda.

Março de 2015

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1 - Silício cristalino	16
FIGURA 2.2 - Silício dopado com Boro e Fósforo.	17
FIGURA 2.3 - Campo elétrico em uma célula fotovoltaica.	18
FIGURA 2.4 - Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.	19
FIGURA 2.5 - Células Fotovoltaicas em Paralelo e em Série.	20
FIGURA 2.6 - Exemplos de célula, módulo e painel fotovoltaico.	21
FIGURA 2.7- Curva I x V de uma célula de silício.	21
FIGURA 2.8 - Curva potência versus tensão para a célula de silício.	22
FIGURA 2.9 - Efeito da irradiância na curva I x V do painel na temperatura de 25°C.	23
FIGURA 2.10 - Efeito da temperatura da célula na curva I x V para uma irradiância de 1000 W/m ²	23
FIGURA 3.1 - Gráfico de Ragone generalizado relacionando vários componentes de armazenamento de energia.	24
FIGURA 3.2 - Tipos de ultracapacitores.	25
FIGURA 3.3 - Estrutura e funcionamento de um capacitor de dupla camada.	27
FIGURA 3.4 -Circuito equivalente de um ultracapacitor.	31
FIGURA 4.1 - Circuito conversor Buck.	32
FIGURA 4.2 - Circuito Buck equivalente com a chave fechada.	32
FIGURA 4.3 - Circuito Buck equivalente com a chave aberta.	33
FIGURA 4.4 - Gráfico da tensão em cima do diodo (V_i) e da saída (V_0).	33
FIGURA 4.5 - Corrente no indutor do circuito regulador Buck.	34
FIGURA 4.6 - Formas de onda no conversor Buck.	35
FIGURA 4.7 - Função de transferência do conversor abaixador (Buck).	37
FIGURA 4.8 - Conversor Boost.	38
FIGURA 4.9 - Circuito Boost equivalente com chave fechada.	39
FIGURA 4.10 - Circuito equivalente com chave aberta.	39
FIGURA 4.11 - Formas de onda no conversor elevador (<i>Boost</i>).	40
FIGURA 4.12 - Função de transferência do conversor elevador <i>Boost</i>	42
FIGURA 5.1- Diagrama do circuito de captação, armazenamento e utilização de energia solar.	44
FIGURA 5.2 - Curvas de Potência x Tensão de um painel fotovoltaico com variação da irradiação solar.	45
FIGURA 5.3 - Tensão na porta do MOSFET para diferentes níveis de irradiação solar.	46
FIGURA 5.4 - Gráfico da corrente em função da tensão no LED.	47
FIGURA 5.5- Curva aproximada da corrente pela tensão no LED.	47
FIGURA 5.6 - Luminária de LED's.	48
FIGURA 5.7 - Controle PWM em função da descarga do banco de ultracapacitores.	49
FIGURA 6.1 - Gráfico da energia armazenada versus tensão aplicada em um capacitor.	50
FIGURA 7.1 - Circuito equivalente na saída do conversor Buck.	55
FIGURA 8.1- Relação de correntes no conversor <i>Buck</i>	59
FIGURA 8.2 - Área da Bobina.	61
FIGURA 8.3 - Corrente na indutância e nos LED's do conversor <i>Boost</i>	64

FIGURA 9.1 - Circuito de captação e armazenamento da energia solar.	67
FIGURA 9.2 - mostra o circuito de comando que gera o sinal PWM.	68
FIGURA 9.3 - Sinal PWM a partir da comparação de uma onda dente de serra e um sinal de erro.	69
FIGURA 9.4 - Gráfico da tensão pelo tempo na carga de um capacitor.....	70
FIGURA 9.5 - Gráfico da tensão pelo tempo na carga de um capacitor.....	71
FIGURA 9.6 - Conversor Boost utilizado para aumentar o nível de tensão de saída do banco de ultracapacitores para a utilização na luminária LED.....	71
FIGURA 9.7 - Circuito de controle PWM para o conversor Boost.	72
FIGURA 9.8 - Sinal PWM a partir de uma onda dente de serra e um sinal de erro.	73
FIGURA 9.9 - Descarga do capacitor e sinal PWM na porta do MOSFET.	74

LISTA DE TABELAS

TABELA 1.1 – Comparação de diferentes tipos de lâmpadas.....	14
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

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

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

MPP - Maximum Power Point

MPPT - Maximum Power Point Tracking

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

REDOX - Redução-oxidação

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área dos eletrodos do capacitor [m ²]
C	Capacitância [F]
d	Espessura do dielétrico do capacitor [m]
E	Energia [J]
ΔE	Energia aproveitável [J]
ϵ	Permissividade do material [F/m]
f	Frequência [Hz]
i_0	Corrente na carga [A]
i_{\max}	Máxima corrente na indutância [A]
i_{\min}	Corrente mínima na indutância [A]
i_{med}	Valor médio dos pulsos de corrente da fonte [A]
k	Ciclo de trabalho de chaveamento
L	Indutância [H]
P	Potência [W]
R	Resistência [Ω]
RC	Constante de tempo [s]
R_s	Resistência série equivalente de um capacitor [Ω]
R_p	Resistência em paralelo equivalente de um capacitor [Ω]
T	Período [s]
V_o	Tensão de saída [V]
V_i	Tensão de entrada [V]
V	Tensão [V]
W	Energia armazenada na indutância [J]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 OBJETIVO	13
1.2 MOTIVAÇÃO	13
1.3 ESTADO DA ARTE	14
1.4 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	15
2 PAINEL FOTOVOLTAICO	16
2.1 DEFINIÇÃO	16
2.2 MÓDULOS E PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	20
2.3 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO	21
2.4 INFLUÊNCIA DA IRRADIAÇÃO E TEMPERATURA NAS CÉLULAS SOLARES ..	22
3 ULTRACAPACITORES	24
3.1 CARACTERÍSTICAS DOS ULTRACAPACITORES	24
3.2 TIPOS DE ULTRACAPACITORES	25
3.2.1 Capacitores de Dupla Camada simétricos	26
3.2.2 Pseudocapacitores	27
3.2.3 Ultracapacitores híbridos	28
3.3 ELETRÓLITO	29
3.4 ELETRODOS	30
3.5 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO ULTRACAPACITOR	31
4 CONVERSORES DE POTÊNCIA	32
4.1 CONVERSOR BUCK	32
4.1.1 Cálculo dos parâmetros do conversor Buck	34
4.2 CONVERSOR BOOST	38
4.2.1 Cálculo dos parâmetros do conversor <i>Boost</i>	40
5 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO	44
5.1 FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO	44
6 DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE ULTRACAPACITORES	50
7 DIMENSIONAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO	55
8 DIMENSIONAMENTO DAS INDUTÂNCIAS DOS CONVERSORES <i>BUCK E BOOST</i>	58
8.1 CONVERSOR BUCK	58

8.1.1 Construção do indutor Buck	60
8.2 CONVERSOR BOOST.....	62
8.2.1 Construção do indutor <i>Boost</i>.....	65
9 SIMULAÇÃO DO SISTEMA	66
9.1 CIRCUITO DE CAPTAÇÃO E ARMAZENAMENTO.....	66
9.1.1 Circuito de controle PWM	68
9.1.2 Resultado da simulação	70
9.2 CIRCUITO DE UTILIZAÇÃO DO BANCO DE ULTRACAPACITORES.....	71
9.2.1 Circuito de controle PWM	72
9.2.2 Resultado da simulação	73
10 CONCLUSÃO	75
REFERÊNCIAS	76

1 INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema autônomo para um poste de iluminação que utiliza o ultracapacitor como elemento armazenador de energia, substituindo a bateria convencional e utilizando energia solar como única fonte de suprimento.

1.2 MOTIVAÇÃO

A matriz energética mundial é composta, em grande parte, por combustíveis fósseis. Petróleo, carvão e gás natural são a grande maioria da geração mundial de energia, tendo como inconveniente a liberação de dióxido de carbono na atmosfera que, por sua vez, causa um grande impacto ambiental. A energia solar oferece grande potencial para conversão em energia elétrica, capaz de garantir uma parte importante das necessidades de energia do planeta. A quantidade de energia do Sol que chega à Terra é da ordem de 10000 vezes a atual necessidade mundial. Utilizando painéis fotovoltaicos com uma eficiência de 10%, a energia solar poderia ser convertida diretamente em eletricidade, capaz de prover 1000 vezes o consumo atual de energia. Restringindo o aproveitamento de energia solar à superfície sólida da Terra (um quarto da superfície total), ainda haveria um potencial 250 vezes maior que o consumo atual. Isso significa que usando 0,4% da área total de terra, pode-se produzir toda a energia demandada atualmente. Esta fração de terra é muito menor do que se usa hoje para agricultura (LUQUE e HEGEDUS, 2011).

Neste projeto, é apresentada uma maneira de se aproveitar a energia solar em uma aplicação na qual é possível eliminar gastos com iluminação pública que, no Brasil, corresponde a aproximadamente 4,5% da demanda nacional, e a 3,0% do consumo total de energia elétrica do país. O equivalente a uma demanda de 2,2 GW e a um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano (SCHULZ, 2011).

O sistema projetado capta a energia solar, armazena em ultracapacitores e utiliza para a iluminação no período noturno.

O armazenamento da energia em baterias recarregáveis convencionais tem desvantagens de não permitir uma estimativa precisa de energia restante, precisar de manutenção periódica, e ter um impacto ambiental negativo da química envolvida. A vida útil de uma bateria é muito

baixa, sendo possível realizar em torno de 1000 ciclos de carga, ao passo que os ultracapacitores realizam em média, de 500.000 a 1.000.000 ciclos de carga.

As baterias químicas possuem metais pesados na sua composição como Níquel, NiMH, Chumbo-Ácido e Lítio-Íon. Se descartadas de maneira inadequada, trazem prejuízo ao meio ambiente. Em ultracapacitores não são utilizados compostos químicos potencialmente tóxicos.

A iluminação será através de LED's que apresentam baixo custo, alta eficiência luminosa e elevado índice de confiabilidade (MARCELINO, 2014). A Tabela 1.1 faz uma comparação em nível de potência, consumo e luminosidade entre os principais tipos de lâmpadas utilizadas e o LED.

Tabela 1.1 – Comparação de diferentes tipos de lâmpadas

	Incandescentes	Fluorescentes	LED
Potência (W)	100	18	8
Consumo (A)	0,86	0,14	0,06
Luminosidade(lux)	1400	1200	1300

Fonte: (MARCELINO, 2014)

Em áreas remotas onde não existe o abastecimento de energia elétrica, este sistema se torna extremamente útil, não só para a utilização na iluminação, mas também para o uso em diversas outras aplicações onde se demanda o uso de eletricidade.

1.3 ESTADO DA ARTE

Um trabalho já desenvolvido que possui objetivo semelhante ao deste trabalho é apresentado a seguir:

- Patente de invenção registrada no Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI) sob número MU 7300281 – U2, depositada em 26 de fevereiro de 1993:

POSTE DE ILUMINACAO PÚBLICA UTILIZANDO ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

Convertendo a luminosidade solar em energia elétrica, por meio de coletores constituídos por células de silício monocristalino, o modelo de invenção proposto obtém corrente contínua para alimentar postes de iluminação pública em avenidas, ruas, parques, etc., e em locais que não contam com energia elétrica instalada. A energia elétrica obtida nessa transformação é armazenada durante o dia em baterias

que suprem o sistema durante a noite, através de lâmpada comandada por célula fotoelétrica e timer de programação.

Este trabalho de graduação se difere do trabalho citado pelo fato de propor o uso de um ultracapacitor como elemento armazenador de energia, ao invés de uma bateria convencional, e se baseia, em parte, no pedido de patente depositado em 2014, junto ao INPI, de MARCELINO (2014).

1.4 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

O trabalho está estruturado da seguinte forma:

O capítulo dois, Painel Fotovoltaico, apresenta as características construtivas e elétricas desse componente.

O capítulo três, Ultracapacitores, apresenta as características construtivas e elétricas deste componente e o compara com as baterias químicas que, neste trabalho, teriam a mesma função, porém com características bem distintas de carga e descarga.

O capítulo quatro, Conversores de Potência, apresenta as características dos principais circuitos que fazem parte do sistema de carga e descarga do banco de ultracapacitores e apresenta de maneira detalhada a dedução das equações para os cálculos dos parâmetros destes conversores.

O capítulo cinco, Implementação do Circuito, descreve o funcionamento do circuito e como este está dividido.

O capítulo seis, Dimensionamento do Banco de Ultracapacitores, mostra como foram realizados os cálculos para dimensionar o banco de ultracapacitores.

O capítulo sete, Dimensionamento do Painel Fotovoltaico, demonstra o procedimento para o cálculo da potência do painel fotovoltaico a fim de suprir o sistema.

O capítulo oito, Dimensionamento das Indutâncias e Capacitâncias dos Conversores *Buck* e *Boost*, mostram como calcular a indutância e a capacitância para cada circuito e também os cálculos dos parâmetros construtivos dos indutores.

O capítulo nove, Simulação do Sistema, explica detalhadamente os circuitos e seus respectivos funcionamentos, mostrando os resultados das simulações realizadas.

E por fim, no capítulo dez são apresentadas as principais conclusões referentes ao trabalho desenvolvido.

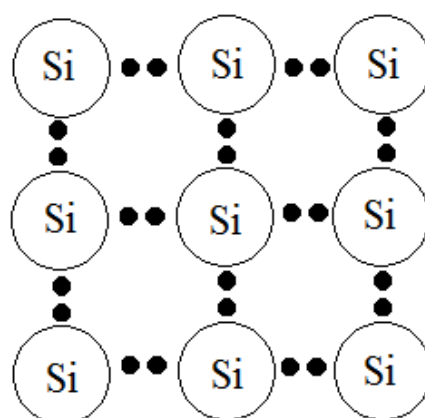
2 PAINEL FOTOVOLTAICO

O objetivo deste capítulo é apresentar as principais características construtivas e elétricas de uma célula fotovoltaica e explicar como ocorre a conversão de energia solar para elétrica a partir do efeito fotovoltaico.

2.1 DEFINIÇÃO

As células fotovoltaicas são compostas de materiais semicondutores, como o silício, que é o mais utilizado para este fim. O átomo de silício possui na sua última camada, quatro elétrons livres que, por sua vez, precisam se ligar a outros átomos a fim de completar a sua camada mais externa com oito elétrons. Quando se tem vários átomos de silício ligados, tem-se uma estrutura cristalina que não possui elétrons livres, pois os quatro elétrons que estavam livres se ligam aos elétrons livres do outro átomo de silício na vizinhança, assim como mostra a Figura 2.1.

Figura 2.1 - Silício cristalino



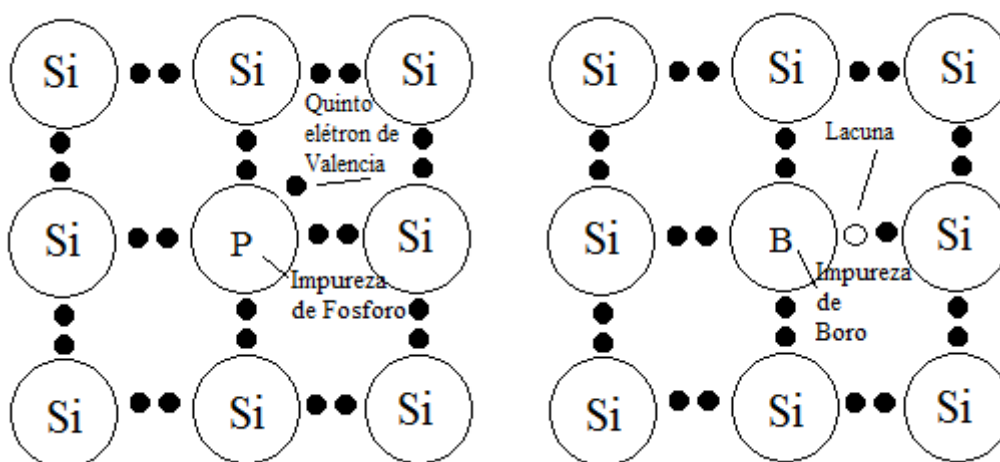
Fonte: (PRÓPRIA)

Porém, essa estrutura não é a ideal para se construir uma célula fotovoltaica, pois é uma estrutura neutra. Para ter o efeito desejado, é preciso que o silício seja dopado, ou seja, deve-se introduzir na estrutura outros átomos que são chamados de impurezas. Na dopagem do silício, são inseridos átomos de Fósforo, que possuem cinco elétrons na camada mais externa,

e/ou átomos de Boro, que possuem três elétrons na camada mais externa. Quando se dopa o silício cristalino com o Boro, é criado um material semiconductor do tipo P, pois este irá possuir lacunas em sua estrutura que são os lugares onde elétrons deveriam estar. Este fato faz com que o material semiconductor tenha falta de elétrons, o tornando positivo. Quando se dopa um silício cristalino com o Fósforo, é criado um material semiconductor do tipo N, pois este irá possuir elétrons livres em sua estrutura. Este fato faz com que o material semiconductor tenha excesso de elétrons, o tornando negativo.

A Figura 2.2 mostra duas estruturas de Silício dopadas, respectivamente com Fósforo e Boro.

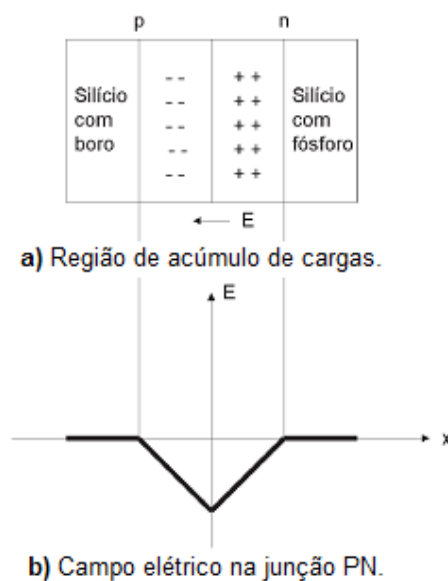
Figura 2.2 - Silício dopado com Boro e Fósforo.



Fonte: (PRÓPRIA)

Em uma célula fotovoltaica, uma placa de silício do tipo N é colocada em cima de uma placa de silício do tipo P. Quando isso acontece, os elétrons livres do material tipo N encontram várias lacunas no material do tipo P. Esse processo atinge um equilíbrio quando os elétrons que passaram para o lado P formam uma barreira impedindo que outros elétrons que estão do lado N passem para o lado P. Quando este equilíbrio é alcançado tem-se um campo elétrico separando os dois lados assim como é mostrado na Figura 2.3 (a). A Figura 2.3 (b) mostra a variação do campo elétrico na direção perpendicular à junção PN.

Figura 2.3 - Campo elétrico em uma célula fotovoltaica.



Fonte: (CRESESB, 2004)

Este campo elétrico atua como um diodo, permitindo os elétrons fluírem do lado P para o lado N, mas não ao contrário.

Quando a placa é atingida pela luz solar, os fótons atingem os elétrons deixando-os livres, formando um par elétron-lacuna. Se o elétron livre estiver na região de influência do campo, ele enviará o elétron para o lado N e lacuna para o lado P. Esta separação de cargas é justamente o efeito fotovoltaico que ocorre na célula e a tensão formada a partir dos elétrons retirados pelos fótons é a tensão de circuito aberto. Se um caminho externo, ligando os dois lados da placa for oferecido aos elétrons, eles retornam para sua posição fazendo o trabalho ao longo do caminho.

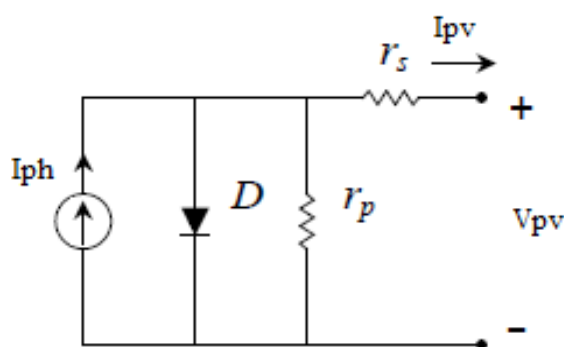
Uma célula solar não absorve 100% da energia solar que a atinge, pois esta luz é composta por fótons de uma grande variedade de energias, variando entre 0,5 eV, na faixa do infravermelho, até 2,7 eV, na faixa do ultravioleta. Na estrutura atômica isolada há níveis de energia discretos (individuais) associados a cada elétron em órbita. Na verdade, cada material tem seu próprio conjunto de níveis de energia permissíveis para os elétrons em sua estrutura atômica (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004). A energia necessária para se formar um par elétron-lacuna (energia de espaçamento entre bandas) em uma célula de silício, é em torno de 1,1 eV. Se o fóton que atinge este elétron tiver menos que isso, nada acontecerá e essa energia

será desperdiçada. Se o fóton tiver mais energia que 1,1 eV, o excesso será desperdiçado, a não ser que o valor excedente seja suficiente para a formação do par, ou seja, a energia do fóton deve ser um número inteiro de vezes maior que a energia para formar um par de elétron-lacuna.

Para que a corrente gerada pela insolação atinja os condutores que a canalizam para o circuito, não é viável utilizar o caminho oferecido apenas pelo material da placa, pois este é um semicondutor e apresenta uma grande resistência para a passagem de um elétron. Com o intuito de facilitar o caminho da corrente até os condutores, uma malha de aço é colocada na célula fotovoltaica para que o elétron encontre um caminho mais fácil até os condutores. Na parte inferior da célula, coloca-se um metal por inteiro. Como a malha que fica sobre a célula é opaca, os fótons são impedidos de passar e também refletidos, caracterizando outro tipo de perda. Além dessas perdas, existem também as perdas ôhmicas.

Na Figura 2.4 é apresentado o modelo elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica.

Figura 2.4 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



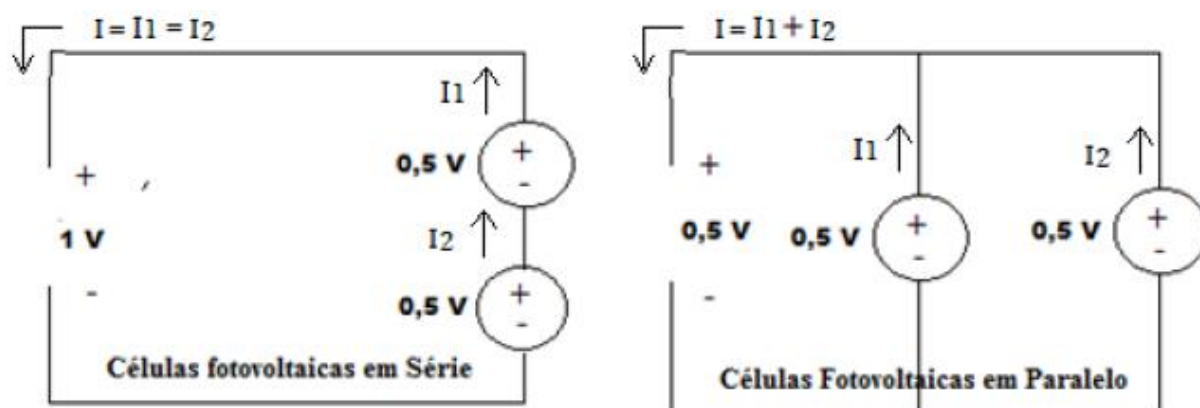
Fonte: (CARVALHO, 2012)

A fonte de corrente representa a corrente gerada para um dado nível de insolação, o diodo representa a junção PN que se forma com as duas placas semicondutoras, a resistência em paralelo, r_p , representa as perdas que ocorrem em perturbações entre as duas placas semicondutoras e a resistência em série, r_s , representa as perdas ôhmicas que ocorrem no material semicondutor, nos contatos metálicos e no contato do metal com o semicondutor. Tem-se a corrente e tensão geradas pela célula, representadas respectivamente, por I_{pv} e V_{pv} .

2.2 MÓDULOS E PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

A união de várias células fotovoltaicas com combinações série e paralelo é chamada de módulo. Células fotovoltaicas ligadas em série, produzem uma soma de tensão em sua saída, ao passo que células ligadas em paralelo, produzem uma maior corrente na saída. Sabendo disso, configurações série-paralelo são feitas de acordo com a necessidade do caso, como mostrado na Figura 2.5.

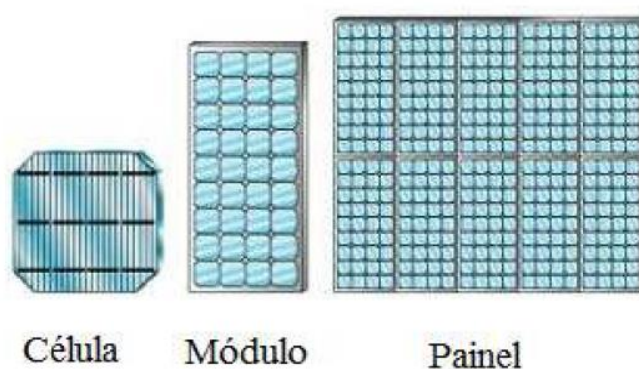
Figura 2.5– Células Fotovoltaicas em Paralelo e em Série.



Fonte: (PRÓPRIA)

Uma célula fotovoltaica gera uma tensão em torno de 0,5 Volts. Geralmente, um módulo fotovoltaico é constituído por 33 a 36 células ligadas em série, gerando tensão suficiente para alimentar uma bateria de 12 V. Um painel fotovoltaico é a associação de vários módulos fotovoltaicos em série, paralelo ou ambos, dependendo da aplicação. A Figura 2.6 ilustra essas associações.

Figura 2.6 - Exemplos de célula, módulo e painel fotovoltaico.

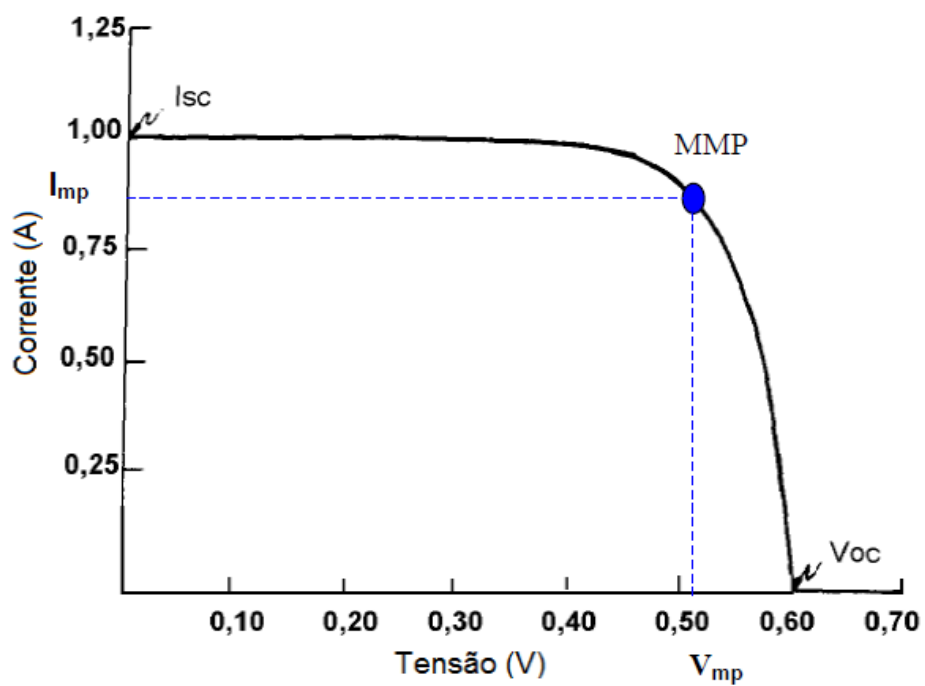


Fonte : (CARVALHO, 2012)

2.3 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO

A curva característica da corrente pela tensão nos terminais de um painel fotovoltaico varia de acordo com a carga que esta conectada a ele. Esta curva é ilustrada a partir do gráfico da Figura 2.7.

Figura 2.7- Curva I x V de uma célula de silício.

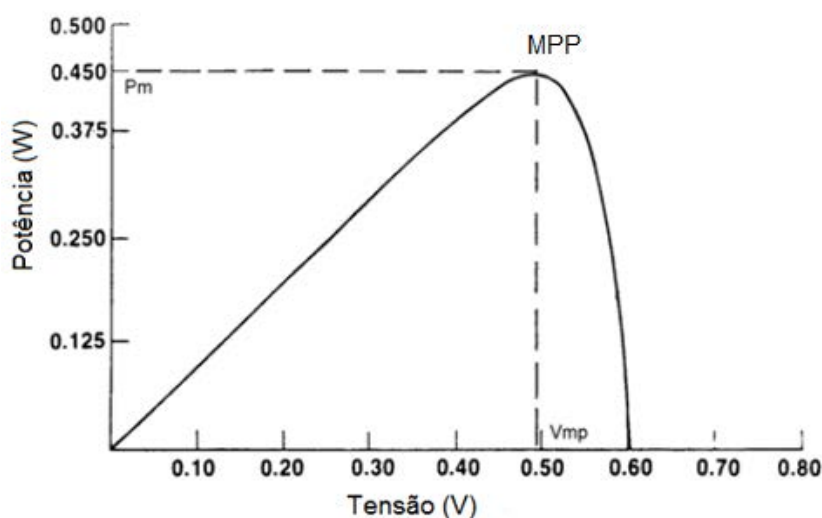


Fonte: (CRESESB, 2004)

Quando um painel fotovoltaico é ligado sem carga alguma, ou seja, quando é curto circuitado, tem-se uma corrente de curto circuito I_{sc} . Quando este painel é deixado com seus condutores em aberto, tem-se a tensão de circuito aberto, V_{oc} .

A Figura 2.8 mostra a curva de potência (resultado da multiplicação entre a corrente e a tensão do gráfico da Figura 2.7), pela tensão.

Figura 2.8 - Curva potência versus tensão para a célula de silício.



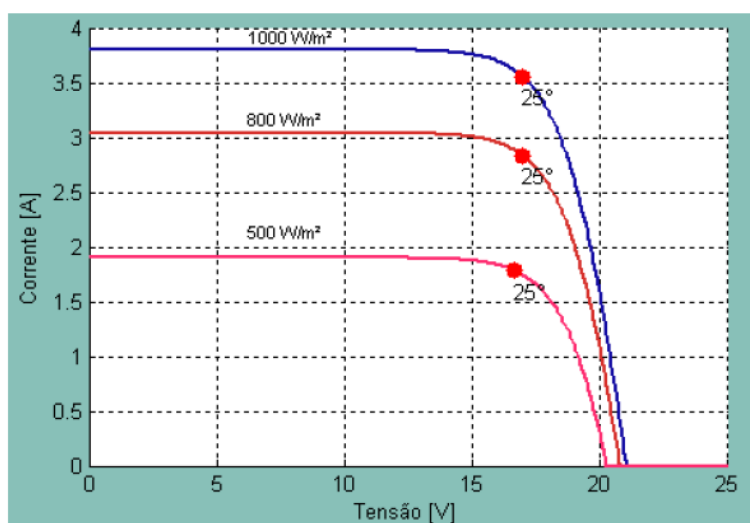
Fonte: (CRESESB, 2004)

Nota-se a partir do gráfico da Figura 2.8 que existe um ponto em que a potência é máxima (MPP). No gráfico da Figura 2.7, a corrente permanece praticamente constante até atingir o ponto de máxima potência (MPP). Neste trecho, o painel se comporta como uma fonte de corrente. Após esse ponto, a corrente decresce rapidamente com uma tensão praticamente constante. Neste trecho o painel se comporta como uma fonte de tensão.

2.4 INFLUÊNCIA DA IRRADIAÇÃO E TEMPERATURA NAS CÉLULAS SOLARES

Os fatores meteorológicos influenciam nas características elétricas de um painel fotovoltaico. Quando a irradiação sobre uma célula fotovoltaica varia, a curva da corrente pela tensão também varia. Nota-se também que a tensão de circuito aberto não varia muito com diferentes níveis de radiação. A Figura 2.9 mostra as curvas características de um painel com diferentes níveis de radiação e temperatura constante.

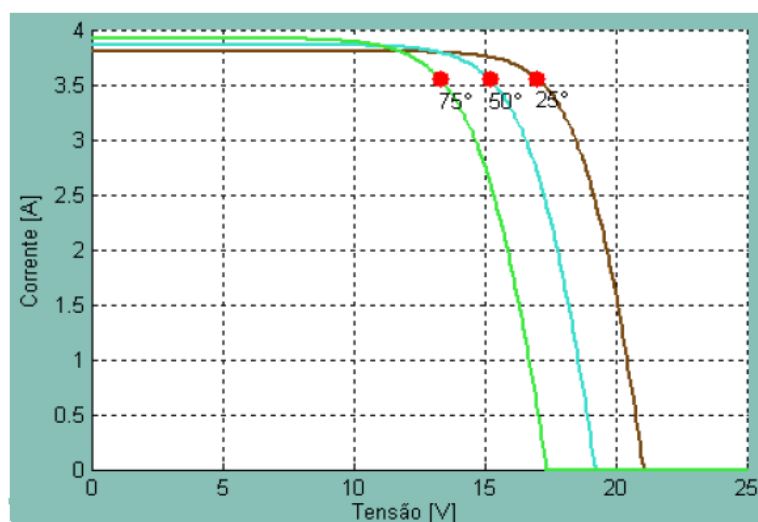
Figura 2.9 – Efeito da irradiância na curva I x V do painel na temperatura de 25°C.



Fonte: (PACHECO, 2009)

Quando a temperatura varia, tem-se uma diferença bem significativa na tensão de circuito aberto e no ponto de máxima potência. Ambas as medidas diminuem com o aumento da temperatura.

Figura 2.10- Efeito da temperatura da célula na curva I x V para uma irradiância de 1000 W/m².



Fonte: (PACHECO, 2009)

3 ULTRACAPACITORES

Neste capítulo é apresentada uma introdução sobre os ultracapacitores, explicando como estes componentes funcionam e citando suas principais características elétricas e construtivas.

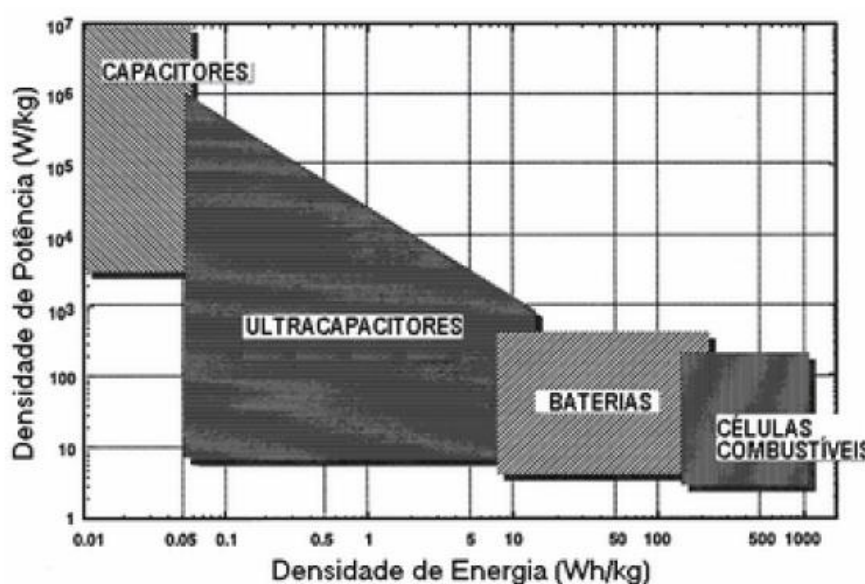
3.1 CARACTERÍSTICAS DOS ULTRACAPACITORES

Capacitores são componentes que armazenam energia, desempenhando as mais diversas funções em circuitos eletrônicos. Eles são capazes de armazenar uma pequena quantidade de energia, mas liberá-la de forma rápida, possuindo assim uma alta potência.

Baterias são utilizadas quando é preciso armazenar grandes quantidades de energia em um espaço relativamente pequeno. Elas armazenam mais energia por unidade de volume, mas a liberam mais lentamente, possuindo assim uma baixa potência.

Para preencher o espaço entre as baterias e os capacitores, foram criados os chamados ultracapacitores, que são componentes a base de nanotecnologia que possuem alta potência e conseguem armazenar uma quantidade de energia por unidade de volume muito maior que a de um capacitor comum. A Figura 3.1 mostra o gráfico que relaciona a densidade de potência e a densidade de energia dos componentes.

Figura 3.1 – Gráfico de Ragone generalizado relacionando vários componentes de armazenamento de energia.



Fonte: (KÖTZ e CARLEN, 2000)

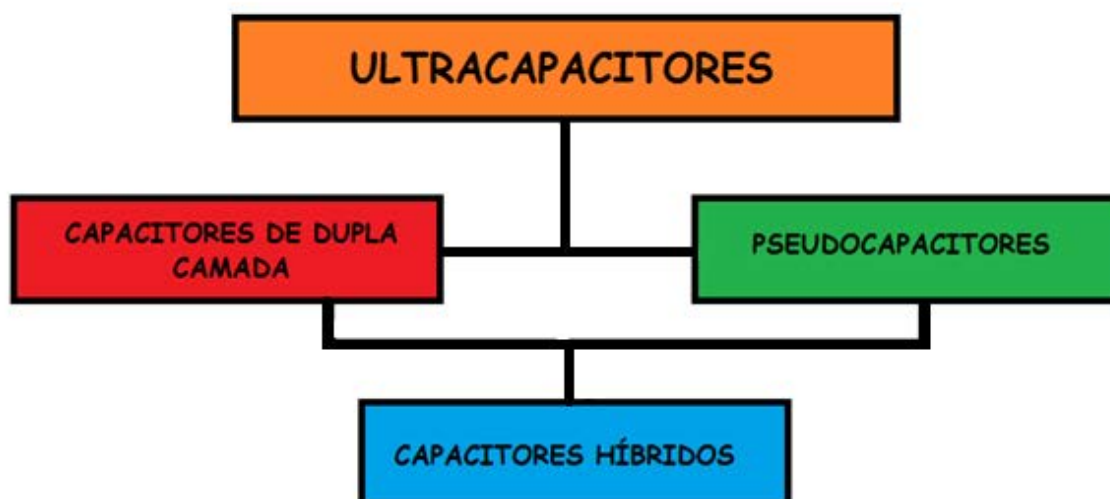
Um dos motivos do ultracapacitor ganhar bastante notoriedade, além de preencher o espaço entre as baterias e os capacitores, é o fato de terem uma vida útil muito alta, podendo suportar de quinhentos mil a um milhão de ciclos de carga/descarga antes que se deteriorem consideravelmente e de não auto descarregarem de forma rápida assim como a bateria (BURKE, 2000).

As propriedades de um ultracapacitor dependem da sua construção. O material do eletrodo e o tipo de eletrólito usado são os principais elementos que determinam a funcionalidade e as características térmicas e elétricas do ultracapacitor.

3.2 TIPOS DE ULTRACAPACITORES

A Figura 3.2 mostra os tipos de ultracapacitores.

Figura 3.2 – Tipos de ultracapacitores.



Fonte: (PRÓPRIA)

Como é mostrado na Figura 3.2, existem três tipos de ultracapacitores: Dupla camada, Pseudocapacitância, e híbrido.

3.2.1 Capacitores de Dupla Camada simétricos

São formados por dois eletrodos separados mecanicamente por uma membrana permeável e conectados eletricamente por um eletrólito. Os eletrodos são feitos de materiais porosos garantindo uma área superficial muito grande que vão de 500 m²/g a 2500 m²/g (PANDOLFO; HOLLENKAMP, 2006). O eletrólito é uma mistura de íons positivos e negativos dissolvidos em um solvente como a água, por exemplo. Os eletrodos ficam submersos neste eletrólito, e quando uma tensão é aplicada neste capacitor, os íons do eletrólito se organizam por toda a superfície dos microporos dos eletrodos. Nesta interface entre o eletrólito e o eletrodo ocorre um fenômeno chamado efeito de dupla camada elétrica e desta forma a energia é armazenada. Para calcular a capacitância de um ultracapacitor desse tipo, pode-se usar a mesma equação para capacitores convencionais:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (3.1)$$

Onde C é a capacitância, ϵ é a permissividade do material, A é a área da superfície do eletrodo e d é a distância entre as placas coletoras de corrente.

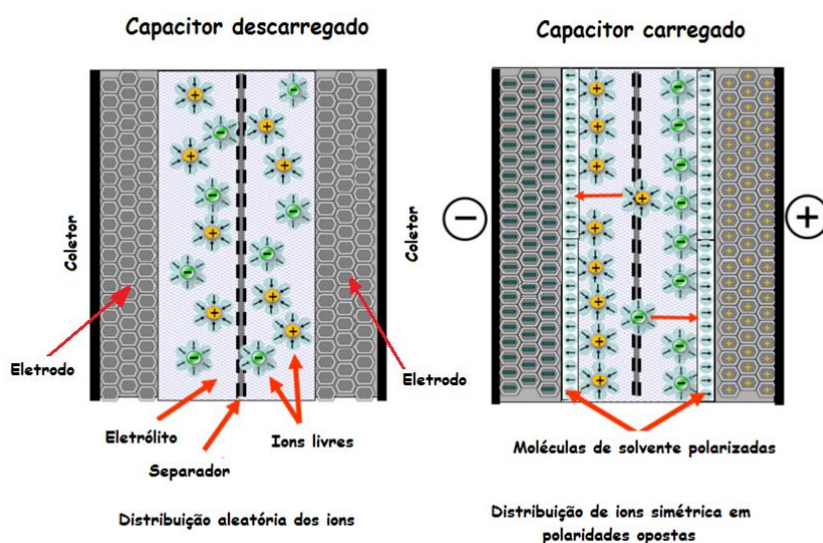
Considerando o material do eletrodo como sendo o carbono ativado, que possui uma área superficial extremamente grande, variando entre 10 a 40 $\mu\text{F}/\text{cm}^2$, e uma pequena distância de dupla camada elétrica, na ordem de alguns angströms (0,3-0,8 nm), os capacitores de dupla camada tem um valor de capacitância muito maior do que de capacitores convencionais.

O número de cargas e descargas de capacitores de dupla camada, a princípio é ilimitado. Não existem mudanças químicas no material e a durabilidade do ultracapacitor é limitada apenas pelos efeitos de evaporação do eletrólito.

A Figura 3.3 ilustra o funcionamento do capacitor de dupla camada.

A membrana porosa que separa os eletrodos serve para isolá-los evitando que se tenha um curto-circuito entre eles e sua porosidade serve para que os íons possam passar de um lado para o outro quando o ultracapacitor for energizado.

Figura 3.3 – Estrutura e funcionamento de um capacitor de dupla camada.



Fonte: modificado de (CONWAY, 1999)

3.2.2 Pseudocapacitores

No modelo da pseudocapacitância, a carga é transferida através dos poros do eletrodo com a ocorrência de reações Faradaicas, provocando o surgimento de uma capacitância dependente da tensão em cada instante de tempo. Existem três tipos de processos eletroquímicos utilizados em capacitores de pseudocapacitância: adsorção superficial dos íons do eletrólito; reações de redução-oxidação (REDOX) envolvendo os íons do eletrólito; e dopagem do material polimérico condutivo do eletrodo; sendo que os dois primeiros são processos superficiais e o último ocorre no interior dos microporos. Ultracapacitores que utilizam pseudocapacitância possuem valores de capacitância superiores aos de dupla camada, porém apresentam o inconveniente da capacitância ser função da tensão, o que exige um controle mais sofisticado desta variável (GOUVÊA, 2011).

3.2.3 Ultracapacitores híbridos

Ultracapacitores híbridos são conhecidos como assimétricos por possuírem dois eletrodos diferentes. Em um dos eletrodos, o negativo, é utilizado algum material poroso como o carbono ativado. No outro eletrodo, o positivo, tem-se um óxido metálico análogo aos utilizados em baterias secundárias. No eletrodo positivo, o armazenamento de energia ocorre através da transferência de carga faradaica entre o eletrólito e o eletrodo. No eletrodo negativo, o armazenamento de energia se dá pelo processo de dupla camada elétrica, já discutido no item 3.2.1.

Ultracapacitores híbridos possuem maior energia que outro que utiliza a tecnologia de dupla camada. Nos capacitores simétricos, têm-se dois eletrodos iguais com as mesmas capacitâncias, tendo a capacitância total do dispositivo dividida por dois. Nos capacitores assimétricos, têm-se dois eletrodos diferentes, onde o eletrodo de óxido metálico possui uma capacidade muito maior, resultando em uma maior capacitância total, comparada ao simétrico.

No capacitor simétrico, tem-se:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{Cc} + \frac{1}{Cc} \quad (3.2)$$

$$Cc = Cc \quad (3.3)$$

$$C = \frac{Cc}{2} \quad (3.4)$$

$$E = \frac{1}{4} \cdot Cc \cdot V^2 \quad (3.5)$$

No capacitor assimétrico, tem-se:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{Cb} + \frac{1}{Cc} \quad (3.6)$$

$$Cb \gg Cc \quad (3.7)$$

$$C = Cc \quad (3.8)$$

$$E = \frac{1}{2} \cdot Cc \cdot V^2 \quad (3.9)$$

A densidade de energia armazenada neste modelo de ultracapacitor é bem superior a do modelo de dupla camada, resultado da capacitância elevada. Porém, as curvas de carga e descarga apresentam características não lineares, ocorrendo o mesmo para os capacitores de pseudocapacitância, ao contrário dos de dupla camada, que exibem um perfil linear, sendo o controle de tensão deste último mais fácil (BURKE, 2000).

3.3 ELETRÓLITO

Eletrólitos são compostos químicos dissolvidos que se desassociam em cátions positivos e ânions negativos, o tornando condutivo. Quanto mais íons este eletrólito tiver, melhor será sua condutividade. Nos ultracapacitores os eletrólitos são a conexão entre os dois eletrodos. O eletrólito determina as características dos capacitores tais como: Tensão de operação, limites de temperaturas de trabalho, resistência série equivalente e capacitância. Em capacitores com os mesmos eletrodos de carbono ativado, com o eletrólito aquoso, a capacitância é de aproximadamente 160 F/g, enquanto que para um eletrólito orgânico, essa capacitância alcança 100 F/g. O eletrólito deve ser quimicamente inerte e não atacar os outros materiais do capacitor, mantendo assim os parâmetros elétricos do dispositivo por um longo tempo. Deve ser suficientemente viscoso para poder atravessar os poros e a estrutura esponjosa do eletrodo.

Eletrólitos aquosos apresentam condutividades relativamente altas, geram uma tensão em torno de, no máximo, 1 V por eletrodo (2,3 V por capacitor) e possuem limites baixos de temperatura de operação.

Eletrólitos orgânicos são mais caros que os aquosos, mas possuem algumas vantagens. A tensão por eletrodo é na faixa de 2,5 V a 3,5 V e os limites de temperaturas de operação são maiores. Possuem menor condutividade resultando em uma menor densidade de potência, mas como a energia acumulada em um capacitor aumenta com o quadrado da voltagem, o eletrólito orgânico apresenta uma maior densidade de energia por apresentar maior voltagem. De maneira geral, a resistividade dos orgânicos é, no mínimo, vinte vezes superior a dos

aquosos, demonstrando uma redução significativa em termos de potência (KÖTZ; CARLEN, 2000); em compensação, uma tensão maior significa uma energia maior.

3.4 ELETRODOS

O eletrodo pode ser constituído de carbono, óxidos metálicos e polímeros (KÖTZ; CARLEN, 2000). O carbono ativado foi o primeiro material escolhido para eletrodos de capacitores de dupla camada. Possuem uma área de superfície muito grande variando entre 1000 a 3000 m²/g, o equivalente de 4 a 12 quadras de tênis.

Fibras de carbono ativado são produzidas a partir do carbono ativado. Elas possuem microporos com distribuições estreitas. A área de superfície é em torno de 2500 m²/g. Apresentam baixa resistência elétrica ao longo da fibra e bom contato com o coletor.

Aerogel é um material altamente poroso e extremamente leve. Derivado do gel orgânico onde o componente líquido do gel foi substituído por um gás.

Aerogel de carbono é mais condutivo que a maior parte dos carbonos ativados. Eles possibilitam a existência de eletrodos mecanicamente estáveis com uma espessura na casa de centenas de micrômetros e possuem poros de tamanhos uniformes. Para aplicações onde se tem muitas vibrações, o aerogel de carbono apresenta bastante estabilidade. Possui área de superfície em torno de 400 a 1200 m²/g.

Grafeno possui sua estrutura molecular arranjada em um padrão hexagonal. Possuem uma área superficial de 2630 m²/g. Possuem uma grande vantagem com relação ao carbono ativado por possuir uma condutividade maior.

Nanotubos de carbono são moléculas de carbono com uma nanoestrutura cilíndrica. Podem melhorar bastante o desempenho do capacitor por causa da sua alta condutividade. Armazenam a mesma carga que um carbono ativado por unidade de área de superfície, que é em torno de 1315 m²/g.

Óxidos de metais de transição incluindo rutênio (RuO₂), irídio (IrO₂), manganês (MnO₂) e ferro (Fe₃O₄), sozinhos ou em combinação, geram fortes reações faradaicas e possuem baixa resistência.

O dióxido de rutênio, material mais utilizado para eletrodos de pseudocapacitores, em combinação com um eletrólito de H₂SO₄, possibilita uma capacitância específica de 720 F/g e uma alta densidade de energia de 26,7 Wh/kg. Essa capacitância é em torno de 100 vezes

maior do que a de um capacitor de dupla camada utilizando eletrodos de carbono ativado. Cargas e descargas ocorrem com uma voltagem em torno de 1,2 V por eletrodo.

Eletrodos de metais de transição são bastante reversíveis, sendo possível ocorrer centenas de milhares de ciclos, no entanto, o rutênio é caro e possui baixa voltagem (2,4 V por capacitor), limitando assim suas aplicações.

Polímeros condutores, embora sejam mecanicamente fracos, possuem uma alta condutividade, resultando em baixa resistência série equivalente e uma capacitância relativamente alta. Eletrodos de polímeros condutores possuem o problema de fornecer menos ciclos de carga e descarga em relação aos outros tipos (10000 ciclos em média). Contudo, ainda é muito melhor em relação a baterias químicas.

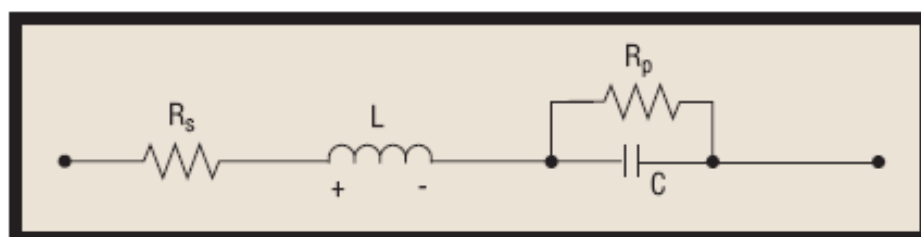
3.5 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DO ULTRACAPACITOR

Assim como em um capacitor comum, a energia que pode ser armazenada por um ultracapacitor é dada pela equação (3.10):

$$E = \frac{1}{2} C V^2 \quad (3.10)$$

O ultracapacitor pode ser modelado como mostra a Figura 3.4:

Figura 3.4 – Circuito equivalente de um ultracapacitor.



Fonte: (MARCELINO, 2014)

R_s é a resistência série equivalente, L é uma indutância série equivalente (devido às conexões internas), C a capacitância do capacitor e R_p é a resistência em paralelo equivalente que é muito alta, fazendo com que o capacitor mantenha sua carga por meses.

Como R_s é baixa, diferentemente de uma bateria, as cargas e descargas são rápidas. Essas são características muito importantes dos ultracapacitores.

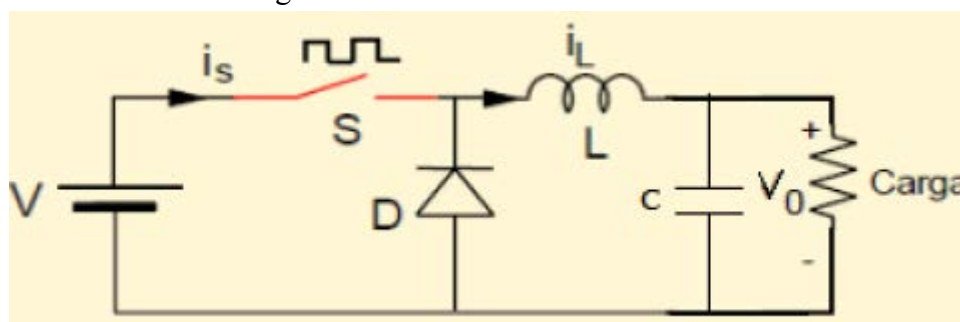
4 CONVERSORES DE POTÊNCIA

Neste capítulo são apresentados os circuitos conversores de potência utilizados no sistema proposto e suas principais características.

4.1 CONVERSOR BUCK

O conversor Buck, mostrado na Figura 4.1, é utilizado quando se deseja diminuir o nível de tensão DC de uma fonte para uma dada aplicação.

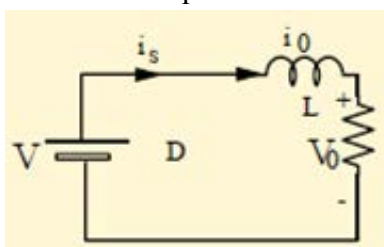
Figura 4.1 – Circuito conversor Buck.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

Este circuito funciona em duas etapas. A primeira é quando a chave está fechada. A segunda é quando a chave está aberta. Atualmente o MOSFET é utilizado como chave na maioria das aplicações. Com a chave fechada, tem-se um circuito equivalente ao mostrado na Figura 4.2.

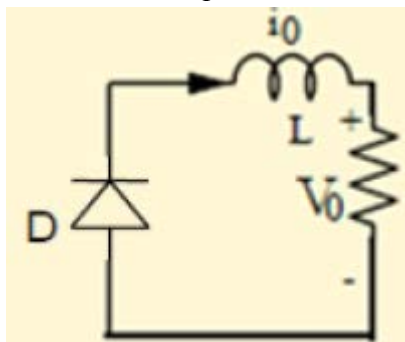
Figura 4.2 – Circuito Buck equivalente com a chave fechada.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

O indutor L e o capacitor C armazenam certa quantidade de energia durante o período t_1 , determinado pelo circuito de controle que comanda a abertura e o fechamento da chave. Quando a chave abre, tem-se um circuito equivalente ao mostrado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Circuito Buck equivalente com a chave aberta.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

Como a tensão em cima do indutor varia bruscamente devido à abertura da chave, a tensão no indutor L é invertida, passando a fornecer tensão para a carga por um tempo t_2 , também determinado pelo circuito de controle da chave. O capacitor C diminui a tensão de *ripple* causada pela variação de tensão do indutor sobre a carga.

Essas duas etapas de chaveamento se repetem, resultando em um nível de tensão mais baixo na saída V_0 .

Pode-se notar que o conjunto LC deste circuito representa um filtro passa baixa e o diodo tem a função de oferecer um caminho para a corrente circular quando a chave abre. Na Figura 4.4 é mostrada a tensão em cima do diodo e a saída V_0 , desprezando-se o valor de tensão de condução do diodo.

Figura 4.4 – Gráfico da tensão em cima do diodo (V_i) e da saída (V_0).

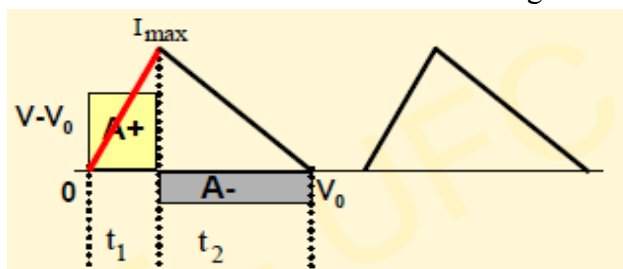


Fonte: (ANTUNES, 2012).

4.1.1 Cálculo dos parâmetros do conversor Buck

Para se calcular os valores dos componentes L e C do circuito regulador *Buck*, é necessário considerar algumas características de funcionamento desses componentes. A Figura 4.5 mostra o gráfico da corrente no indutor do circuito regulador *Buck* em função do tempo.

Figura 4.5 - Corrente no indutor do circuito regulador Buck.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

A indutância L do circuito da Figura 4.1 absorve energia durante o tempo t_1 em que a chave está fechada. (ANTUNES, 2012)

Considerando a diferença de tensão $(V - V_0)$ no indutor, sendo V_0 a tensão no diodo, e sabendo que em um indutor $i(t) = (1/L) \int_{-\infty}^t v(t) dt$, a corrente através do indutor com a chave fechada, mostrada na Figura 4.6, é expressa por:

$$i = \frac{(V - V_0)t}{L} \quad (4.1)$$

No instante t_1 a chave S abre e a corrente atinge seu valor máximo, dado por:

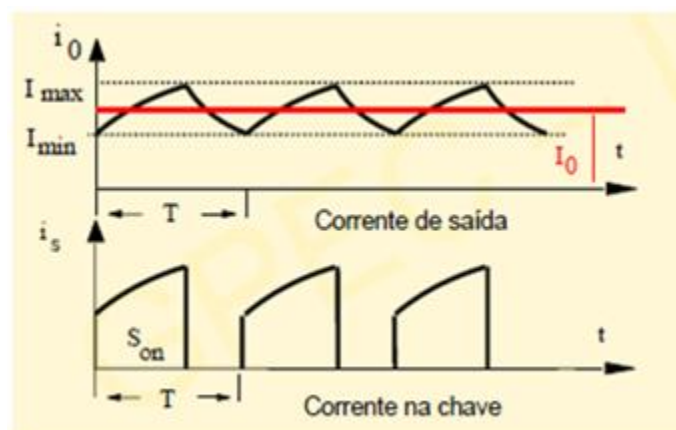
$$I_{max} = (V - V_0) \frac{t_1}{L} \quad (4.2)$$

A energia armazenada na indutância em $t = t_1$ é:

$$W = \frac{1}{2} L I_{max}^2 \quad (4.3)$$

A Figura 4.6 mostra o gráfico da corrente no indutor e a corrente na chave

Figura 4.6 - Formas de onda no conversor Buck.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

Quando a chave abre, e a tensão na indutância cai para o valor constante V_0 , devido ao diodo, a corrente então cai numa taxa constante, conforme a equação (4.4)

$$i = i_{max} - \frac{V_0 t}{L} \quad (4.4)$$

A corrente cai para zero em t_2 , quando a indutância transfere toda sua energia para a carga. Um novo ciclo pode então ser iniciado.

Visto que a energia armazenada é igual à energia transferida, conforme Figura 4.5, as áreas A_+ e A_- são iguais.

Assim:

$$A_+ = A_- \rightarrow (V - V_0)t_1 = V_0 t_2, \text{ resultando:}$$

$$t_2 = \frac{(V - V_0)t_1}{V_0} \quad (4.5)$$

Onde:

V : tensão de entrada [V];

V_0 : tensão de saída média [V];

t_1 : tempo em que saída está ON [s];

t_2 : tempo em que saída está OFF [s].

Quando a chave opera em alta frequência, a corrente na indutância varia entre i_{max} e i_{min} , com valor médio sendo dado por:

$$i_0 = \frac{(i_{max} + i_{min})}{2} \quad (4.6)$$

Enquanto a corrente de carga é contínua variando em torno de um valor médio, a corrente da fonte é pulsante. O valor médio dos pulsos de corrente da fonte i_{smed} é:

$$i_{smed} = i_0 \frac{t_1}{T} \quad (4.7)$$

onde:

i_{smed} : valor médio dos pulsos de corrente da fonte [A];

i_0 : corrente média na indutância [A];

t_1 : tempo em que saída está ON [s];

T: período do sinal de chaveamento [s];

Pela lei da conservação de energia, a energia que entra no conversor é igual à que sai.

Assim:

$$V i_{smed} = V_0 i_0 \rightarrow \frac{i_0}{i_{smed}} = \frac{V}{V_0}$$

Mas, tem – se que:

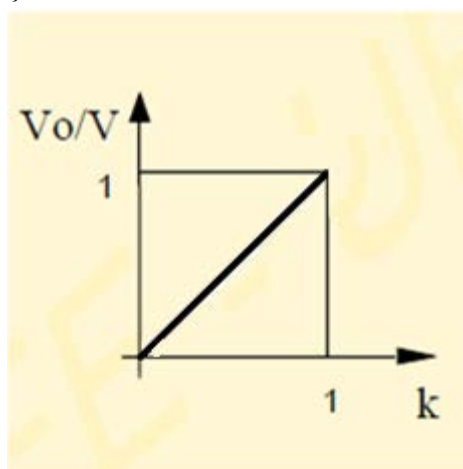
$$V_0 = k V \quad (4.8)$$

$$\frac{V_0}{V} = k = \frac{t_1}{T} \quad (4.9)$$

$$\frac{i_0}{i_{smed}} = \frac{1}{k} \quad (4.10)$$

O gráfico que relaciona a razão da entrada pela saída do circuito e o fator k é mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7 - Função de transferência do conversor abaixador (Buck).



Fonte: (ANTUNES, 2012).

As equações (4.9) e (4.10) sugerem que o conversor pode ser considerado como um transformador de corrente contínua onde o ciclo de trabalho k é equivalente à relação de transformação (relação entre espiras) em corrente alternada (ANTUNES, 2012).

O valor da corrente de *ripple* na saída do conversor é dado pela equação (4.11).

$$\Delta i_L = \frac{(1-k)kV}{Lf} \quad (4.11)$$

onde:

i_L : corrente no indutor [A];

V : tensão de entrada [V];

k : ciclo de serviço = t_1/T , $0 < k < 1$ [adimensional];

L : valor da indutância [H];

f : frequência do sinal de chaveamento [Hz].

O valor da tensão de *ripple* na saída do conversor é dado pela equação (4.12).

$$\Delta V_0 = \frac{Vk(1-k)}{8LCf^2} \quad (4.12)$$

onde:

V : tensão de entrada [V];

V_o : tensão de saída média [V];

k : ciclo de serviço = t_1/T , $0 < k < 1$ [adimensional];

L : valor da indutância [H];

C : valor da capacitância [F];

f : frequência do sinal de chaveamento [Hz].

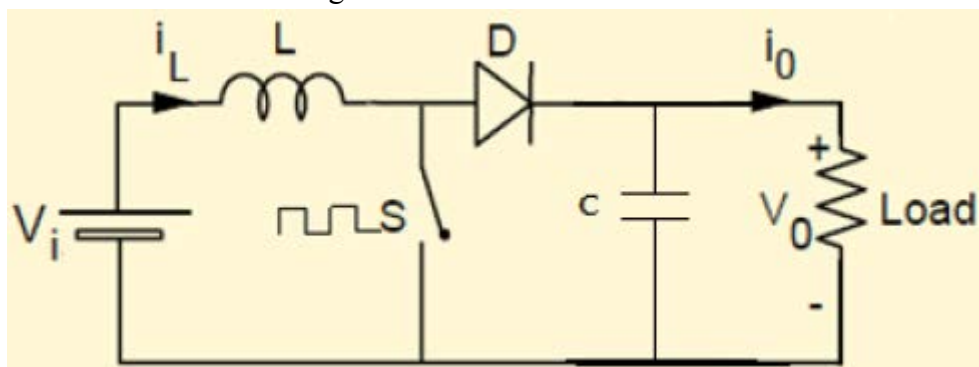
A presença do capacitor em paralelo com a carga garante um menor *ripple* na tensão de saída. A tensão de *ripple* varia na proporção inversa do valor do capacitor e da frequência de chaveamento.

Em montagens práticas, quando se deseja um circuito com pequenas dimensões, aumenta-se o valor da frequência de chaveamento. Quanto maior essa frequência de chaveamento, menor o *ripple* na carga. A tensão de saída conserva a polaridade da tensão de entrada (ANTUNES, 2012).

4.2 CONVERTOR BOOST

O conversor *Boost* é utilizado quando se quer elevar o nível DC de uma dada fonte de tensão. Na Figura 4.8 é mostrado o circuito conversor *Boost*.

Figura 4.8 – Conversor Boost.

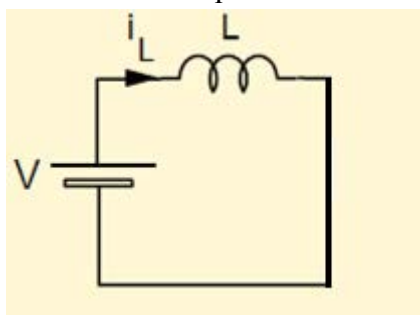


Fonte: (ANTUNES, 2012)

O regulador *Boost* trabalha em duas etapas. Tudo depende do circuito de controle que comanda o tempo que a chave estará fechada (t_1) ou aberta (t_2). Assim como no regulador *Buck*, a chave é, na maioria das vezes, implementada por um MOSFET.

Se a chave estiver fechada, o circuito equivalente será o mostrado na Figura 4.9.

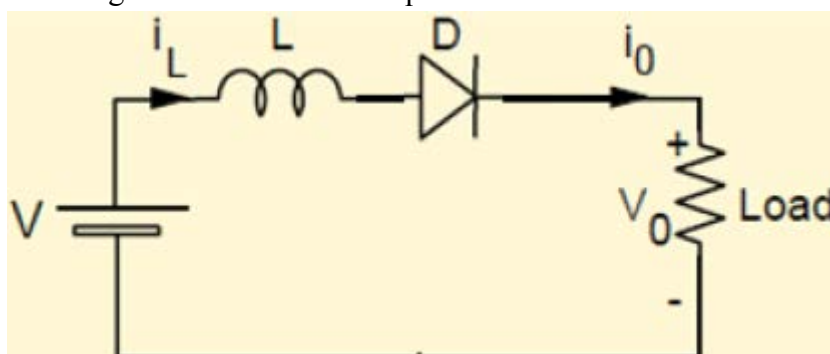
Figura 4.9 – Circuito Boost equivalente com chave fechada.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

Com essa configuração a fonte energizará o indutor até certo valor, que vai depender de quanto tempo (t_1) a chave ficará fechada (transistor em saturação). Quando a chave se abre (transistor em corte), o circuito equivalente é mostrado na Figura 4.10. O indutor vai inverter sua tensão devido à variação brusca de corrente. Dessa forma, a tensão de saída V_0 vai ser a soma de V_i mais a tensão em cima do indutor.

Figura 4.10 – Circuito equivalente com chave aberta.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

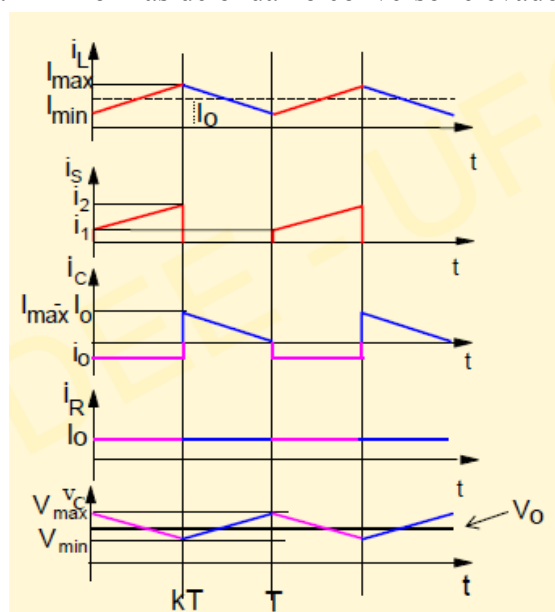
O capacitor terá a função de diminuir o ripple na saída devido à descarga do indutor.

4.2.1 Cálculo dos parâmetros do conversor *Boost*

No conversor *Boost*, quando a chave conduz a corrente aumenta, armazenando energia na indutância. Quando a chave é aberta, o diodo é diretamente polarizado e a energia armazenada na indutância é transferida para carga. A tensão de saída é a soma da tensão de alimentação e da tensão na indutância.

A Figura 4.11 mostra as formas de onda do conversor *Boost*.

Figura 4.11 - Formas de onda no conversor elevador (*Boost*).



Fonte: (ANTUNES, 2012).

A tensão instantânea em uma indutância é função da derivada da corrente em um determinado instante de tempo.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4.13)$$

Assim, com a chave fechada, a tensão no indutor é dada por:

$$V_{LON} = V = L \frac{\Delta I_{ON}}{t_1} \quad (4.14)$$

Então, por (4.14):

$$\Delta I = \frac{V}{L} t_1 \quad (4.15)$$

Com a chave aberta, a tensão no indutor é dada por:

$$V_{LOFF} = V - V_0 = L \frac{\Delta I_{OFF}}{t_2} \quad (4.16)$$

Então, por (4.16):

$$\Delta I = -\frac{V - V_0}{L} t_2 \quad (4.17)$$

Pela lei da conservação de energia, a energia que entra no conversor é a mesma que sai, isto é: $\frac{1}{2} L (\Delta I_{ON})^2 = \frac{1}{2} L (\Delta I_{OFF})^2$. Então:

$$\Delta I(t_{ON}) = -\Delta I(t_{OFF}) \rightarrow \frac{V_0}{V} = \frac{1}{1-k} = \frac{T}{t_{OFF}} \quad (4.18)$$

onde:

k: ciclo de trabalho, $0 < k < 1$ [adimensional];

V_0 : tensão de saída, $V < V_0 < \infty$ [V];

T: período do sinal de chaveamento [s];

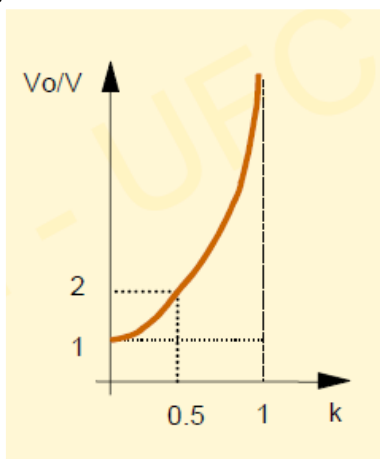
V: tensão de entrada [V];

t_{OFF} : tempo em que a chave fica aberta [s];

ΔI : variação da corrente no indutor [A].

A Figura 4.12 mostra a função de transferência obtida na equação (4.18).

Figura 4.12 - Função de transferência do conversor elevador *Boost*.



Fonte: (ANTUNES, 2012).

O valor da corrente de *ripple* no indutor é dado por:

$$\Delta i_L = \frac{kV}{fL} \quad (4.19)$$

onde:

Δi_L : corrente de ripple no indutor [A];

k: ciclo de trabalho, $0 < k < 1$ [adimensional];

V: tensão de entrada [V];

L: valor da indutância [H];

f: frequência do sinal de chaveamento [Hz].

O valor da tensão de *ripple* na saída do conversor é dado por:

$$\Delta V_0 = \frac{i_0 k}{fC} \quad (4.20)$$

Onde:

ΔV_0 : tensão de ripple na saída do conversor;

k: ciclo de trabalho, $0 < k < 1$ [adimensional];

i_0 : corrente na carga [A];

C: valor da capacitância [F];

f: frequência do sinal de chaveamento [Hz].

Como pode ser visto pelas equações (4.19) e (4.20), a tensão e corrente de *ripple* são inversamente proporcionais a L, C e f.

Durante a fase de projeto o tamanho do circuito é frequentemente levado em consideração. Para que as dimensões sejam as menores possíveis, a frequência de chaveamento do transistor deve ser elevada, diminuindo então valores de L e C (ANTUNES, 2012):

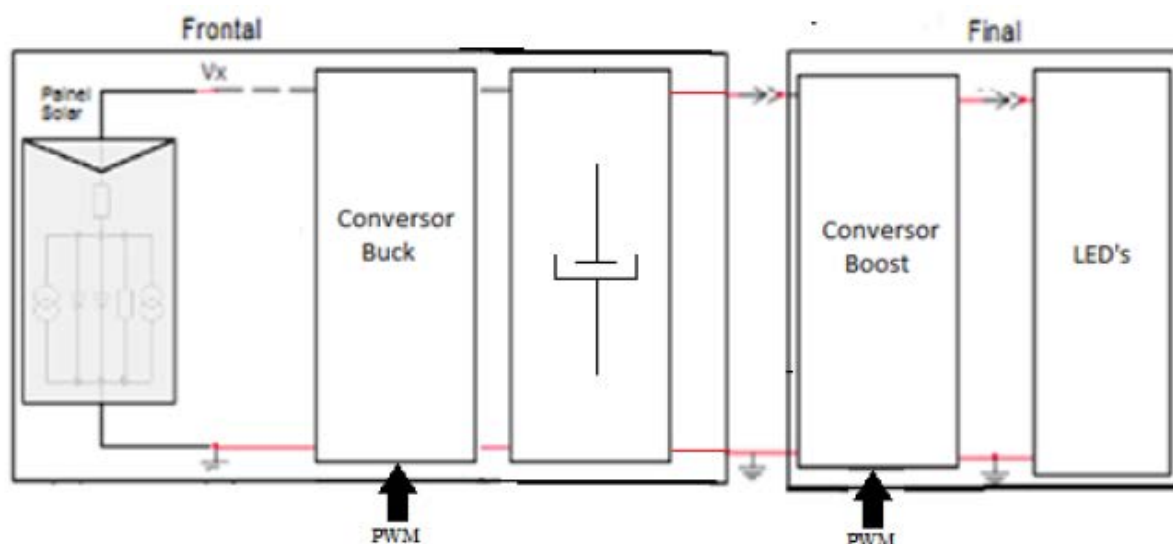
Os conversores *boost* têm as seguintes características:

- A tensão de saída é elevada sem o uso de transformador;
- Há altos picos de corrente na chave durante o tempo de fechamento t_1 ;
- A tensão de saída apresenta difícil regulação para $k > 0,5$;
- A polaridade da tensão de saída é a mesma da tensão de entrada;
- São robustos contra curto-circuito na chave ou na carga.

5 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO

Neste capítulo apresenta-se a ideia geral, que se baseia em parte no pedido de patente de MARCELINO (2014) e explica como funciona cada uma das duas partes em que ele é dividido, conforme mostrado na Figura 5.1.

Figura 5.1- Diagrama do circuito de captação, armazenamento e utilização de energia solar.



Fonte: modificado de (MARCELINO, 2014)

A parte Frontal do circuito tem a função de captar a energia solar através do painel fotovoltaico e transferi-la para o banco de ultracapacitores de forma eficiente através do conversor *Buck*, trabalhando no ponto de máxima potência (MPP).

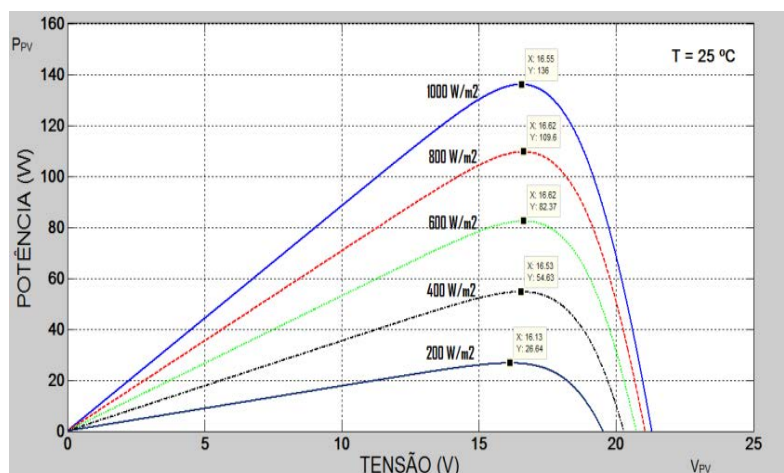
A parte Final funciona no período noturno, após o banco de ultracapacitores estar carregado. O conversor *Boost* regula a tensão do banco de ultracapacitores para a tensão de funcionamento dos LED's.

5.1 FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

Existem vários algoritmos para fazer o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) de um painel fotovoltaico. Neste trabalho foi utilizado o método da tensão constante (MARCELINO, 2014).

A Figura 5.2 mostra a potência fornecida pelo painel fotovoltaico em função da tensão de saída do mesmo. As diferentes curvas representam diferentes níveis de irradiação solar.

Figura 5.2 – Curvas de Potência x Tensão de um painel fotovoltaico com variação da irradiação solar



Fonte: (CARVALHO, 2012)

Pode-se observar através da Figura 5.2 que nos diversos pontos de máxima potência (MPP), a tensão nos terminais do painel varia muito pouco quando a intensidade da irradiação solar se altera. Se o circuito de controle garantir que a tensão de saída no módulo permaneça constante, é possível operar próximo do MPP.

O painel fotovoltaico utilizado no projeto fornece uma tensão de 17,6 V e uma corrente de 2,84 A no ponto de máxima potência. A função do conversor *Buck* é manter a tensão constante na saída do painel fotovoltaico. Para isso, o chaveamento do conversor é feito através de controle de largura de pulso (PWM).

A chave é implementada por um MOSFET que é equivalente a uma chave fechada quando a porta recebe tensão, entrando em saturação. No estado de corte, o MOSFET é equivalente a uma chave aberta, quando a tensão na porta é igual à zero.

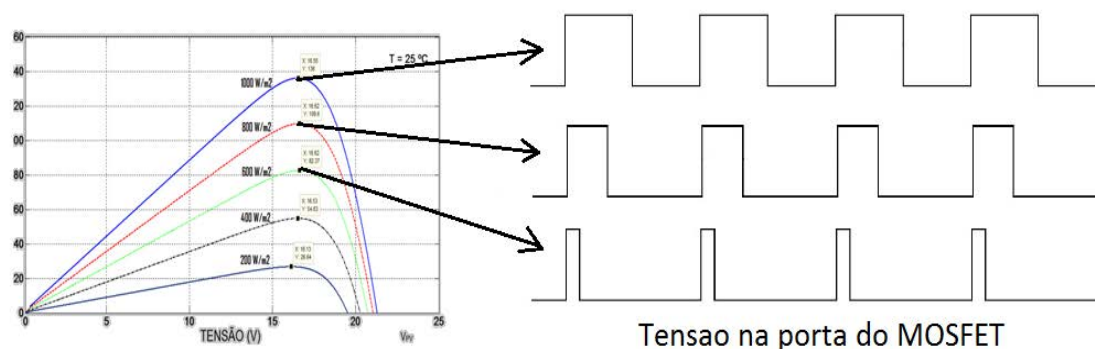
O banco de ultracapacitores do circuito possui uma tensão nominal de 10,8 V, assim o conversor *Buck* diminui a tensão de 17,6 V da saída do painel fotovoltaico para, no máximo, 10,8 V. Desta forma, o MOSFET conduz no melhor caso de irradiação, durante 62% do período de chaveamento, que é a razão da tensão no banco de ultracapacitores pela tensão de saída do painel fotovoltaico.

Quando ocorre uma diminuição da irradiação solar, como uma nuvem que entra na frente do sol, por exemplo, o banco de ultracapacitores continua solicitando a mesma quantidade de corrente que solicitava quando a irradiação era maior. Assim, a tensão de saída do painel fotovoltaico tende a cair, saindo do ponto de máxima potência. O circuito de controle de chaveamento, ao captar essa variação de tensão, diminui o tempo de condução do

MOSFET, fazendo com que menos corrente seja fornecida ao banco de ultracapacitores. Dessa forma, a tensão de saída do painel fotovoltaico volta ao ponto de máxima potência, porém, trabalhando na curva de menor potência. Assim a diminuição da largura de pulso na porta do MOSFET é proporcional à diminuição da irradiação solar no painel.

A Figura 5.3 ilustra o funcionamento do controle de chaveamento do conversor *Buck* mediante aos diferentes níveis de irradiação solar no painel fotovoltaico.

Figura 5.3– Tensão na porta do MOSFET para diferentes níveis de irradiação solar.



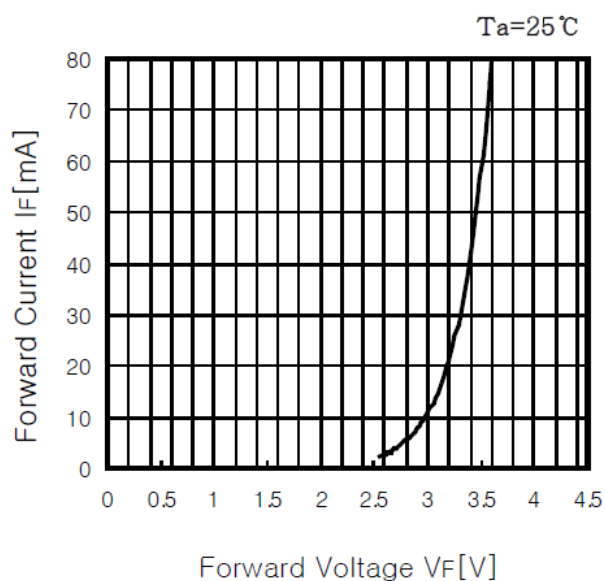
Fonte: (PRÓPRIA)

Nota-se que o objetivo é controlar a saída do painel fotovoltaico e não a tensão no banco de ultracapacitores, garantindo assim o trabalho do painel sempre no MPP.

Na parte Final do circuito, o conversor *Boost* tem a função de manter constante a tensão nos LED's. A lâmpada de LED's de alto brilho que foi especialmente dimensionada é composta por sete ramos em paralelo de quatro lâmpadas ligadas em série. Para obter dados referentes à resistência apresentada pela lâmpada LED, foi utilizada a curva da corrente pela tensão do LED utilizado, retirada da folha de dados (*datasheet*) do fabricante.

De acordo com o *datasheet*, a tensão nominal do LED é de 3,3 V e sua corrente nominal é de 20 mA, como mostrado na Figura 5.4. Para esse valor de tensão e corrente, pode-se calcular a resistência que o LED apresenta.

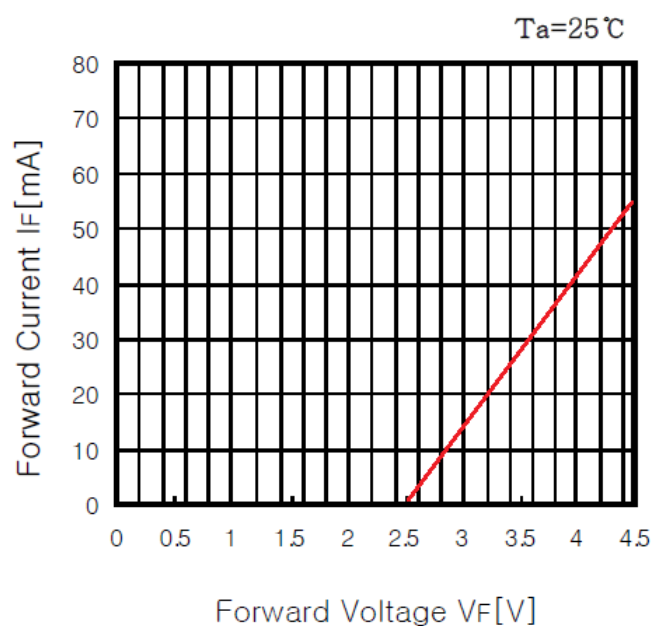
Figura 5.4 - Gráfico da corrente em função da tensão no LED



Fonte: Datasheet (LUXPIA LWH3000)

Se para começar a conduzir, o LED precisa de, no mínimo, 2,5 V e sua tensão nominal é de 3,3 V, então pode-se dizer que além de 2,5 V tem-se uma queda de tensão de 0,8 V quando uma corrente de 20 mA passa pelo LED. Assim pode-se aproximar a curva de corrente pela tensão do LED como mostrado na Figura 5.5.

Figura 5.5- Curva aproximada da corrente pela tensão no LED



Fonte: (PRÓPRIA)

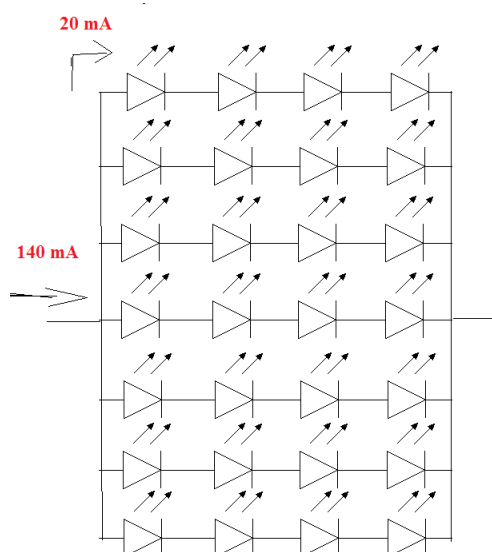
Essa aproximação só é válida, pois se tem a certeza de que na saída a corrente permanecerá constante, logo, a partir do gráfico pode-se estimar a resistência oferecida pelo LED nas condições nominais de funcionamento. Utilizando a lei de Ohm pode-se calcular essa resistência.

$$R = \frac{0,8}{20 \cdot 10^{-3}}$$

$$R = 40 \, \Omega \quad (5.1)$$

Com esse valor de resistência é possível calcular a resistência total oferecida pela lâmpada LED. Se em cada ramo da lâmpada têm-se quatro LED's em série, então serão sete ramos com uma resistência de $160 \, \Omega$. Assim, a resistência referente à lâmpada LED é de $22,8 \, \Omega$. A Figura 5.6 ilustra a luminária de LED's.

Figura 5.6 - Luminária de LED's



Fonte: (PRÓPRIA)

Como a tensão no banco de ultracapacitores é $10,8 \text{ V}$, é preciso elevar a tensão para o funcionamento da luminária LED.

Assim como no conversor *Buck* utilizado na parte Frontal do circuito, o chaveamento do conversor *Boost* também é feito através de controle PWM.

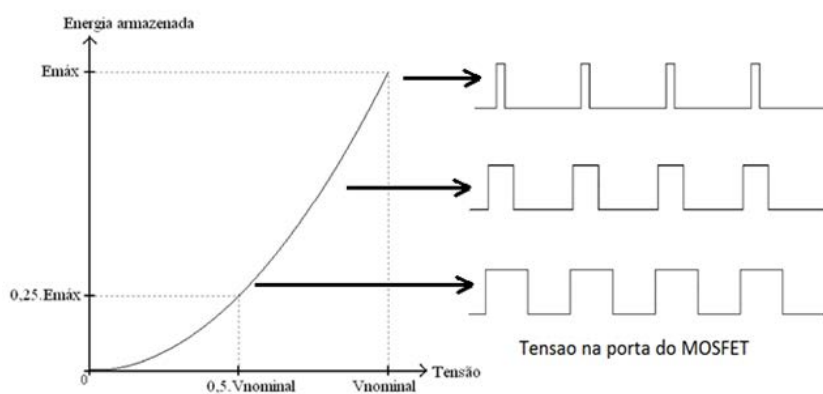
Para que a corrente na luminária LED tenha um valor de 140 mA , que é a corrente nominal da luminária, uma tensão de $13,2 \text{ V}$ deve ser aplicada.

De acordo com a equação (4.18), para obter na saída do conversor *Boost* uma tensão de 13,2 V com entrada de 10,8 V, é necessário um ciclo de trabalho inicial da forma de onda que controla o MOSFET que funciona como chave, de 0,18, ou seja, o *Duty Cycle* da forma de onda quadrada na porta do MOSFET de 18%.

À medida que o banco de ultracapacitores vai descarregando, a tensão de entrada do conversor *Boost* vai diminuindo, sendo necessário aumentar o *Duty Cycle* do sinal na porta do MOSFET com o intuito de manter constantes os 13,2 V nos LED's.

A Figura 5.7 ilustra o controle PWM na porta do MOSFET à medida que a tensão no banco de ultracapacitores vai caindo.

Figura 5.7 – Controle PWM em função da descarga do banco de ultracapacitores.



Fonte: (PRÓPRIA)

No projeto do banco de ultracapacitores, é considerado que a tensão no banco varia entre V nominal e $0,5 V$ nominal, pois abaixo de 50% da tensão nominal do banco, tem-se apenas 25% da energia aproveitável e a elevação de tensão se tornaria difícil para o conversor.

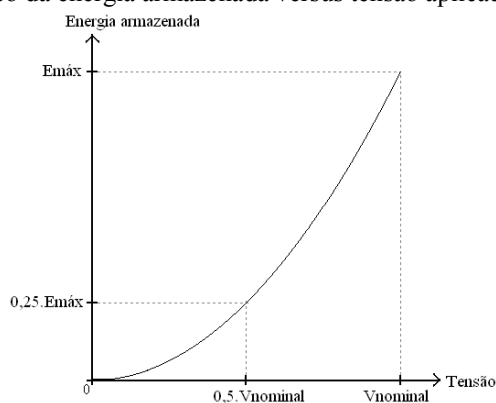
6 DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE ULTRACAPACITORES

Neste capítulo faz-se o levantamento da demanda de energia que será utilizada na iluminação através da luminária LED a fim de calcular o banco de ultracapacitores necessário para armazená-la.

Sabe-se que a energia armazenada em um capacitor de qualquer tipo é função da capacitância e da tensão aplicada, conforme a equação (3.10):

Ou seja, a energia aumenta quadraticamente com o aumento da tensão (supondo a capacitância constante) e que a energia máxima é obtida quando o capacitor está carregado com sua tensão nominal máxima suportável pelo dielétrico. Supondo uma descarga do capacitor à corrente constante, ocorre que a tensão decresce linearmente, mas a energia restante diminui rapidamente, conforme visto anteriormente na Figura 3.4.

Figura 6.1 – Gráfico da energia armazenada versus tensão aplicada em um capacitor.



Fonte: (GOUVÊA, 2011)

Considerando o processo de descarga do capacitor, pode-se dizer que ele só libera sua energia quando ocorre uma variação da diferença de potencial sobre seus terminais, o que permite que a equação (3.10) seja reescrita como (6.2):

$$\Delta E = E_{INICIAL} - E_{FINAL} \quad (6.2)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{inicial}^2 - \frac{1}{2} \cdot V_{final}^2$$

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{inicial}^2 - V_{final}^2) \quad (6.3)$$

Percebe-se que para aproveitar toda a energia armazenável pelo capacitor a tensão deveria variar de seu valor nominal até zero, fazendo com que a variação da diferença de potencial equivalha à própria tensão nominal do componente. Porém, em termos práticos isto não é viável, pois exigiria que fonte chaveada tenha capacidade de elevar uma tensão muito próxima de zero (quando o ultracapacitor estiver no final da descarga) até a tensão de saída nominal desejada. Por este motivo só se pode aproveitar parte da energia armazenada no ultracapacitor, o que significa que para que o projeto seja viável tem-se a expressão (6.4):

$$V_{inicial} - V_{final} < V_{nominal} \quad (6.4)$$

Considerando uma variação da diferença de potencial equivalente à metade da tensão nominal, verifica-se que a energia aproveitável (ΔE) é dada por (6.5):

$$\begin{aligned} V_{inicial} &= V_{final} = V_{nominal} \\ V_{final} &< \frac{V_{nominal}}{2} \\ \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{inicial}^2 - V_{final}^2) \\ \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{nominal}^2 - (\frac{V_{nominal}}{2})^2) \\ \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{nominal}^2 - \frac{V_{nominal}^2}{4}) \\ \Delta E &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{nominal}^2 [J] \end{aligned} \quad (6.5)$$

Mas:

$$E_{MÁX} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{NOM}^2$$

Portanto:

$$\Delta E = \frac{3}{4} \cdot E_{MÁX}$$

Vê-se que 75% da energia do ultracapacitor é aproveitada, permanecendo ainda 25% no componente.

Considera-se “faixa de tensão utilizável do ultracapacitor” (ΔV) como sendo desde a sua tensão nominal até metade da tensão nominal. Uma faixa maior não provoca um aumento significativo no valor da energia aproveitável.

A carga a ser alimentada é uma luminária com LEDs de alto brilho e baixa potência, composta por 28 LEDs dispostos da seguinte maneira: 7 ramos em paralelo, cada um com 4 LEDs em série. As características individuais de cada LED são:

- tensão nominal: 3,3V;
- corrente nominal: 20 mA;
- intensidade luminosa: 18 Cd;
- ângulo de abertura da luz: 30 °.

Através do uso de uma lente apropriada, pode-se fazer com que o ângulo de abertura da luz da luminária como um todo aumente para 120° (GOUVÊA, 2011).

As características elétricas e luminosas da luminária LED são:

- tensão nominal: 13,2V;
- corrente nominal: 140 mA;
- potência: 1,848W;
- fluxo luminoso: 2262 lm.

Vale observar que se deseja somente iluminação para deslocamento externo de pedestres e não o excedente que existe hoje, apenas no Brasil, que é possível até mesmo a leitura em baixo de um poste. Observação: na Alemanha as ruas são bem escuras, e iluminação pública é suficiente apenas para o deslocamento do pedestre sem riscos.

A potência da carga (luminária LED) é de 1,848W. Considerando perdas de energia de 20%, ou seja, rendimento de 80%, tem-se uma potência real de $\frac{1,848}{0,80} \cong 2,31$ W. Logo, consumo de energia da carga é de 2,31Wh. Em termos de unidades do Sistema Internacional (SI), tem-se que a energia consumida no período de uma hora é:

$$E = 2,31 Wh$$

$$1 Wh = 3600 J$$

$$E = 2,31 \cdot 3600$$

$$E = 8,3 kJ$$

Para manter a luminária operando por 24 horas (Δt), prevendo assim, por segurança, 2 períodos noturnos de trabalho com 12 horas cada, consome-se a seguinte quantidade de energia:

$$E_{CARGA} = E \cdot \Delta t = 8,3 \cdot 24$$

$$E_{carga} = 199,6 \text{ kJ} \quad (6.6)$$

A energia fornecida pelo ultracapacitor, considerando uma diferença de potencial igual à metade da tensão nominal, é dada pela expressão (6.5). Igualando a energia fornecida à energia consumida, ou seja, igualando as expressões (6.5) e (6.6), encontra-se a equação (6.7):

$$\begin{aligned} \Delta E &= E_{CARGA} \\ \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{NOM}^2 &= 199,6 \cdot 10^3 \\ \frac{3}{8} \cdot C \cdot V_{NOM}^2 &= 199600 \\ C \cdot V_{NOM}^2 &= 199600 \cdot \frac{8}{3} \\ C \cdot V_{NOM}^2 &= 532224 \\ C &= \frac{532224}{V_{NOM}^2} \quad [F] \end{aligned} \quad (6.7)$$

Sendo V_{NOM} a tensão dada em Volts e C a capacitância em Farads.

A equação (6.7) relaciona capacitância do ultracapacitor a sua tensão nominal, e pode ser utilizada para calcular componentes comerciais que atendam as especificações da carga proposta.

Nota-se que a equação (6.7) é da forma:

$$C = \frac{b}{V_{NOM}^2} \quad (6.8)$$

Sendo b uma constante dada em função da energia consumida pela carga em um certo intervalo de tempo.

Para projetar o banco de ultracapacitores, usa-se a equação (6.7) da seguinte forma:

Primeiro, escolhe-se um componente disponível no mercado. Por exemplo, um ultracapacitor de 3000F e 2,7V da empresa Maxwell Technologies.

Segundo, escolhe-se a tensão nominal do arranjo de ultracapacitores desejado. Por exemplo, se cada componente tem tensão nominal individual de 2,7V e deseja-se tensão total de 10,8V, precisa-se de quatro componentes em série. Isto “amarra” a quantidade de componentes em série do banco.

Terceiro, substitui-se a tensão desejada na equação (6.7), obtendo-se a capacitância total do banco, necessária para suprir a carga pelo tempo desejado:

$$C = \frac{532224}{10,8^2} = 4562,96 \text{ [F]}$$

O quarto passo é calcular o número de ramos em paralelo que o banco deve ter. Como tem-se quatro capacitores em série, cada ramo tem capacitância equivalente de $300[F] / 4 = 75[F]$. Para se chegar a 4562,96 F são necessários $4562,96 / 75 = 6,08$ ramos em paralelo. Como o número de ramos deve ser um número inteiro, arredonda-se o resultado, encontrando-se um total de 6 ramos em paralelo.

O número total de capacitores é (6 ramos em paralelo) x (4 capacitores em série por ramo) = 24 componentes.

Dessa maneira, o banco projetado com o ultracapacitor escolhido tem por características:

- fabricante dos ultracapacitores: Maxwell Technologies;
- número de componentes: 24;
- arranjo: 6x4 (6 ramos em paralelo x 4 componentes em série);
- capacitância total: 4500F;
- tensão nominal: 10,8V;
- energia máxima armazenável: 262,44 kJ (ou 72,9 VAh);
- custo aproximado: US\$1382,40.

Para calcular outro banco com especificações diferentes, o procedimento é o mesmo, bastando alterar os valores da:

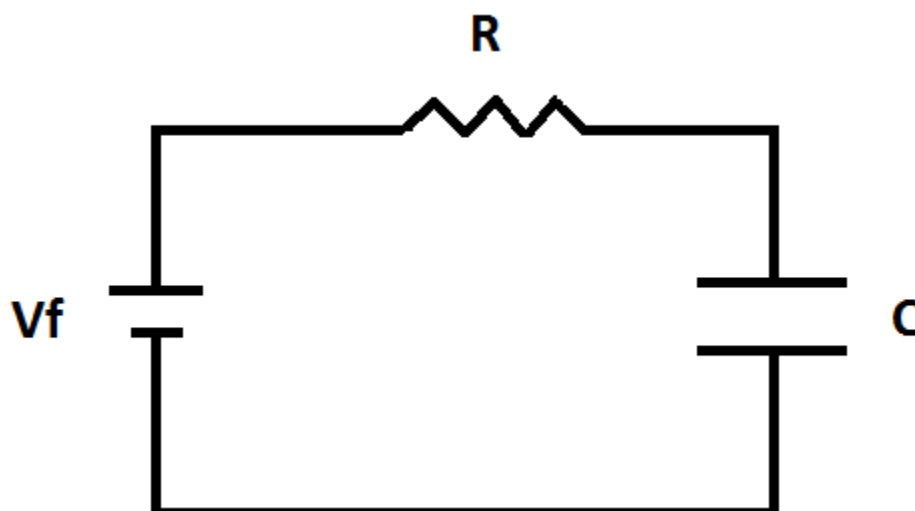
- faixa de tensão utilizável do ultracapacitor (ΔV);
- potência da carga;
- rendimento da carga;
- tempo de operação (Δt);
- características do ultracapacitor (capacitância e tensão nominal).

7 DIMENSIONAMENTO DO PAINEL FOTOVOLTAICO

Neste capítulo faz-se o dimensionamento da potência que o painel fotovoltaico deve fornecer a fim de se carregar o banco de ultracapacitores em um tempo desejado.

O circuito equivalente da saída do conversor Buck é mostrado na Figura 7.1:

Figura 7.1 – Circuito equivalente na saída do conversor Buck.



Fonte: (PRÓPRIA)

Para dimensionar o painel fotovoltaico, é preciso descobrir a potência que este deve fornecer a fim de carregar o banco de ultracapacitores em um tempo t desejado até a sua tensão nominal V_n , levando em consideração que a tensão parte sempre de $V_n/2$, assim como discutido no capítulo seis. Antes da implementação do sistema, o banco de ultracapacitores será carregado completamente com energia da rede elétrica e, depois de instalado, o sistema utilizará somente a energia solar. Na Figura 7.1, V_f representa a tensão de saída do conversor *Buck*, R , a resistência em série com o banco de ultracapacitores que, por sua vez, é representado por C .

A equação de carga de um capacitor é dada pela equação (7.1)

$$V_c = V_f(1 - e^{-t/RC}) \quad (7.1)$$

Supondo que a carga do ultracapacitor atinge o seguinte valor de tensão:

$$V_c = 0.99V_f \quad (7.2)$$

Resolvendo a equação (7.1) para o tempo t , e considerando $V_c = 0.99 V_f$, tem-se:

$$t = 4,6RC \quad (7.3)$$

O capacitor carregará a partir da metade da sua tensão nominal, pois como discutido anteriormente, a energia armazenada, com a tensão do capacitor variando de zero até a metade da sua tensão nominal, é de apenas 25% da energia total, portanto, para o dimensionamento do painel fotovoltaico, esse tempo de carga do capacitor de zero até metade de sua tensão nominal é descontado, devido à pré-carga antes da instalação do sistema.

Utilizando a equação (7.1) considera-se a seguinte tensão final do capacitor:

$$V_c = \frac{1}{2} V_f \quad (7.4)$$

Resolvendo a equação (7.1) para o tempo, tem-se:

$$t = 0,69RC \quad (7.5)$$

Subtraindo o resultado de (7.5) de (7.3), tem-se o tempo de carga do banco de ultracapacitores para a aplicação em questão, como mostrado na equação (7.6):

$$t_{carga} = 3,91RC \quad (7.6)$$

Considerando que o banco de ultracapacitores de 4500 F vai carregar totalmente dentro de um período de 6 horas, levando em conta que se tem uma alta insolação no período das 10 horas da manhã até 16 horas, o valor da resistência a ser utilizada, de acordo com (7.6) é:

$$6.3600 = 3,91 \cdot R \cdot 4500$$

$$R = 1,227 \Omega \quad (7.7)$$

Observando o circuito equivalente da Figura 7.1, calcula-se o valor da corrente considerando que o banco de ultracapacitores já está na metade da sua tensão nominal, para isso utiliza-se a equação (7.8):

$$I = \frac{(V_f - V_c)}{R} \quad (7.8)$$

$$I = \frac{(10.8 - 5.4)}{1,227}$$

$$I = 4,4 \text{ A} \quad (7.9)$$

Com o valor de corrente encontrado em (7.9) pode-se calcular o valor da potência que o painel deve fornecer a partir da equação (7.10):

$$Pot = \frac{V_f \cdot I}{\eta} \quad (7.10)$$

Onde η é a eficiência do conversor Buck que hoje está em torno de 95% (BRAGA, 2012).

$$Pot = \frac{10,8 \cdot 4,44}{0,95} = 50 \text{ W}$$

$$Pot = 50 \text{ W} \quad (7.11)$$

Portanto, é necessário um painel fotovoltaico de 50 W para carregar um banco de ultracapacitores de 4500 F em 6 horas.

As características elétricas do painel fotovoltaico utilizado na simulação são:

- Tensão de circuito aberto: $V_{oc} = 20,96 \text{ [V]}$;
- Corrente de curto circuito: $I_{sc} = 3,41 \text{ [A]}$;
- Tensão no ponto de máxima potência: $V_m = 17,60 \text{ [V]}$;
- Corrente no ponto de máxima potência: $I_m = 2,84 \text{ [A]}$.

8 DIMENSIONAMENTO DAS INDUTÂNCIAS E CAPACITÂNCIAS DOS CONVERSORES *BUCK* E *BOOST*

Neste capítulo são apresentados os cálculos utilizados para se dimensionar os valores dos indutores e capacitores utilizados nos conversores *Buck* e *Boost*. São apresentados também os cálculos dos parâmetros construtivos dos indutores.

8.1 CONVERSOR BUCK

Para realizar o dimensionamento da indutância do conversor abaixador de tensão utilizado no circuito de captação e armazenamento de energia solar, utiliza-se a equação (4.11) que foi deduzida no capítulo 4.

$$\Delta i_L = \frac{(1 - k)kV}{Lf}$$

Para o valor de Δi_L , utiliza-se um valor de 0,5%¹ da corrente máxima na carga e, com base nos dados do painel fotovoltaico citados no capítulo anterior, tem-se que a corrente máxima no ponto de máxima potência é:

$$I_{max1} = 2,84 \text{ A}$$

Porém, a corrente que circula para a carga é diferente devido ao abaixamento da tensão, logo a corrente do lado de baixa tensão do conversor *Buck* é calculada conforme a equação (8.1):

$$I_{max2} = \frac{I_{max1}}{K} \quad (8.1)$$

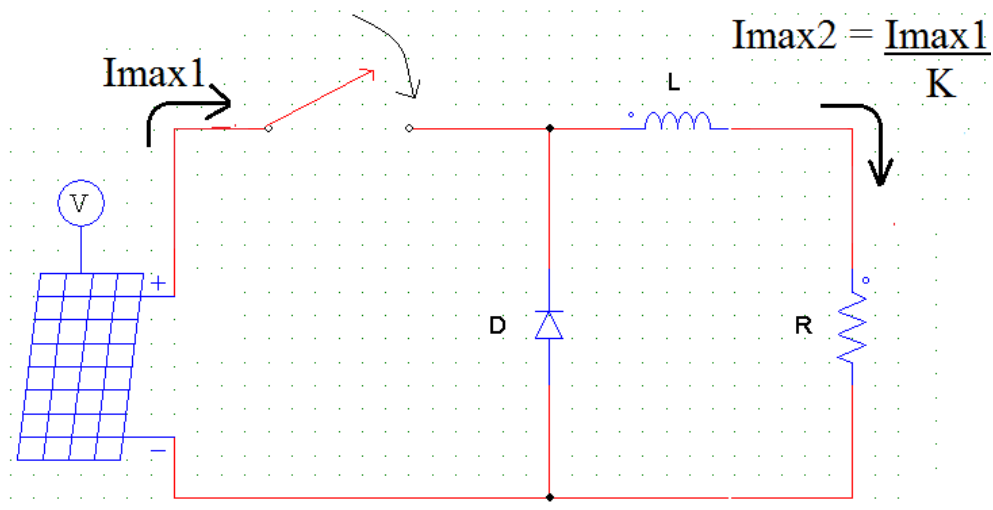
Onde K é a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor *Buck*.

$$k = \frac{V0}{V} = \frac{10,8}{17,6} = 0,613$$

¹ Foram feitos os mesmos cálculos para valores de 0,5%, 1%, 2% e 5 %. A diferença de preço final do material utilizado para a construção das bobinas referentes a estes valores foi insignificante. Portanto utilizou-se o menor valor.

A Figura 8.1 ilustra a relação de correntes.

Figura 8.1- Relação de correntes no conversor *Buck*



Fonte: (PRÓPRIA)

Assim, o valor da corrente máxima no lado de baixa tensão do conversor *Buck* é:

$$I_{max2} = \frac{2,84}{0,62} = 4,633 \text{ A}$$

Dessa forma, encontram-se os seguintes valores para a utilização na equação (4.10):

$$\Delta i_L = 0,005 \cdot 4,58 = 0,0229 \text{ A}$$

$$f = 25 \text{ kHz}$$

E resolvendo para L , tem-se:

$$L = 7,166 \text{ mH}$$

Como a indutância calculada já garante uma corrente de *ripple* muito baixa, não é necessária a introdução de um capacitor em paralelo com a carga.

8.1.1 Construção do indutor Buck

Não existe uma fórmula exata para se construir uma bobina e determinar o número de espiras a ser utilizado, o que existem são fórmulas empíricas ou aproximadas para calcular com aproximação razoável a indutância de uma bobina, quando suas dimensões satisfizerem determinadas condições (BRAGA, 2012).

A equação (8.2) relaciona o número de espiras a ser utilizado para um dado valor de indutância e um dado valor de diâmetro e comprimento do enrolamento.

$$n = \sqrt{\frac{L \cdot C \cdot 10^8}{1,256 \cdot S \cdot \mu}} \quad (8.2)$$

Onde:

n é o número de voltas ou espiras;

L é a indutância desejada em Henry;

C é o comprimento do enrolamento em centímetros;

S é a área abrangida por uma espira;

μ é a permeabilidade do material utilizado no núcleo.

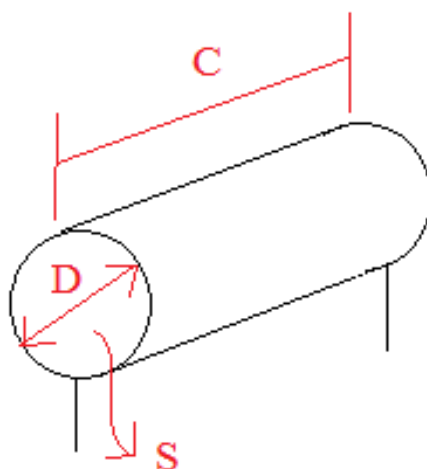
Será feito o cálculo para uma bobina com núcleo de ferrite, pois com a introdução de materiais ferromagnéticos em uma bobina, consegue-se uma concentração das linhas de força do campo magnético, e com isso pode-se ter maior precisão na obtenção de uma certa indutância, como também pode-se fazer isso com menor número de espiras (BRAGA, 2012).

Para se calcular S , utiliza-se a equação (8.3):

$$S = \pi \frac{D^2}{4} \quad (8.3)$$

Onde D é o diâmetro da área abrangida pela espira assim como mostrado na Figura 8.2.

Figura 8.2 – Área da Bobina.



Fonte: (PRÓPRIA)

Para que a equação (8.2) seja válida, os solenoides devem ser pequenos e seu comprimento não deve ser maior que uma e meia ou duas vezes seu diâmetro. Com a manutenção das dimensões dentro desses limites, os cálculos são precisos o suficiente para ficarem dentro das tolerâncias exigidas pela maioria dos projetos práticos (BRAGA, 2012).

Utilizando as equações (8.2) e (8.3) e adotando um núcleo de ferrite com permeabilidade de 2000 [H/m], $C = 1$ cm e $D = 1$ cm têm – se:

$$S = 0,785 \text{ cm}^2$$

$$n = \sqrt{\frac{(0,00716) \cdot 1 \cdot 10^8}{1,256 \cdot 0,785 \cdot 2000}}$$

$$n = 19 \text{ espiras.}$$

Com o número de espiras determinado, é possível calcular o valor da bitola do fio a ser utilizada para que não exista espaço não preenchido ao longo do comprimento do enrolamento.

Dividindo-se o comprimento do enrolamento pelo número de espiras, encontra-se o diâmetro do fio a ser utilizado que neste caso é de aproximadamente 0,52 mm. O diâmetro de fio encontrado mais próximo deste valor é o AWG 24 que possui diâmetro de 0,51 mm.

O comprimento do fio utilizado para se construir o indutor é calculado pela equação (8.4).

$$l = 2\pi \cdot r \cdot n \quad (8.4)$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$l = 0,6 \text{ m}$$

Portanto, o indutor de 7,166 mH pode ser construído com uma bobina composta de 19 espiras e utilizando um núcleo de ferrite de um centímetro de comprimento e um centímetro de diâmetro. O fio de cobre utilizado possui medida de secção transversal de AWG 24 e comprimento de 60 cm.

8.2 CONVERTOR BOOST

Para realizar o dimensionamento da indutância do conversor elevador de tensão utilizado no circuito da parte Final, mostrado na Figura 5.1, utiliza-se a equação (4.19) que foi deduzida no capítulo 4.

$$\Delta i_L = \frac{kV}{fL}$$

Δi_L é a corrente de *ripple* na indutância. Um valor razoável para essa corrente de *ripple* é equivalente a $0,5\%^2$ da corrente máxima que passa pela indutância. Sabendo-se que a corrente na carga é de 140 mA e que a relação de potencia entre a entrada e saída do conversor *Boost* é unitária, pode-se calcular a corrente máxima na indutância.

Desta forma, igualando a potencia de saída com a potencia de entrada, tem-se:

$$10,8 \cdot I_{max} = 13,2 \cdot 0,14$$

$$I_{max} = 0,171 \text{ A} \quad (7.3))$$

² Foram feitos os mesmos cálculos para valores de 0,5%, 1%, 2% e 5%. A diferença de preço final do material utilizado para a construção das bobinas referentes a estes valores foi insignificante. Portanto utilizou-se o menor valor.

Assim, pode-se calcular a corrente de *ripple* no indutor:

$$\Delta i_L = 0,005 \cdot 0,171 = 0,000855 [A]$$

Utilizando a equação (4.18), encontra-se o valor de k:

$$k = \frac{V_0 - V}{V} = \frac{13,2 - 10,8}{13,2} = 0,1818$$

$$f = 25 [kHz]$$

E resolvendo para L, tem-se:

$$L = 0,0918 [H]$$

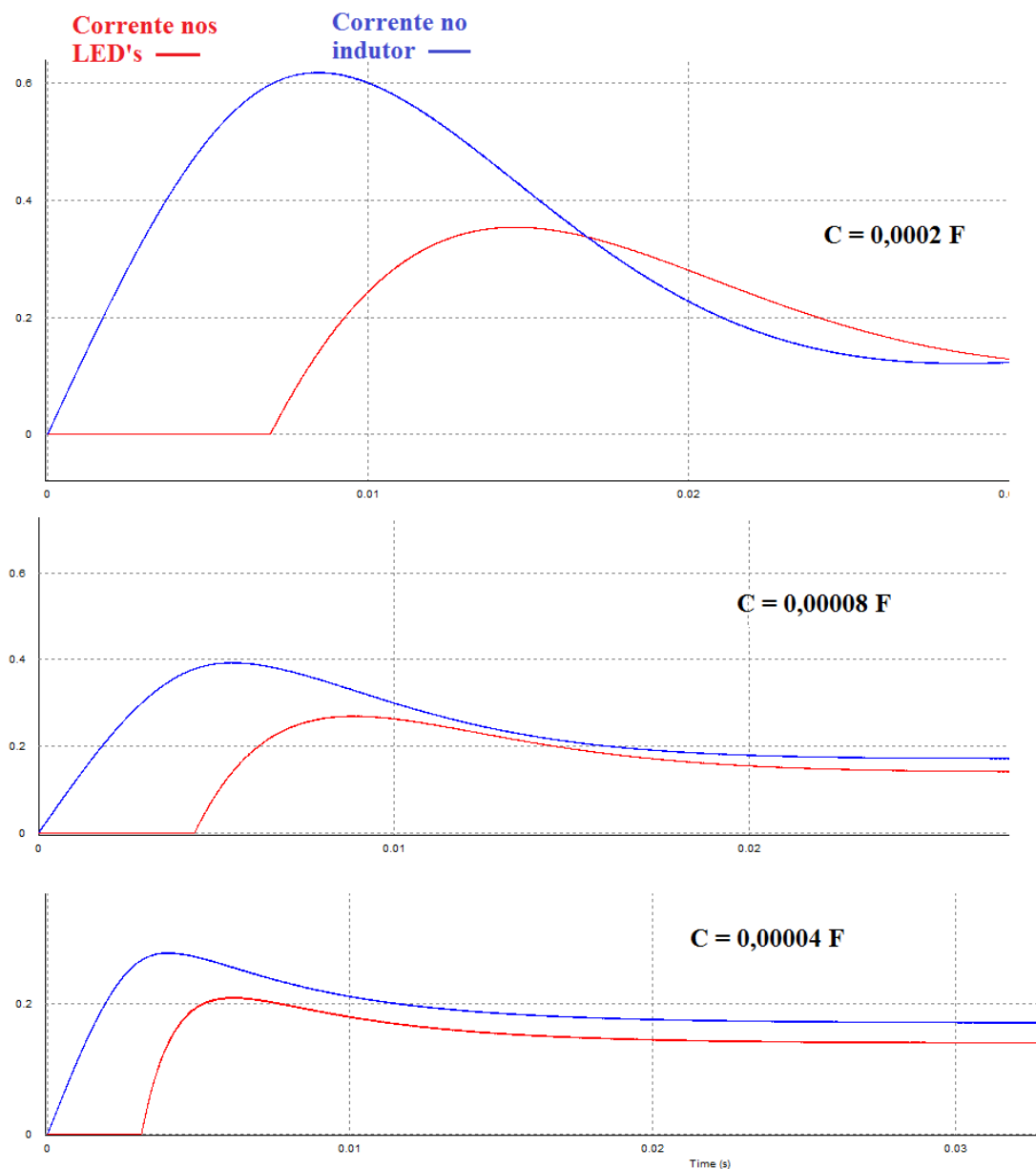
Para realizar o dimensionamento da capacitância utiliza-se a equação (4.20) que foi deduzida no capítulo 4.

$$\Delta V_0 = \frac{i_0 k}{fC}$$

Esta equação faz o cálculo da capacitância em função da tensão de *ripple* desejada na carga. Porém, ao se introduzir um capacitor neste circuito, no instante em que a chave estiver aberta, o circuito será de segunda ordem por possuir dois elementos armazenadores de energia, no caso, o indutor e o capacitor. Circuitos de segunda ordem, ao serem ligados, produzem um transitório na corrente e na tensão provocando picos de corrente e tensão. Neste caso, um pico de corrente nos LED's pode danificá-los. Portanto deve-se escolher um valor de capacitância aonde o pico de corrente seja mínimo, ou dentro dos limites de corrente do LED.

Foram realizadas simulações com diferentes valores de capacitância e observou-se os picos de corrente nos LED's. A Figura 8.3 mostra o resultado das simulações.

Figura 8.3 – Corrente na indutância e nos LED's do conversor *Boost*



Fonte: (PRÓPRIA)

A partir da Figura 8.3 é possível observar que quanto maior o valor da capacitância, maior o pico de corrente no indutor e na carga. O valor de $40 \mu\text{F}$ apresentou um pico de corrente que não apresenta risco para os LED's, pois a corrente máxima que este suporta é de 210 mA.

Pode-se observar também que a corrente nos LED's se inicia com um pequeno atraso em relação a corrente no indutor. Isso ocorre porque o capacitor, que esta em paralelo com a

carga, leva um tempo para ser carregado, através do indutor, até a tensão de operação mínima dos LED's que é de 10 V.

Portanto, foi escolhida uma capacitância de 40 μF que apresenta uma tensão de *ripple* de 25 mV para a luminária de LED's.

8.2.1 Construção do indutor *Boost*

Utilizando as equações (8.2) e (8.3) e adotando um núcleo de ferrite com permeabilidade de 2000 [H/m], C = 1 cm e D = 1 cm têm – se:

$$S = 0,785 \text{ cm}^2$$

$$n = \sqrt{\frac{(0,0918) \cdot 1 \cdot 10^8}{1,256 \cdot 0,785 \cdot 2000}}$$

$$n = 68 \text{ espiras.}$$

Dividindo-se o comprimento do enrolamento pelo numero de espiras, encontra-se o diâmetro do fio a ser utilizado que neste caso é de aproximadamente 0,147 mm. O diâmetro do fio encontrado mais próximo deste valor é o AWG 35 que possui diâmetro de 0,1426 mm.

O comprimento do fio utilizado para se construir o indutor é calculado pela equação (8.4) encontrando-se $l = 2,13 \text{ m}$.

Portanto, o indutor de 91,8 mH pode ser construído com uma bobina de núcleo de ferrite com 68 espiras, um centímetro de comprimento e um centímetro de diâmetro.

O fio de cobre utilizado possui medida de secção transversal de AWG 35 e comprimento de 2,13 m.

9 SIMULAÇÃO DO SISTEMA

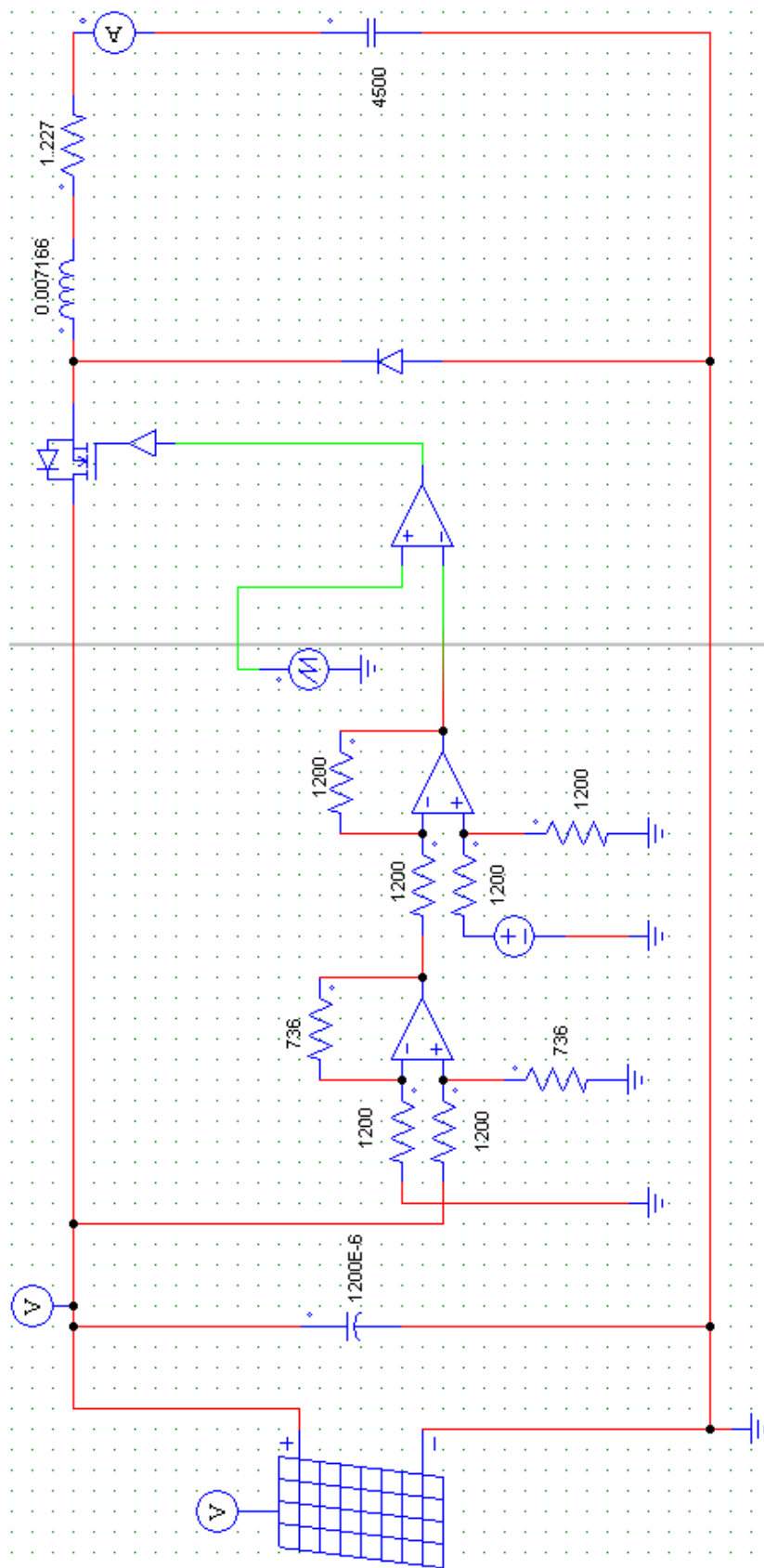
Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações do sistema proposto feitas a partir do software PSIM e também, explica o funcionamento dos circuitos de controle PWM utilizados para o chaveamento dos conversores *Buck* e *Boost*.

9.1 CIRCUITO DE CAPTAÇÃO E ARMAZENAMENTO

Na Figura 9.1 é possível visualizar o circuito conversor *Buck* que faz a diminuição da tensão fornecida pelo painel fotovoltaico. O chaveamento para o conversor é feito através de um MOSFET que é controlado por um sinal PWM em sua porta.

Na saída do conversor Buck encontra-se uma resistência em série com a indutância, que serve para limitar a corrente no máximo valor que o painel fotovoltaico pode fornecer.

Figura 9.1 - Circuito de captação e armazenamento da energia solar.

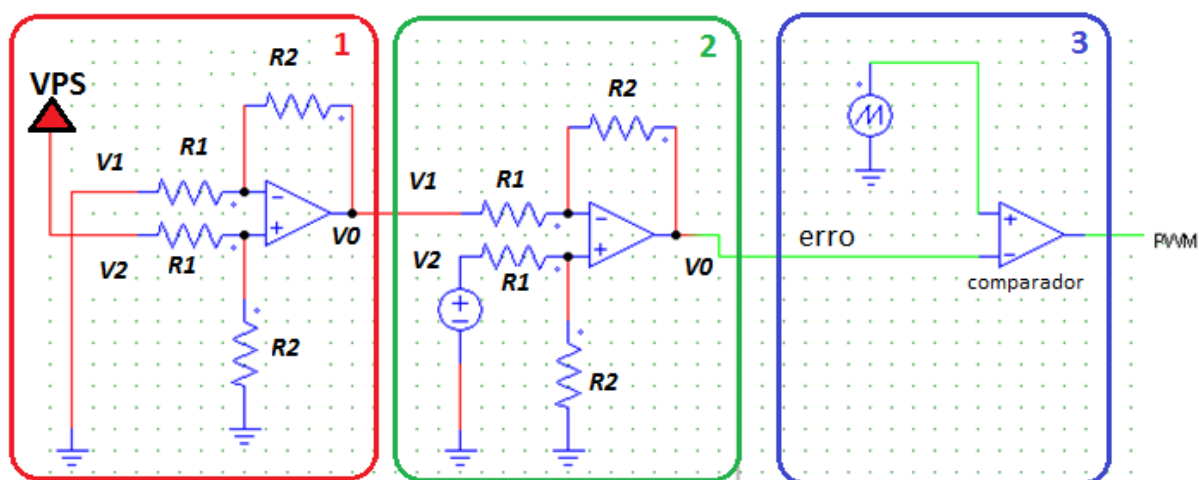


Fonte: (PRÓPRIA)

9.1.1 Circuito de controle PWM

O circuito que controla a abertura e fechamento da chave é feito através de amplificadores operacionais que geram um sinal PWM de acordo com o valor da tensão de entrada do circuito, ou seja, este circuito monitora a entrada do conversor Buck com o intuito de manter constante a tensão de saída do painel fotovoltaico no valor que corresponde ao ponto de máxima potência.

Figura 9.2 - mostra o circuito de comando que gera o sinal PWM.



Fonte: (PRÓPRIA)

Pode-se observar que o circuito de controle para gerar o sinal PWM na porta do MOSFET é composto por três partes, que na Figura 9.2 estão enumeradas de 1 a 3.

A parte 1 tem a função de multiplicar a tensão de saída do painel fotovoltaico, VPS, por um fator K já citado no capítulo 4. Este valor é a razão entre o valor da tensão de saída pela tensão de entrada do circuito conversor Buck. No circuito, esse fator limita o Duty Cycle do sinal PWM em um valor de K, ou seja, o MOSFET irá conduzir durante K.100% do período e, para este caso, K é de aproximadamente 0,62, logo, o Duty Cycle máximo do sinal PWM será de 62%.

A saída e a entrada do circuito da parte 1 são relacionadas pela equação (9.1):

$$V0 = \frac{R2}{R1} (V2 - V1) \quad (9.1)$$

Nesta parte do circuito, V1 é aterrado e V2 recebe a tensão instantânea do painel fotovoltaico, VPS. A partir da equação (9.1) observa-se que a tensão de saída do amplificador operacional será:

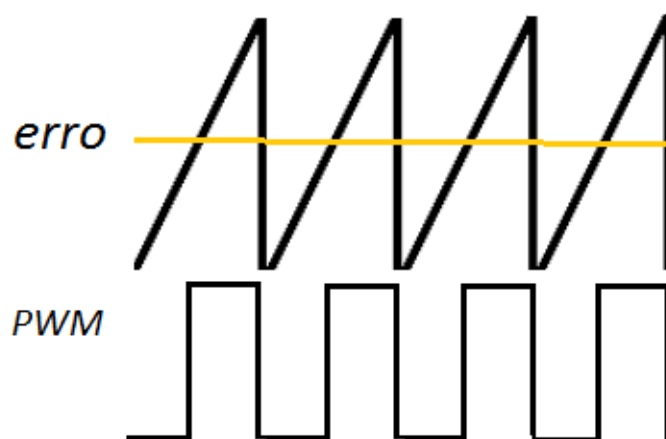
$$V0 = \frac{R2}{R1}(VPS) \quad (9.2)$$

Assim R2 e R1, devem ser escolhidas de tal forma que a razão entre elas seja equivalente ao valor da tensão de saída pela entrada do conversor *Buck*. Portanto, na saída do circuito 1, tem-se a tensão desejada na saída do conversor *Buck*.

A parte 2 do circuito faz a detecção do erro, ou seja, faz a diferença entre um valor fixo, que é o valor onde se tem a máxima potência de saída do painel fotovoltaico e o valor da tensão de saída imediata do painel, multiplicada pelo fator K (V1). A saída desse circuito é também relacionada pela equação (9.1). Com estes dois circuitos em série, tem-se o valor do erro gerado pela tensão instantânea de saída do painel fotovoltaico, VPS.

Na parte 3 do circuito, o erro será comparado com uma onda dente de serra que possui uma amplitude igual ao valor da tensão no ponto de máxima potencia de saída do painel fotovoltaico, que ira gerar uma forma de onda PWM conforme mostra na Figura 9.3.

Figura 9.3 – Sinal PWM a partir da comparação de uma onda dente de serra e um sinal de erro.



Fonte: (PRÓPRIA)

Conforme é possível visualizar na parte 3 do circuito da Figura 9.2, o comparador é utilizado de tal forma, que quando a onda dente de serra possui um valor de tensão superior ao

valor do erro, sua saída gera um sinal de tensão de 5 Volts e no caso contrário, tem-se zero Volts.

Dessa forma, quando a tensão de saída do painel fotovoltaico diminui em relação ao seu valor de máxima potência, o erro aumenta, resultando em uma diminuição da largura de pulso na porta do MOSFET, fazendo com que este conduza por menos tempo.

Na simulação foram utilizados os seguintes valores de resistências: $R1 = 1200 \Omega$ e $R2 = 736 \Omega$ para a parte 1 do circuito.

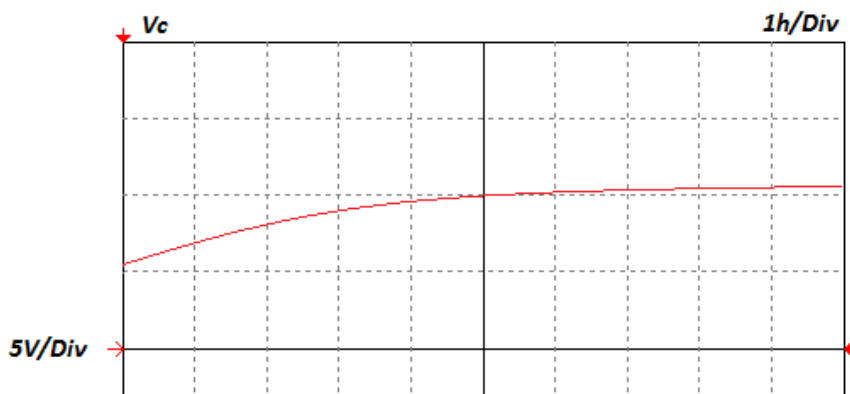
Nota – se que $R2/R1 = 0.6133$, que é a mesma relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor *Buck*.

$R1 = 1200 \Omega$ e $R2 = 1200 \Omega$ para a parte 2 do circuito.

9.1.2 Resultado da simulação

A Figura 9.4 mostra a carga do banco de ultracapacitores no gráfico da tensão pelo tempo.

Figura 9.4 – Gráfico da tensão pelo tempo na carga de um capacitor.

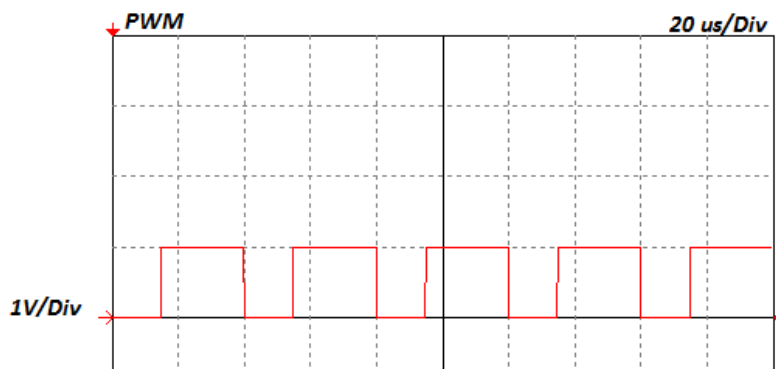


Fonte: (PRÓPRIA)

Como pode ser observado na Figura 9.4, a carga começa a partir de 5,4 V que corresponde à metade da tensão nominal do banco de ultracapacitores. Após aproximadamente 6 horas, a tensão no banco atinge aproximadamente 10,8 V, como calculado no capítulo 7.

A Figura 9.5 mostra a saída do circuito de controle PWM.

Figura 9.5 – Gráfico da tensão pelo tempo na carga de um capacitor.



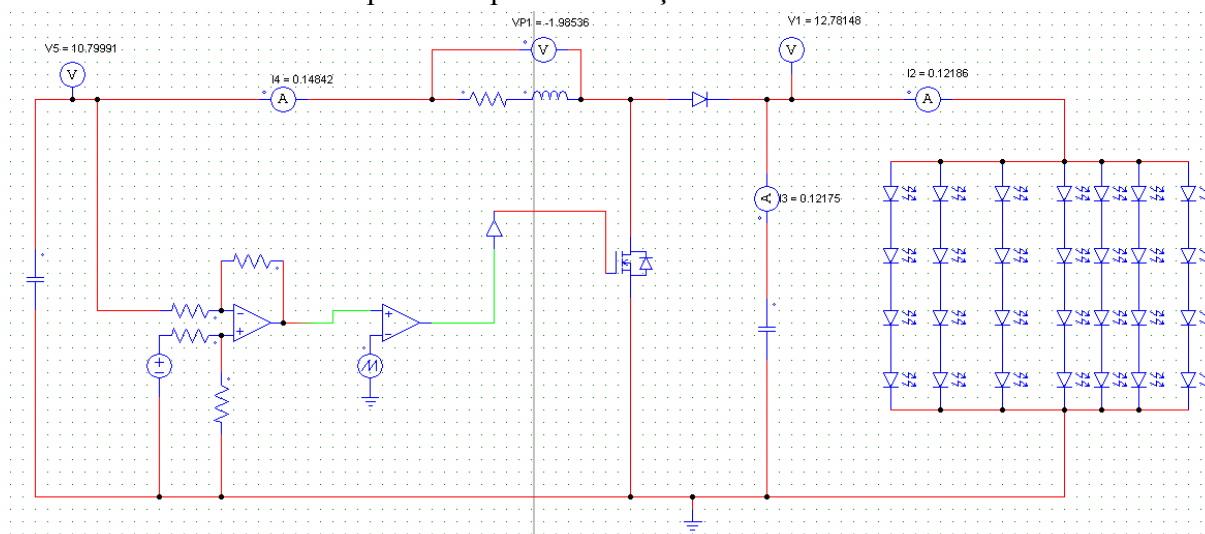
Fonte: (PRÓPRIA)

Na Figura 9.5 observa-se um *Duty Cycle* de aproximadamente 60% que é correspondente ao valor de tensão no ponto de máxima potência do painel fotovoltaico, conforme discutido no item 9.1 deste capítulo.

9.2 CIRCUITO DE UTILIZAÇÃO DO BANCO DE ULTRACAPACITORES

A Figura 9.6 mostra a parte do circuito que faz a descarga da energia do banco de ultracapacitores para ser utilizada na iluminação através de LED's.

Figura 9.6 – Conversor Boost utilizado para aumentar o nível de tensão de saída do banco de ultracapacitores para a utilização na luminária LED.



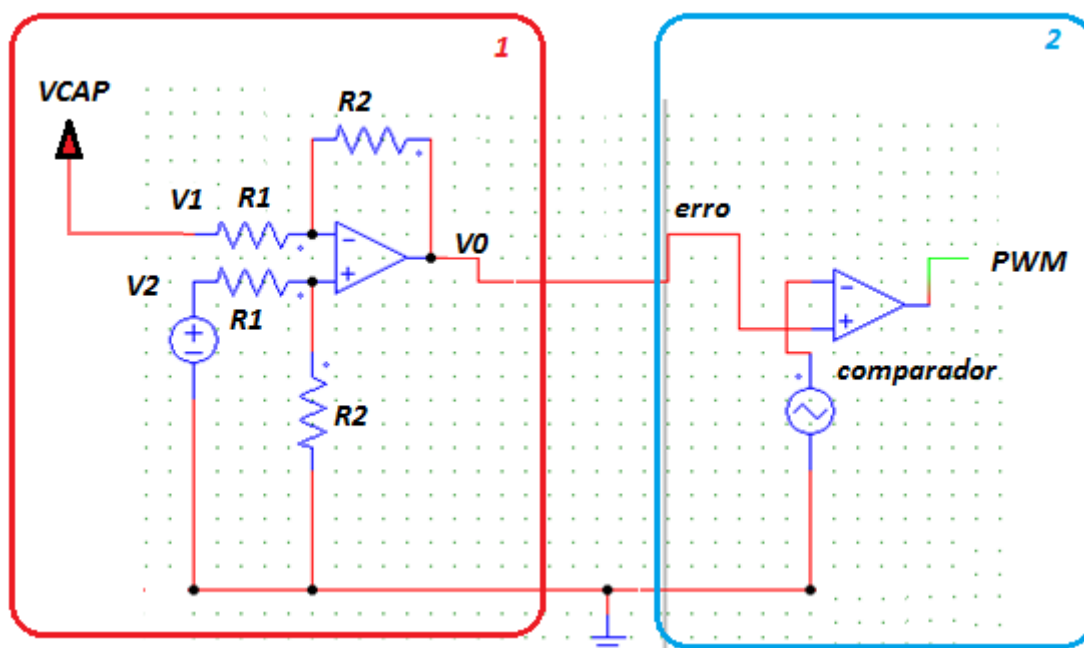
Fonte: (PRÓPRIA)

A Figura 9.6 mostra o conversor *Boost* que eleva a tensão de saída do banco de ultracapacitores a fim de atingir a tensão nominal de funcionamento da luminária LED.

9.2.1 Circuito de controle PWM

O circuito que controla a abertura e fechamento da chave é feito através de amplificadores operacionais que geram um sinal PWM de acordo com o valor da tensão de saída do banco de ultracapacitores. A ideia é fazer com que a largura do pulso aumente à medida que a tensão no banco de ultracapacitores vai caindo devido à descarga. A Figura 9.7 mostra o circuito de comando que gera o sinal PWM.

Figura 9.7 – Circuito de controle PWM para o conversor Boost.



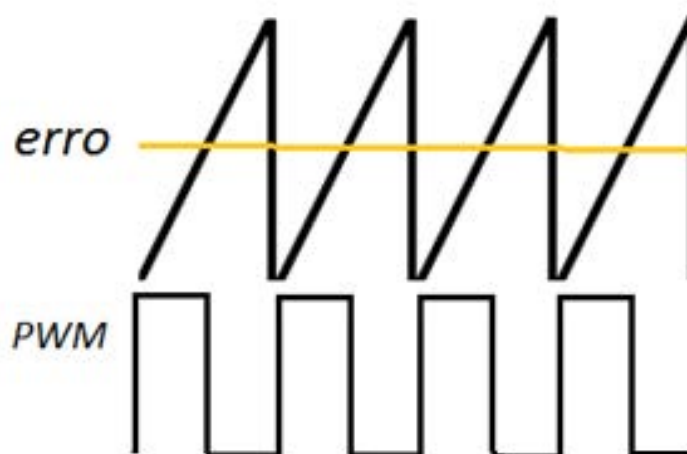
Fonte: (PRÓPRIA)

Pode-se observar que o circuito de controle para gerar o sinal PWM na porta do MOSFET é composto por duas partes, que na Figura 9.7 estão enumeradas de 1 a 2.

A parte 1 do circuito faz a detecção do erro, que é a diferença entre o valor desejado na saída do conversor *Boost*, e o valor instantâneo da tensão no banco de ultracapacitores, VCAP.

Conforme é possível visualizar na parte 2 do circuito, o comparador é utilizado de tal forma, que quando a onda dente de serra possui um valor de tensão inferior ao valor do erro, sua saída gera um sinal de tensão de zero Volts e no caso contrario, tem-se cinco Volts na saída, assim como é mostrado na Figura 9.8.

Figura 9.8 – Sinal PWM a partir de uma onda dente de serra e um sinal de erro.



Fonte: (PRÓPRIA)

Desta forma o *Duty Cycle* inicial da forma de onda na saída do comparador é de 0,18, que corresponde ao valor de K já citado no capítulo 5.

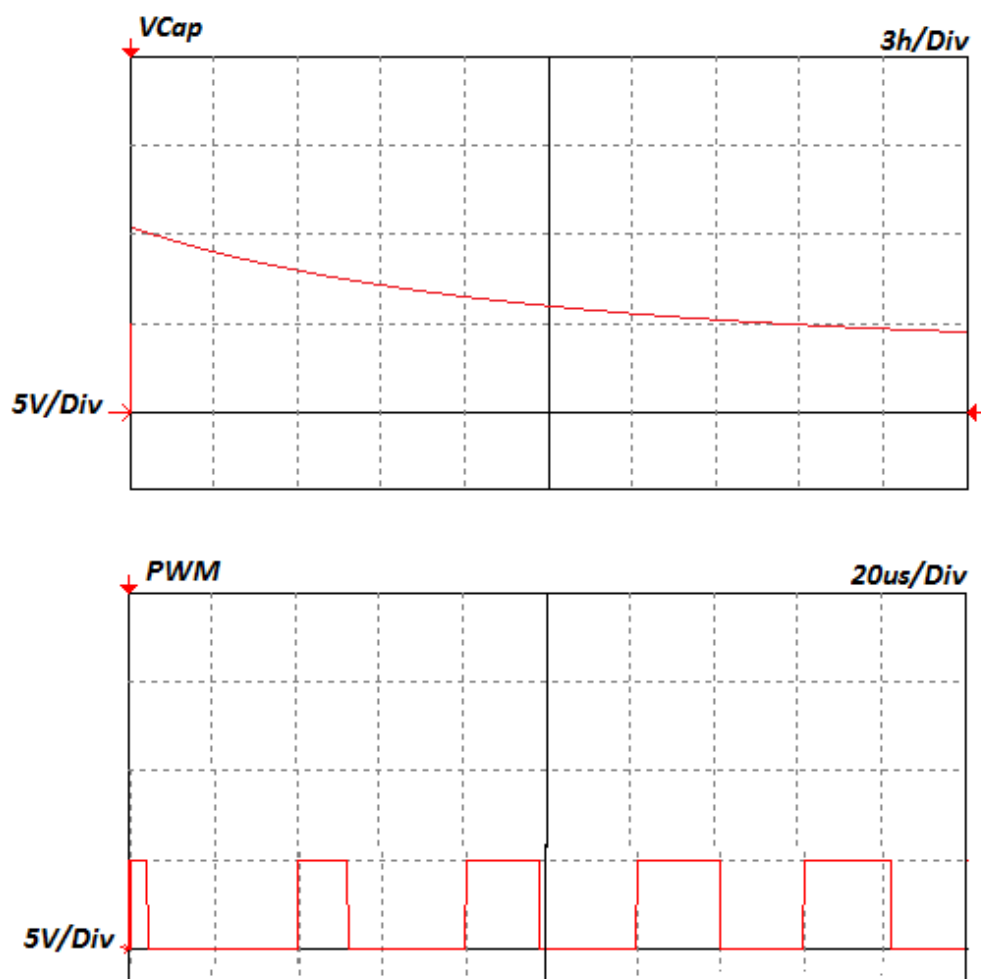
À medida que a tensão do banco de ultracapacitores vai caindo, o erro vai aumentando e com isso, a largura de pulso do sinal na saída do comparador vai aumentando, garantindo na saída do conversor *Boost* uma tensão constante.

9.2.2 Resultado da simulação

A Figura 9.9 mostra a descarga do banco de ultracapacitores no gráfico da tensão pelo tempo, em sincronismo com o gráfico adaptado do sinal PWM na porta do MOSFET. Observa-se que o *Duty Cycle* da forma de onda aumenta à medida que a tensão do banco de ultracapacitores vai caindo, a fim de manter constante a tensão de 13,2 V na saída do conversor *Boost*.

Os pulsos foram registrados de forma a representar ciclos de trabalho em cada instante de descarga, conforme fica evidente pelas diferentes escalas de tempo.

Figura 9.9 – Descarga do capacitor e sinal PWM na porta do MOSFET.



Fonte: (PRÓPRIA)

10 CONCLUSÃO

O sistema de iluminação autossuficiente que utiliza um ultracapacitor como elemento armazenador de energia mostrou-se capaz de alimentar uma luminária LED de 1,848 W, suficiente para o deslocamento externo de pedestres, por um período de 24 horas (duas noites). O sistema utilizou um banco de 24 ultracapacitores, totalizando 4500F e um painel fotovoltaico de 50 W. É importante lembrar que este sistema foi superdimensionado com relação ao armazenamento de energia, pois possui capacidade de carga para iluminar por 24 horas. Se este sistema for dimensionado para a metade desse tempo, ou seja, uma noite apenas, e considerando que o nível de radiação solar no Brasil é muito alto até mesmo nos períodos de inverno, consegue-se diminuir pela metade a potência necessária para o painel fotovoltaico e, conseqüentemente, uma redução significativa no banco de ultracapacitores, diminuindo bastante o custo do projeto.

No estado da arte atual, o ultracapacitor ainda não pode ser comparado às baterias no quesito densidade de energia, que é de menor valor, visto que é necessário utilizar um banco de ultracapacitores para suprir a carga, sendo que se fosse utilizada uma bateria de mesma capacidade ela seria mais leve e de dimensões menores. Porém, o rápido avanço das pesquisas neste campo poderá apresentar no futuro ultracapacitores mais próximos a baterias.

A substituição da bateria química tradicional por um banco de ultracapacitores traz uma série de vantagens ao conjunto, sendo que a principal é a redução do tempo de recarga do elemento armazenador de energia. Outras vantagens são: menor impacto ambiental, pois o componente não utiliza compostos químicos potencialmente tóxicos para sua construção, sendo que seu descarte pode ser feito sem tratamentos especiais; redução dos custos de manutenção, já que não é necessário substituir os ultracapacitores devido a sua longa vida útil; e com um tempo de armazenagem extenso, o ultracapacitor não tem sua tensão reduzida após longos períodos sem uso.

As simulações realizadas permitiram comprovar que o sistema proposto é viável e mostrou-se eficiente quanto ao rastreamento da máxima potência do painel fotovoltaico (MPPT) a partir do controle PWM de chaveamento do conversor *Buck*, garantindo eficiência máxima na transferência da energia solar para o banco de ultracapacitores. Comprovou também a eficiência do controle de chaveamento PWM do conversor *Boost*, garantindo uma tensão constante na luminária de LED's ao longo da descarga do banco de ultracapacitores.

REFERÊNCIAS

- ANTUNES, Fernando Luiz Marcelo. **Conversores CC-CC**. Disponível em: <http://www.dee.ufc.br/~fantunes/Elet_Potencia/Aulas/Eletronica%20de%20Potencia%20unidade%206.pdf>. Acesso em: 16 jan. 2012.
- BOYLESTAD, R. L; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 8. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2004.
- BURKE, A. *Ultracapacitors: why, how and where is the technology*. *Journal of Power Sources*, [s.l.], v. 91, p. 37-50, 2000.
- BRAGA, C. N. **Calculando e enrolando pequenos indutores**. Disponível em: <http://www.newtonbraga.com.br/index.php/artigos/49-curiosidades/4151art572.html>. 2014.
- CARVALHO, E. P. **Uma Nova Abordagem no Rastreamento do Ponto de máxima Potência em Painéis Fotovoltaicos**. 2012. 134 f. Dissertação (mestrado) - Universidade de Taubaté, Departamento de Engenharia Mecânica, 2012.
- CONWAY, B. E. *Electrochemical Supercapacitors: Scientific Fundamentals and Technological Applications*. Berlin: Springer, 1999.
- CRESESB – Centro de Referência para energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. **Energia solar- Princípios e aplicação**. Disponível em: <http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial_solar_2006.pdf>. Acesso em: 04 ago. 2011.
- GOUVÊA, E. C. **Incorporação de um sistema nobreak com ultracapacitor em um microcomputador**. 2011. 100 f. Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2011.
- KÖTZ, R.; CARLEN, M. *Principles and applications of electrochemical capacitors*. *Electrochimica Acta*, [s.l.], v. 45, p. 2483-2498, 2000.
- LUQUE, A; HEGEDUS, S. *Handbook of photovoltaic science and engineering*. Instituto de Energia Solar, Universidade Politécnica de Madri. Madri: Wiley, 2. ed., 2011.
- MARCELINO, M. A. **Sistema de iluminação autossuficiente utilizando painel fotovoltaico, ultracapacitor e LED em configurações otimizadas trabalhando no ponto de potência máxima** (Pedido de patente). 2014.
- PACHECO, J. P. **Otimização da energia gerada por painéis solares fotovoltaicos em sistemas isolados da rede elétrica**. 2009. 150f. Dissertação de Mestrado em Informática Industrial. Programa de Pós- graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2009. Disponível em: <http://www.files.dirppg.ct.utfpr.edu.br/cpgei/miscellaneous/imapp/2009/CPGEI_MAPP_2009_Pacheco.pdf>. Acesso em: 28 dez. 2011.

PANDOLFO, A. G.; HOLLENKAMP, A. F. Carbon properties and their role in supercapacitors. **Journal of Power Sources**, [s.l.], v. 157, n. 1, p. 11-27, Apr. 2006.

SCHULZ, W. **Iluminação pública**. CREA – PR, série de cadernos técnicos da agenda parlamentar, 2011.