



UNIVERSIDADE DE TAUBATÉ
Autarquia Municipal de Regime Especial
pelo Dec. Fed. nº 78.924/76
Recredenciada Reconhecida pelo CEE/SP
CNPJ 45.176.153/0001-22

UNITAU

Departamento de Engenharia Elétrica
Rua Daniel Danelli s/nº Jardim Morumbi
Taubaté-SP 12060-440
Tel.: (12) 3625-4190
e-mail: eng.eletrica@unitau.br

ALEX MAGNO PINTO BARROS

**ESTUDO E DIMENSIONAMENTO EM CONFIGURAÇÕES OTIMIZADAS DE UM
CONVERSOR DC/DC TIPO BOOST, APLICADO À ALIMENTAÇÃO DE LEDs A
PARTIR DE ULTRACAPACITORES**

Taubaté
2019

ALEX MAGNO PINTO BARROS

**ESTUDO E DIMENSIONAMENTO EM CONFIGURAÇÕES OTIMIZADAS DE UM
CONVERSOR DC/DC TIPO BOOST, APLICADO À ALIMENTAÇÃO DE LEDs A
PARTIR DE ULTRACAPACITORES**

Trabalho de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Taubaté, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Mauro Pedro Peres

Taubaté
2019

SIBi - Sistema Integrado de Bibliotecas / UNITAU

B277e Barros, Alex Magno Pinto
Estudo e dimensionamento em configurações otimizadas de um conversor DC/DC tipo boost, aplicado à alimentação de LEDs a partir de ultracapacitores / Alex Magno Pinto Barros. – 2019.
63f. : il.

Monografia (graduação) – Universidade de Taubaté, Departamento de Engenharia Mecânica e Elétrica, 2019.

Orientação: Prof. Dr. Mauro Pedro Peres, Departamento do Instituto Básico de Ciências Exatas.

Coorientação: Prof. Dr. Marcio Abud Marcelino, Departamento de Engenharia Mecânica.

1. Autossuficiente. 2. Conversor boost. 3. Fotovoltaico. 4. Ultracapacitor. I. Graduação em Engenharia Elétrica e Eletrônica. II. Título.

CDD 621.32



UNITAU

UNIVERSIDADE DE TAUBATÉ
Autarquia Municipal de Regime Especial
pelo Dec. Fed. nº 78.924/76
Recredenciada Reconhecida pelo CEE/SP
CNPJ 45.176.153/0001-22

Departamento de Engenharia Elétrica
Rua Daniel Danelli s/nº Jardim Morumbi
Taubaté-SP 12060-440
Tel.: (12) 3625-4190
e-mail: eng.eletrica@unitau.br

**ESTUDO E DIMENSIONAMENTO EM CONFIGURAÇÕES OTIMIZADAS DE UM
CONVERSOR DC/DC TIPO BOOST, APLICADO À ALIMENTAÇÃO DE LEDs A
PARTIR DE ULTRACAPACITORES**

ALEX MAGNO PINTO BARROS

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

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. MAURO PEDRO PERES
Orientador/UNITAU-DEE


Prof. Dr. MARCIO ABUD MARCELINO
Coorientador/UNITAU-DEE


Profª. Dra. ÉRICA JOSIANE COELHO GOUVÊA
Membro Externo

Novembro de 2019

de modo especial, à minha família, que foi a grande incentivadora dos meus estudos.

AGRADECIMENTOS

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

Ao meu orientador, *Prof. Dr. Mauro Pedro Peres* que jamais deixou de me incentivar. Sem a sua orientação, dedicação e auxílio, o estudo aqui apresentado seria praticamente impossível.

Ao meu coorientador, *Prof. Dr. Marcio Abud Marcelino* que forneceu todo o suporte técnico necessário para a realização deste trabalho.

À minha família, que apesar das dificuldades, sempre incentivou meus estudos.

“Imagination is everything”

Albert Einstein

BARROS, A. M. **Estudo e dimensionamento em configurações otimizadas de um conversor DC/DC tipo Boost, aplicado à alimentação de LEDs a partir de ultracapacitores.** 2019. 63 f. Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Taubaté, Taubaté, 2019.

RESUMO

Este trabalho propõe o dimensionamento de configurações otimizadas de um sistema de iluminação pública autossuficiente, que capta a energia solar através de painéis fotovoltaicos, e a armazena em ultracapacitores, o que elimina a necessidade de uso das tóxicas baterias eletroquímicas. O foco é encontrar uma configuração otimizada do conversor de potência chaveado *boost*, responsável por adequar os níveis de tensão e corrente do banco de ultracapacitores, e alimentar a luminária de LED. O motivo de se buscar uma configuração otimizada para este sistema, é reduzir desperdícios de energia, e reduzir o custo de implementação do sistema. Outra proposta deste trabalho é estabelecer um funcionamento pulsante para os LEDs, de forma a aumentar a confiabilidade luminosa do sistema, sem comprometer o consumo de energia, utilizando a persistência do LED. Buscou-se através de pesquisas bibliográficas, projetar um sistema eficiente, respeitando os limites de operação da luminária de LEDs e as normas técnicas. Fez-se uma análise do comportamento dinâmico do conversor *boost*, e a comprovação dos cálculos foi feita utilizando o software *Matlab/Simulink*.

PALVRAS-CHAVE: Ultracapacitor. Conversor *Boost*. Fotovoltaico. Autossuficiente.

BARROS, A. M. **Study and design in optimized configurations of a Boost type DC/DC converter, applied to the feeding of LEDs from ultracapacitors.** 2019. 63 f. Graduate Work in Electrical Engineering – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Taubaté, Taubaté, 2019.

ABSTRACT

This work proposes the design in optimized configurations of a self-sufficient public lighting system that captures solar energy through photovoltaic panels and stores it in ultracapacitors, which eliminates the need to use toxic electrochemical batteries. The focus is on finding an optimized boost power converter configuration, which is responsible for matching the ultracapacitor bank voltage and current levels, and powering the LED luminaire. The reason to look for an optimized configuration for this system is to reduce energy waste and reduce the cost of system implementation. Another proposal of this work is to establish a pulsed operation for the LEDs, in order to increase the luminous reliability of the system, without compromising the energy consumption, using LED persistence. It's sought through bibliographical research to design an efficient system, respecting the operating limits of the LED luminaire and the technical standards. An analysis of the dynamic behavior of the boost converter was performed and the calculations were verified using the Matlab/Simulink software.

KEYWORDS: Ultracapacitor. Boost Converter. Photovoltaic. Self-sufficient.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Sistema de iluminação autossuficiente.	15
Figura 2 - Gráfico de Ragone relacionando vários dispositivos armazenadores de energia. ...	16
Figura 3 - Tipos de ultracapacitores.	17
Figura 4 - Aspecto construtivo do ultracapacitor de camada dupla.	19
Figura 5 - Modelo equivalente de um ultracapacitor.....	20
Figura 6 - Topologia básica de um conversor boost.....	21
Figura 7 - Estágios de operação do conversor <i>boost</i>	22
Figura 8 - Chave S ligada.	23
Figura 9 - Chave S desligada.....	24
Figura 10 - Chave S liga novamente.	24
Figura 11 - Formas de onda no conversor.	25
Figura 12 - Topologia síncrona do conversor <i>boost</i>	26
Figura 13 - Diodo convencional (<i>p-n</i>) versus diodo rápido (<i>Schottky</i>).	27
Figura 14 - MOSFET de intensificação.....	28
Figura 15 - Topologia intertravada de LEDs.....	29
Figura 16 - Arranjo do poste autossuficiente.....	30
Figura 17 - Configuração de dois postes autossuficientes.....	31
Figura 18 - Curva característica do LED LUXPIA LWH 3000.....	33
Figura 19 - Arranjo de LEDs.....	34
Figura 20 - Energia armazenada versus tensão aplicada em um capacitor.	36
Figura 21 - Modelo matemático da luminária.	44
Figura 22 - Compensador de <i>Duty Cycle</i>	46
Figura 23 - Sistema para cálculo do rendimento.	47
Figura 24 - Rendimento do conversor <i>boost</i> na topologia assíncrona.....	48
Figura 25 - Rendimento do conversor <i>boost</i> na topologia síncrona.....	49
Figura 26 - Dados estatísticos do rendimento do conversor na topologia síncrona.	49
Figura 27 - Tensão no banco de ultracapacitores.	51
Figura 28 - Tensão na luminária versus tempo.....	52
Figura 29 - Dados estatísticos da tensão na carga.	52
Figura 30 - Corrente na saída do conversor.....	53

Figura 31 - Dados estatísticos da corrente na saída do conversor.	54
Figura 32 - Corrente em um dos ramos de LEDs da luminária.	55
Figura 33 - Dados estatísticos da corrente no primeiro conjunto de LEDs.	56
Figura 34 - Corrente no segundo conjunto de LEDs.	56
Figura 35 - Dados estatísticos da corrente no segundo conjunto de LEDs.	57

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância [F]
D	Ciclo de Trabalho [adimensional]
E	Energia [J]
ΔE	Energia Aproveitável [J]
f_{sw}	Frequência de chaveamento [Hz]
L_{min}	Indutância mínima [H]
P	Potência [W]
R	Resistência [Ω]
T	Período [s]
t_{ON}	Tempo ligado [s]
t_{OFF}	Tempo desligado [s]
V_i	Tensão de entrada do conversor [V]
V_o	Tensão de saída do conversor [V]
R_L	Resistência associada ao indutor [Ω]
V_C	Tensão no capacitor [V]
W	Potência [W]
Wh	Energia [Wh]
kg	Massa [kg]
n^+	Cristal de silício dopado negativamente
SiO_2	Dióxido de silício
S	Transistor operando como chave
cd	Intensidade luminosa [candela]
p	Cristal de silício dopado positivamente
$I_{Lméd}$	Corrente média no indutor [A]
I_{Lmin}	Corrente mínima no indutor [A]
C_{min}	Capacitância mínima [F]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	OBJETIVO	13
1.2	ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
2.1	ULTRACAPACITORES	16
2.1.1	Pseudocapacitores	17
2.1.2	Capacitores híbridos	18
2.1.3	Capacitores de camada dupla	18
2.1.4	Características elétricas do ultracapacitor	19
2.2	CONVERSORES BOOST	21
2.3	CONVERSOR BOOST NA TOPOLOGIA SÍNCRONA	25
2.4	MOSFET E DIODO DE BLOQUEIO	26
2.5	PERSISTÊNCIA DA RETINA	28
3	METODOLOGIA	30
3.1	DIMENSIONAMENTO	30
3.1.1	Configuração da luminária de LED	30
3.1.2	Dimensionamento do banco de ultracapacitores	34
3.1.3	Cálculo da indutância do conversor boost	40
3.1.4	Cálculo da capacitância do conversor	44
3.2	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	46
3.3	PROPOSTAS E SIMULAÇÕES	47
4	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	51
5	CONCLUSÃO	58
	REFERÊNCIAS	59
	APÊNDICE A – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA ASSÍNCRONA	61
	APÊNDICE B – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA SÍNCRONA	62

1 INTRODUÇÃO

Com o aumento populacional cada vez mais crescente, e com ele a demanda energética também, alguns problemas muito sérios começam a surgir. O maior deles é: como suprir tal demanda energética de maneira sustentável? É aí que a eficiência começa a ter um papel fundamental para que não falte energia para a população no médio e longo prazo, e um sistema autossuficiente de iluminação pública vem exatamente para contribuir neste aspecto.

O presente trabalho, trata do estudo e dimensionamento de um conversor chaveado capaz de elevar os níveis da tensão de entrada oriundos de ultracapacitores. Trata-se de um subsistema integrante de um sistema maior, um sistema de iluminação autossuficiente. Este tipo de sistema já é muito utilizado atualmente, porém, em geral, utilizam as tradicionais baterias eletroquímicas como elemento armazenador de energia, e essas baterias possuem diversas desvantagens como alto custo de manutenção e descarte, e o risco tóxico à saúde humana e à própria natureza.

Este trabalho representa uma parte de um sistema maior, um poste de iluminação autossuficiente, utilizando ultracapacitores e painéis fotovoltaicos, que representam uma opção de fonte de energia limpa e sustentável, restando apenas vencer a barreira econômica para viabilizar sua utilização em larga escala.

A barreira econômica ainda existe, devido à utilização de equipamentos de alto custo, como por exemplo, o painel fotovoltaico e os ultracapacitores. Um detalhe muito importante a ser considerado é que os ultracapacitores apesar de serem relativamente caros atualmente, apresentam inúmeras vantagens com relação às tradicionais baterias eletroquímicas, utilizadas nesse tipo de sistema. Uma delas é a longa vida útil (500.000 a 1.000.000 de ciclos de carga/descarga) enquanto as baterias duram, em média, 18 meses, sem considerar os gastos com manutenção periódica e descarte dessas baterias altamente tóxicas, o que também contribui com o meio ambiente (MARCELINO, 2014).

Outro aspecto importante é que tais capacitores representam uma tecnologia relativamente nova e com potenciais gigantescos, logo, pode-se naturalmente imaginar que a tendência no futuro, é que seu custo caia como vem ocorrendo nos últimos anos, o que o torna mais acessível e vantajoso para este tipo de aplicação.

Por outro lado, ainda existe o problema do custo elevado dos painéis fotovoltaicos, e estes sim têm seu preço praticamente estabilizado, com pequenas chances de serem barateados no

curto e médio prazo. O custo destes painéis pode representar até 60 % do custo total do projeto, o que afeta e muito a sua viabilidade. Quanto maiores os painéis fotovoltaicos, mais potência são capazes de fornecer para o sistema, porém, também mais caros são (MARCELINO, 2014).

Logo, se percebe facilmente que, quanto mais eficiente for o sistema de conversão de potência, mais potência chega até a carga (luminária de LED), e menos potência é perdida neste caminho. Assim, o painel utilizado para alimentar o sistema pode ser menor e mais barato, reduzindo o custo total de uma maneira significativa e aumentando a viabilidade econômica do projeto.

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é dimensionar um conversor chaveado, do tipo elevador (*boost*), capaz de garantir uma alimentação estável e segura para a carga, de maneira otimizada, reduzindo desperdícios, e o custo final do projeto.

O foco do trabalho é determinar qual é a configuração mais eficiente para o conversor, bem como estabelecer um modo de operação pulsante para os LEDs, de forma a aumentar a confiabilidade luminosa do sistema, sem comprometer o consumo de potência. Para o dimensionamento do conversor, deve-se considerar que o seu sinal de entrada representa uma tensão variante no tempo, fornecida por um conjunto de ultracapacitores em processo de descarga, o que torna a tarefa de dimensionamento ligeiramente mais complexa.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é desenvolvido em 5 capítulos. No capítulo 1 é feita uma introdução sobre o sistema de iluminação autossuficiente, e apresentadas as propostas do trabalho. No capítulo 2 é desenvolvida a revisão bibliográfica, que apresenta informações sobre os ultracapacitores, sobre os conversores chaveados *boost*, e sobre a persistência da retina, fenômeno abordado em uma das propostas do trabalho. No capítulo 3 é apresentada a metodologia utilizada para atingir os objetivos apresentados no capítulo 1, o que inclui os cálculos de dimensionamento do conversor *boost* (indutor e capacitor do conversor, MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* – Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor, e diodo de bloqueio), dimensionamento da luminária de LED, dimensionamento do banco de ultracapacitores, e simulação computacional do sistema. No capítulo 4 é apresentado os

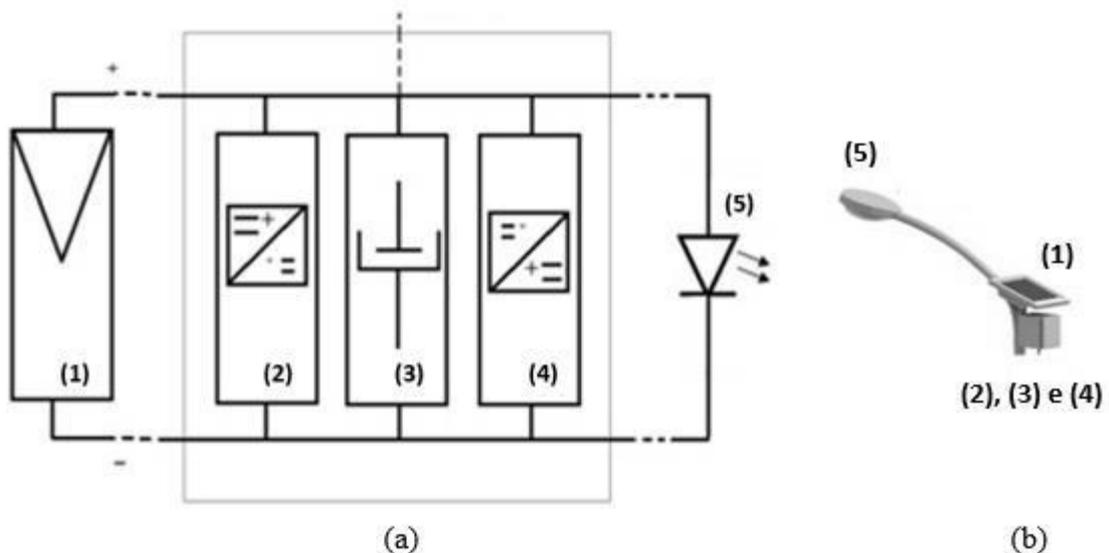
resultados e discussões sobre os assuntos tratados na metodologia. E por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Buscou-se através de pesquisa em bibliotecas físicas e virtuais, informações sobre os conversores chaveados, ultracapacitores e painéis fotovoltaicos, além do contato com detalhes técnicos do poste de iluminação autossuficiente, bem como a simulação computacional com o software *Matlab/Simulink* para comprovação dos resultados.

Antes de entender mais a fundo o aspecto deste trabalho, que é o estudo e dimensionamento do conversor *boost*, é interessante ter uma visão mais ampla do sistema como um todo. Para iniciar, as Figuras 1 (a) e (b) mostram uma visão geral do sistema.

Figura 1 - Sistema de iluminação autossuficiente.



Fonte: MARCELINO (2014), modificada.

Na figura 1 (a), o item 1 representa o painel fotovoltaico, responsável por transformar a energia solar em energia elétrica, o item 2 representa o conversor chaveado abaixador, ou *buck*, responsável por carregar o banco de ultracapacitores, o item 3, representa o banco de ultracapacitores, responsável pelo armazenamento da energia do sistema, o item 4 representa o conversor chaveado elevador, ou *boost*, responsável por alimentar a carga, e por fim, o item 5 representa a luminária de LED.

O foco deste trabalho são os itens 3 e 4 da figura 1 (a), que representam o banco de ultracapacitores e o conversor *boost*, que alimenta a luminária de LED, equipada com 16 LEDs de alto brilho e alta eficiência (ESCUDEIRO, 2017).

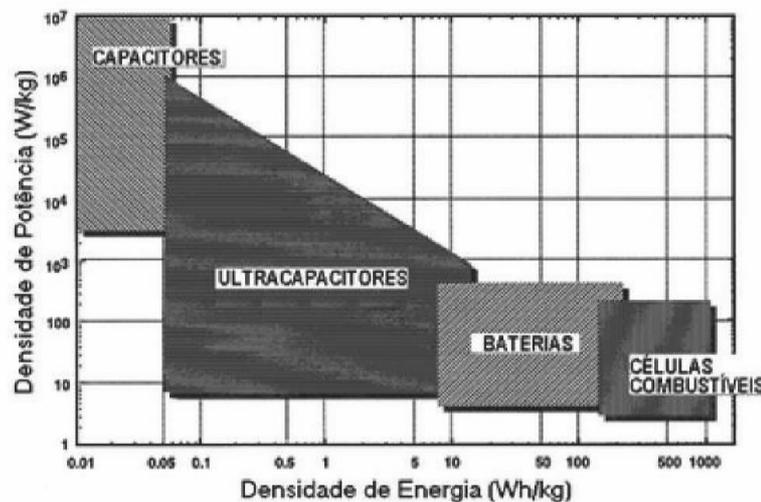
2.1 ULTRACAPACITORES

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

Capacitores são componentes que armazenam energia, desempenhando as mais diversas funções em circuitos elétricos e eletrônicos. São capazes de armazenar uma pequena quantidade de energia (com relação às baterias eletroquímicas), mas podem liberá-la de forma rápida, possuindo assim uma alta potência. Por outro lado, as tradicionais baterias eletroquímicas são usadas quando é preciso armazenar grandes quantidades de energia por unidade de volume. Elas armazenam mais energia por unidade de volume que um capacitor, mas a liberam mais lentamente, logo possuem uma potência menor.

Para preencher a lacuna entre as baterias e os capacitores, foram criados os chamados ultracapacitores (ou supercapacitores), que são componentes criados a partir de nanotecnologia, e que possuem alta potência, ao passo que conseguem armazenar uma quantidade de energia por unidade de volume muito maior que a de um capacitor comum. A Figura 2 mostra o gráfico que relaciona a densidade de potência e a densidade de energia de alguns destes componentes.

Figura 2 - Gráfico de Ragone relacionando vários dispositivos armazenadores de energia.



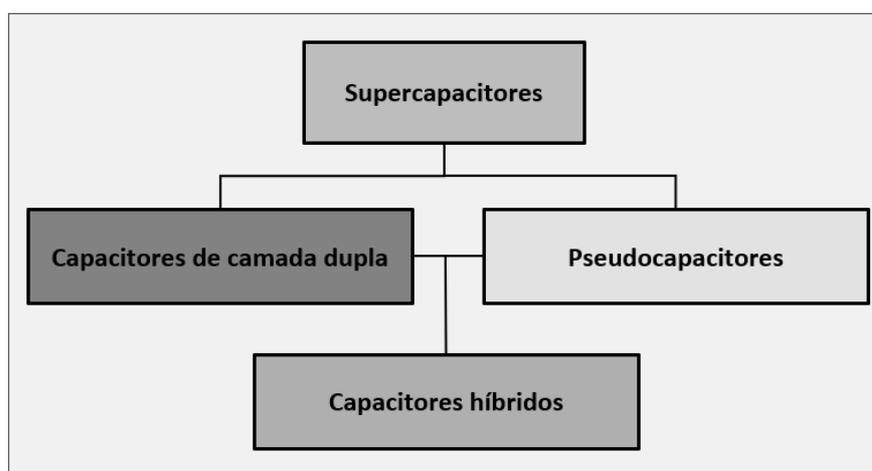
Fonte: KÖTZ e CARLEN (2000).

Outra característica importante dos ultracapacitores, 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 usados são os principais elementos que determinam a funcionalidade e as características térmicas e elétricas do dispositivo.

Os ultracapacitores se encaixam no grupo dos capacitores eletroquímicos, e são subdivididos em três tipos principais: capacitores de camada dupla, pseudocapacitores e capacitores híbridos (SHOUTIAN, 1993). A Figura 3 mostra esta divisão.

Figura 3 - Tipos de ultracapacitores.



Fonte: AUTOR (2019).

2.1.1 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: absorção 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).

2.1.2 Capacitores híbridos

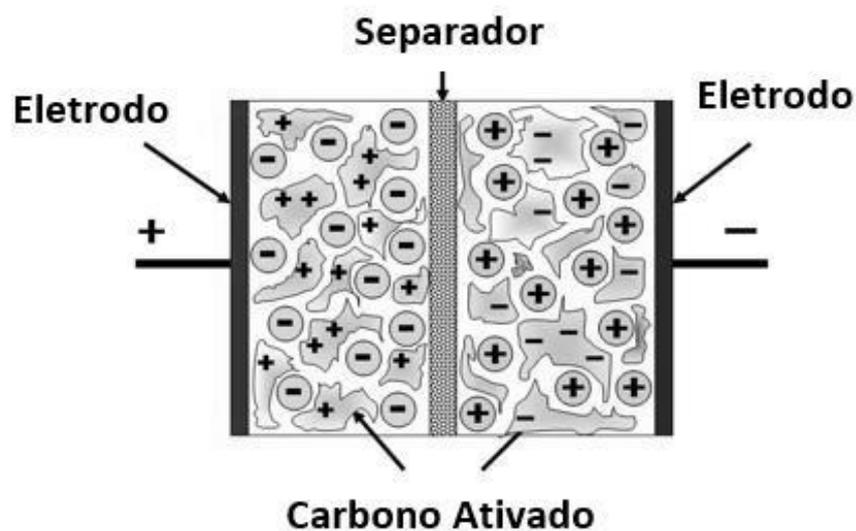
Ultracapacitores híbridos são conhecidos como assimétricos por possuírem dois eletrodos diferentes. Em um dos eletrodos, o negativo, é utilizado algum material poroso como o carbono ativado. No outro eletrodo, o positivo, tem-se um óxido metálico análogo aos utilizados em baterias secundárias. No eletrodo positivo, o armazenamento de energia ocorre através da transferência de carga entre o eletrólito e o eletrodo. No eletrodo negativo, o armazenamento de energia se dá pelo processo de dupla camada elétrica. 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. A densidade de energia armazenada neste modelo de ultracapacitor é bem superior à 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).

2.1.3 Capacitores de camada dupla

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 (BURKE, 2000; 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. Considerando o material do eletrodo como sendo o carbono ativado, que possui uma área superficial extremamente grande, variando entre 10 a 40 μF/cm², e uma pequena distância de dupla camada elétrica, (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 4 mostra o aspecto construtivo do ultracapacitor de camada dupla. 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 4 - Aspecto construtivo do ultracapacitor de camada dupla.



Fonte: ENERGY STORAGE SENSE (2017), modificada.

2.1.4 Características elétricas do ultracapacitor

Da mesma forma que em um capacitor comum, a energia armazenada em um ultracapacitor é dada pela equação (1):

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

Onde:

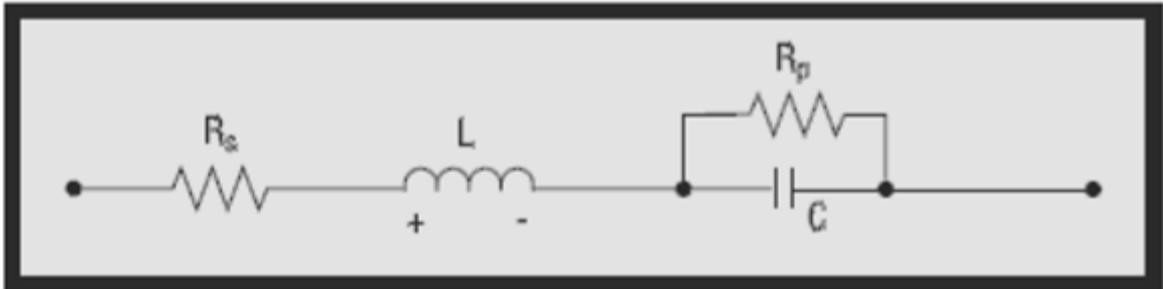
E: Energia armazenada no capacitor [J].

C: Capacitância do capacitor [F].

V: Tensão nos terminais do capacitor [V].

O ultracapacitor pode ser modelado como mostra a Figura 5.

Figura 5 - Modelo equivalente de um ultracapacitor.



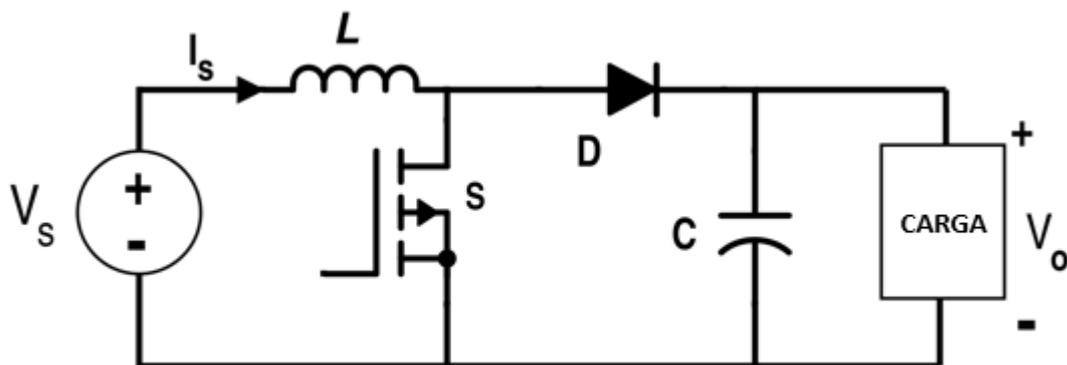
Fonte: MARCELINO (2014).

Na figura 5, R_s é a resistência série equivalente, L é uma indutância série equivalente (devido às conexões internas), C é 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. Para deduções matemáticas presentes neste trabalho, o ultracapacitor será modelado como um capacitor simples, sem considerar os efeitos dos outros parâmetros mostrados na figura 5, como a R_p , R_s e L . Já nas simulações apresentadas neste trabalho foi utilizado o modelo de ultracapacitor do *Simulink* (ESCUDEIRO, 2017).

2.2 CONVERSORES BOOST

Os conversores *step-up* ou *boost*, isto é, elevadores de tensão, são circuitos que fazem parte de uma família maior chamada SMPC - *Switched Mode Power Converters* – Conversores Chaveados de Potência, mais conhecidos como conversores de potência. Dentro desse grupo existem conversores abaixadores (*buck*), elevadores (*boost*), entre outros. Basicamente o segredo do conversor *boost* está no elemento que realiza tal chaveamento, ou seja, o quão rápido e eficiente este elemento é capaz de realizar esta tarefa (FORSYTH e MOLLOV, 1998). A Figura 6 mostra a topologia básica de um conversor *boost*.

Figura 6 - Topologia básica de um conversor *boost*.



Fonte: ELETRONICS STACK EXCHANGE (2017), modificada.

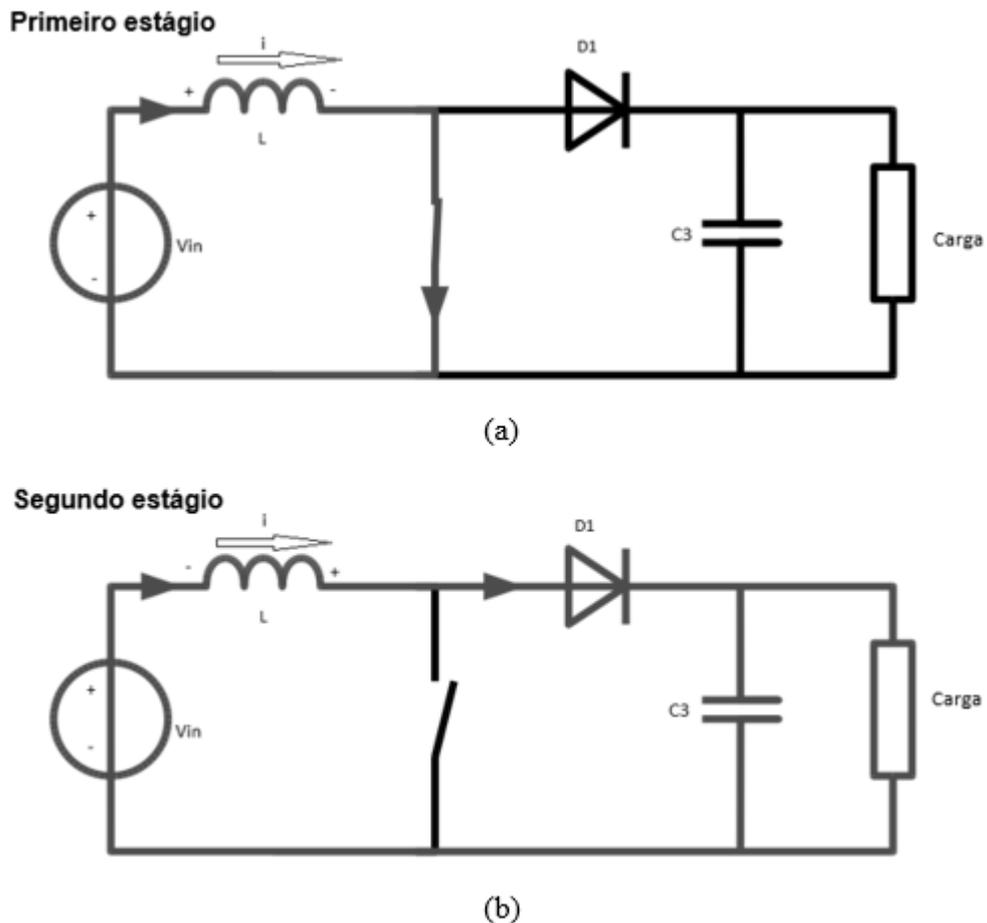
Esse circuito é um conversor DC/DC chaveado, que consegue fornecer em sua saída uma tensão maior do que aquela aplicada na sua entrada, por uma fonte externa de tensão. Nesse projeto, a fonte é um ultracapacitor que, durante todo o período diurno armazena energia e, no período noturno, alimenta o conversor *boost*.

Para fazer isso, o conversor utiliza dispositivos semicondutores, como diodos (D) e transistores (S), operando como chaves eletrônicas em suas regiões de condução e corte, e elementos passivos para armazenar energia em diferentes estágios de operação, como os capacitores e indutores.

Para o melhor entendimento do funcionamento deste circuito, os componentes são considerados como ideais, e o circuito passa por dois estágios. O primeiro é quando a chave S está fechada, e o segundo quando S está aberta. Durante o intervalo de tempo que S está fechada,

o elemento de entrada (fonte) fornece energia para o indutor L , que a armazena em seu campo magnético. Depois de atingido certo nível de energia no indutor, a chave S é aberta, e um novo estágio se inicia, o da chave S desligada (CARVALHO, 2012). As Figuras 7 (a) e (b) mostram ambos os estágios do conversor.

Figura 7 - Estágios de operação do conversor *boost*.



Fonte: REIBOT (2017), modificada.

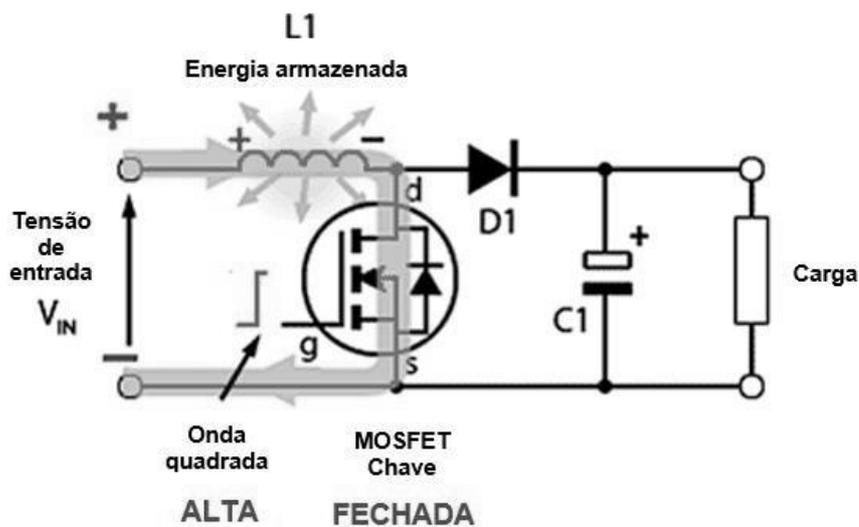
O principal mecanismo por trás do funcionamento deste circuito reside no fato do indutor possuir uma tendência natural de se opor às variações bruscas de corrente entre seus terminais, isto é, ele tenta impedir que a corrente através dele varie bruscamente, e faz isso através da indução eletromagnética em seus próprios terminais. O conversor *boost* tira proveito desta propriedade do indutor para elevar a tensão em sua saída (FORSYTH e MOLLOV, 1998). Isso porque o indutor obedece ao modelo matemático da equação (2).

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2)$$

Observando esta equação, percebe-se que, quando interrompida bruscamente a corrente através do indutor ao abrir a chave S, o valor desta derivada tende a menos infinito, e uma alta tensão induzida surgirá no indutor. O sinal negativo indica que ela terá uma polaridade oposta da inicial. É assim que o indutor se opõe às variações bruscas de corrente, e já que a polaridade da nova tensão é contrária, ela pode ser somada com a tensão de entrada, pois agora ambas têm o mesmo sentido, e, dessa maneira, eleva-se a tensão na saída. O que vai determinar o valor da tensão média na saída são os valores de indutância e capacitância, e o elemento de chaveamento, que neste caso é um transistor MOSFET, que faz o papel da chave S. O tempo em que S fica aberta e o tempo em que fica fechada pode controlar a tensão média na saída. Esta variável é comumente chamada de ciclo de trabalho, ou *Duty Cycle*, e representa uma razão do tempo em que S está fechada pelo tempo total do ciclo de chaveamento (t_{ON}/T) (FORSYTH E MOLLOV, 1998).

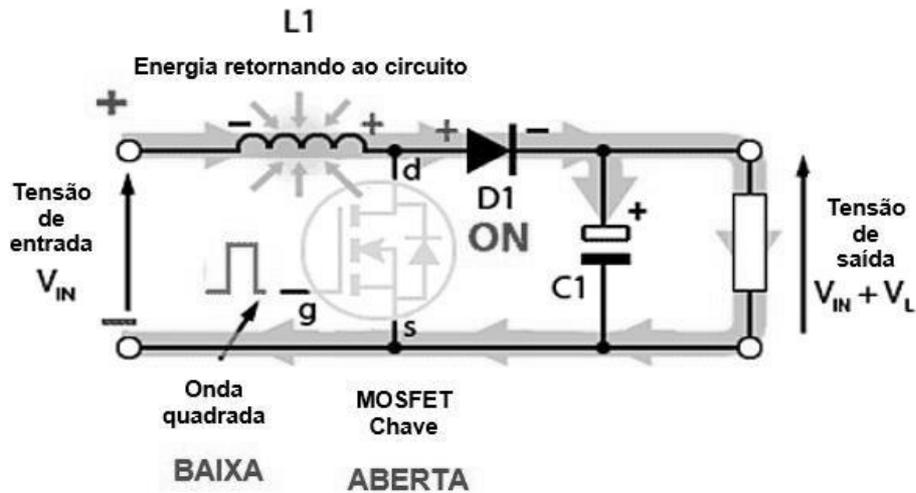
As Figuras 8 e 9 mostram o funcionamento do conversor nos dois primeiros estágios.

Figura 8 - Chave S ligada.



Fonte: LEARN ABOUT ELETRONICS (2017), modificada.

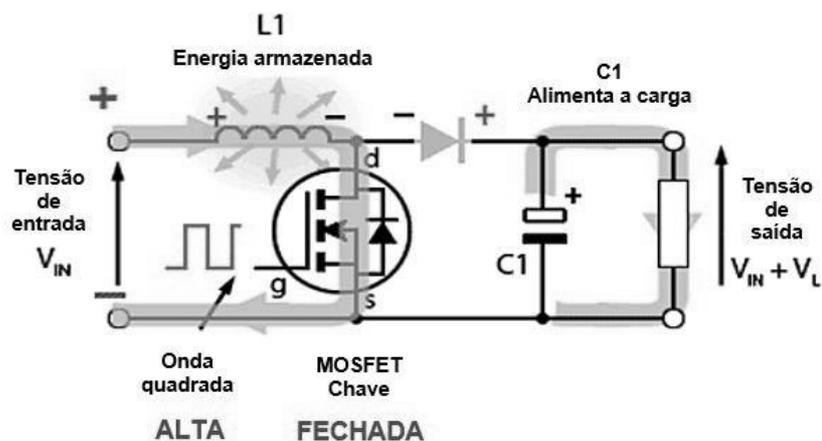
Figura 9 - Chave S desligada.



Fonte: LEARN ABOUT ELETRONICS (2017), modificada.

Quando a chave S fecha novamente, o capacitor C1 garante que a tensão e a corrente na carga não atinjam zero. Este tipo de conversor onde a tensão e corrente na carga não passam por zero é chamado de conversor CCM - *Continuous Conduction Mode* - Modo de Condução Contínua. E o diodo D1, também chamado de diodo de bloqueio, tem a função de impedir que C1 se descarregue na parte de entrada do circuito, fazendo com que ele se descarregue somente na carga, o que garante que C1 cumpra a função para a qual ele foi empregado (FORSYTH E MOLLOV, 1998). A Figura 10 mostra essa situação.

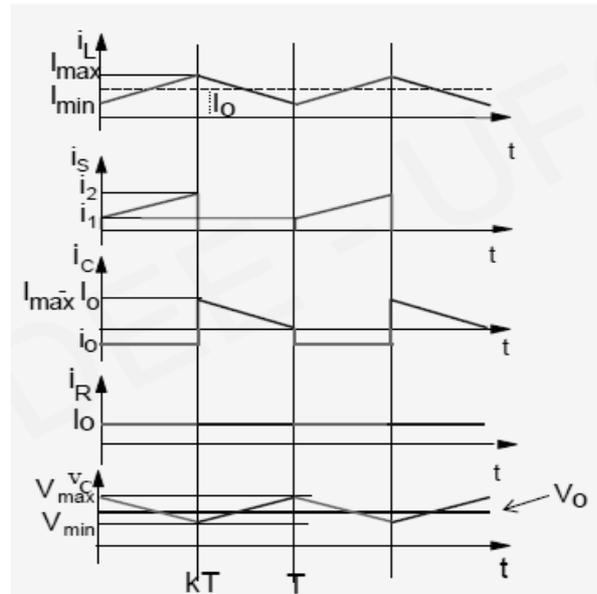
Figura 10 - Chave S liga novamente.



Fonte: LEARN ABOUT ELETRONICS (2017), modificada.

A Figura 11 mostra as formas de onda de tensão e corrente de um conversor na topologia padrão, isto é, alimentado por uma fonte de tensão constante e desconsiderando perdas resistivas e capacitivas ao longo dos dispositivos semicondutores.

Figura 11 - Formas de onda no conversor.



Fonte: CARVALHO (2012).

Onde:

I_L : Corrente no indutor do conversor *boost* [A].

I_S : Corrente no transistor MOSFET operando como chave [A].

I_C : Corrente no capacitor do conversor *boost*, paralelo à carga [A].

I_R : Corrente na carga alimentada pelo conversor [A].

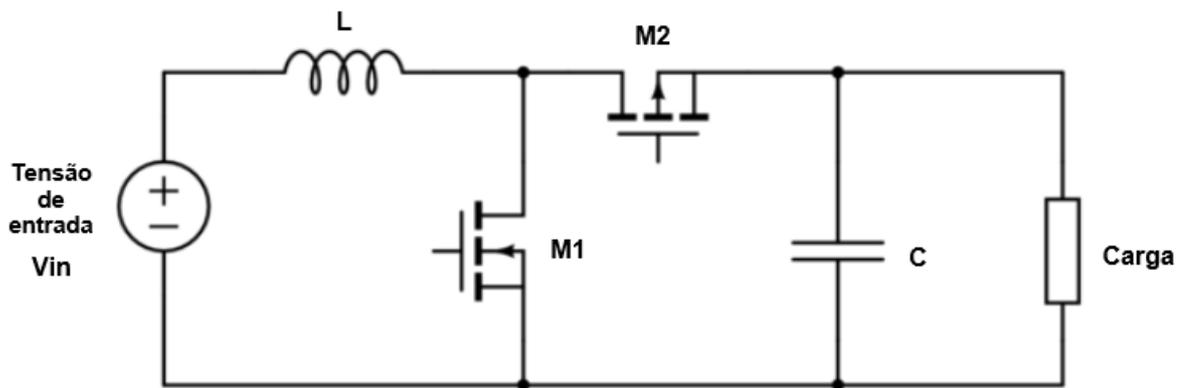
V_C : Tensão no capacitor do conversor *boost*, igual a tensão na carga [V].

2.3 CONVERSOR BOOST NA TOPOLOGIA SÍNCRONA

Existe uma outra forma de se configurar um conversor *boost*: a topologia síncrona. Essa topologia é muito parecida com a topologia assíncrona apresentada na figura 6, a única diferença reside na substituição do diodo de bloqueio por um segundo transistor MOSFET M2, que deve operar de forma sincronizada com o MOSFET M1, permitindo que apenas o indutor L se carregue durante o período de ciclo t_{ON} (M1 conduzindo e M2 em corte), e impedindo que

o capacitor C, paralelo à carga, se descarregue na entrada do circuito. Durante o período de ciclo t_{OFF} (M1 em corte e M2 conduzindo), o indutor descarrega a energia armazenada na saída do conversor, da mesma forma que na topologia assíncrona. A baixa resistência dinâmica do segundo MOSFET (em relação a do diodo), pode provocar um ganho de eficiência no conversor. A Figura 12 mostra a topologia síncrona do conversor *boost*.

Figura 12 - Topologia síncrona do conversor *boost*.

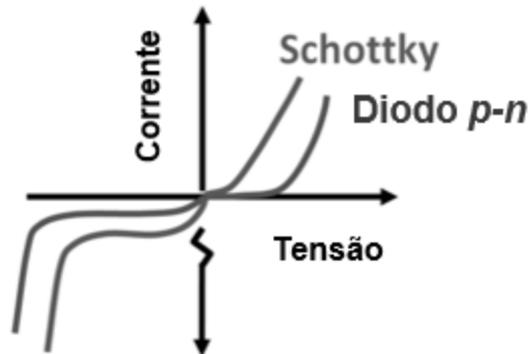


Fonte: ELETRONICS STACK EXCHANGE (2017), modificada.

2.4 MOSFET E DIODO DE BLOQUEIO

Apesar de não ser esse o foco deste trabalho, é válido apresentar o transistor que cumpre o papel de chave, e do diodo de bloqueio. Ambos são elementos que devem trabalhar em alta frequência de chaveamento (da ordem de 25kHz), portanto, merecem uma certa atenção na hora da sua escolha. Por exemplo, o diodo de bloqueio tem a tarefa de ir da condução para o corte em intervalos de tempo extremamente pequenos (da ordem de nano segundos), sem distorcer a forma de onda na carga. Para este tipo de aplicação é que existem os diodos *Schottky*, ou diodos rápidos. Eles têm uma característica construtiva diferente dos diodos de silício convencionais, utilizando metais como ouro e platina na sua estrutura, o que os torna capazes de conduzir e cortar muito rapidamente, com poucas perdas de tensão e menor resistência dinâmica (MALVINO,1997).

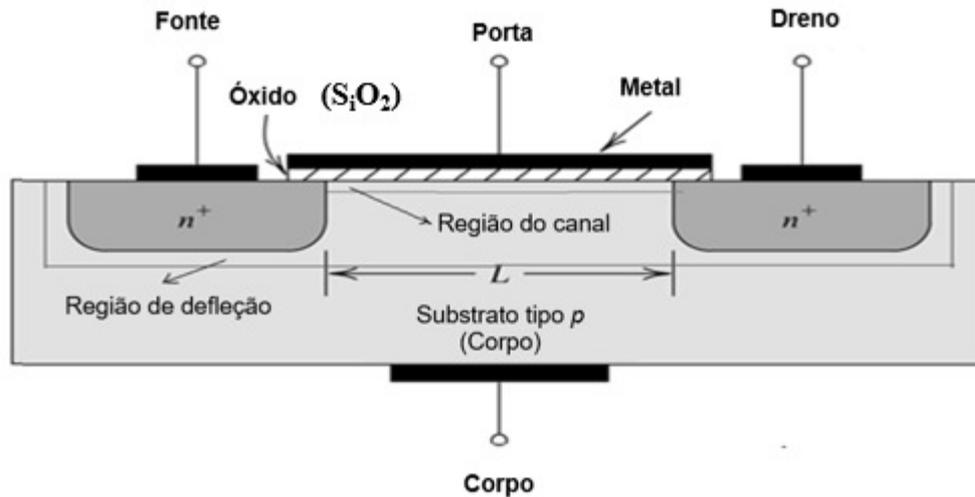
A Figura 13 mostra um comparativo entre o diodo rápido e o diodo convencional.

Figura 13 - Diodo convencional (*p-n*) versus diodo rápido (*Schottky*).

Fonte: ELPOCRUS (2017), modificada.

Outro elemento importante é o MOSFET, o tipo mais utilizado é o MOSFET de intensificação ou enriquecimento. Basicamente ele aproveita a ação de um campo elétrico aplicado ao seu terminal de porta (*gate*), para forçar a criação de um canal condutor entre o terminal de fonte (*source*) e dreno (*drain*). Ele faz isso atraindo cargas do cristal de substrato para próximo da porta, porém essas cargas não fluem através da porta, pois ela se encontra eletricamente isolada do corpo do transistor por uma fina camada de um material isolante, o dióxido de silício (SiO_2). Controlando a tensão aplicada na porta, controla-se a intensidade do campo elétrico, e assim o formato e largura do canal condutor no substrato, aumentando ou diminuindo a sua condutividade. E assim o MOSFET controla a corrente entre fonte e dreno. Neste projeto ele opera como uma chave eletrônica em duas regiões: corte e saturação (BOYLESTAD, 1994). A Figura 14 mostra o aspecto construtivo de um MOSFET do tipo intensificação.

Figura 14 - MOSFET de intensificação.



Fonte: ELPOCRUS (2017), modificada.

Onde:

n^+ : Cristal de silício dopado negativamente.

SiO_2 : Dióxido de silício.

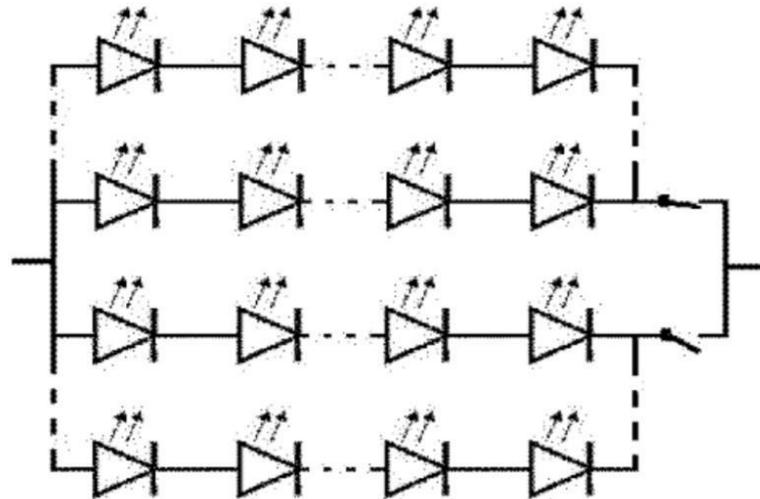
p : Cristal de silício dopado positivamente.

2.5 PERSISTÊNCIA DA RETINA

Uma das propostas deste trabalho é tirar proveito de um fenômeno que ocorre no olho humano: a persistência da retina. A persistência da visão, ou persistência da retina, designa o fenômeno ou a ilusão provocada quando um objeto visto pelo olho humano persiste na retina por uma fração de segundo após a sua percepção, entre um décimo e um quinze avos de segundo. Se uma sequência de imagens for projetada na retina humana a uma frequência superior a quinze vezes por segundo, criará uma ilusão de continuidade. Este efeito é muito utilizado pela indústria cinematográfica, para gravação e projeção de imagens em vídeos e filmes. O padrão americano para gravação e projeção de imagens é de, aproximadamente, trinta quadros por segundo (MCKINNEY, 2005). Com base neste efeito, a quantidade de LEDs utilizada na luminária do sistema pode ser dobrada, sem comprometer o consumo de potência. Fazendo com que dois conjuntos iguais de LEDs pisquem de forma intertravada rápido o suficiente para provocar a ilusão de que dois conjuntos de LEDs estão ligados ao mesmo tempo,

isso aumenta a confiabilidade luminosa do sistema, sem comprometer o consumo de potência. A Figura 15 mostra a topologia de funcionamento de uma configuração intertravada.

Figura 15 - Topologia intertravada de LEDs.



Fonte: MARCELINO (2014).

As duas chaves na figura 15, destacam a forma como estes dois grupos de LEDs devem operar: enquanto um grupo recebe energia, o outro não, e vice-versa.

3 METODOLOGIA

3.1 DIMENSIONAMENTO

Nesta seção, são abordados todos os assuntos pertinentes ao dimensionamento do sistema de iluminação. Partindo de premissas estipuladas nas normas vigentes, para a obtenção de todos os componentes necessários, e posterior dimensionamento do conversor *boost*.

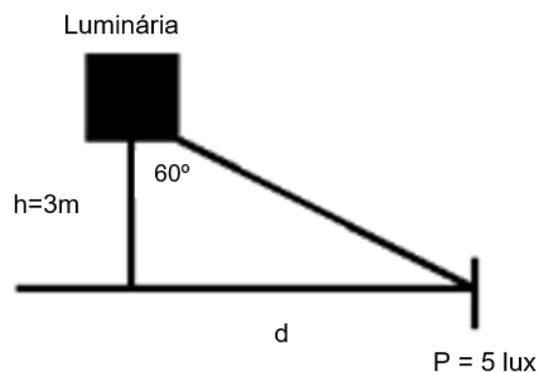
3.1.1 Configuração da luminária de LED

Segundo a norma NBR5101 (2012), para aplicações de iluminação pública, deve-se adotar os seguintes parâmetros para determinar a carga de iluminação:

- Distância mínima para reconhecimento: 4m.
- Fluxo luminoso médio: 5lux.
- Não deve haver pontos com fluxo luminoso inferior a 1lux.

Adotou-se um fluxo luminoso mínimo de 5lux no ponto médio entre duas luminárias. A Figura 16 mostra essa configuração, considerando que o ângulo de abertura da lente da luminária utilizada é de 120°.

Figura 16 - Arranjo do poste autossuficiente.



Fonte: ESCUDEIRO (2017).

Parâmetros de projeto:

- Lente de 120° de abertura para a luminária de LEDs.
- Altura da luminária: 3 metros.

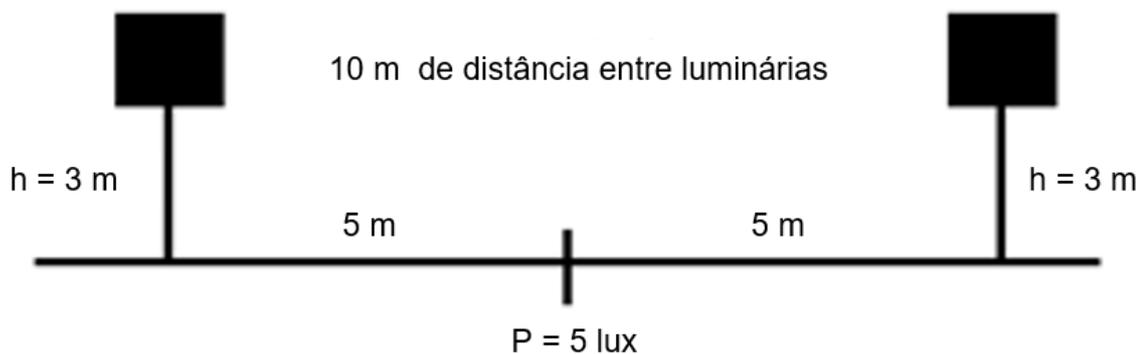
- Distância máxima atendendo a necessidade de 5lux: d.
- Operação 24 horas/dia.

A equação (3) determina a distância máxima d [m], com relação à altura h [m], e considerando uma altura h de três metros, tem-se:

$$\operatorname{tg} 60^{\circ} = \frac{d}{h} \rightarrow d = 5,20\text{m} \quad (3)$$

Para efeitos de arredondamento, a distância entre dois postes será adotada como 5 metros, sendo que no ponto P, tem-se uma contribuição de 2,5lux de cada luminária. A Figura 17 mostra dois postes lado a lado.

Figura 17 - Configuração de dois postes autossuficientes.



Fonte: ESCUDEIRO (2017).

A equação (4) determina a intensidade luminosa necessária a ser fornecida pela luminária de LEDs.

$$E_p = \frac{I_L}{h^2} \cos^3 \alpha \quad (4)$$

Onde:

E_p : Iluminância [lux].

I_L : Intensidade luminosa [cd].

h: Altura com relação ao solo [m].

α : Ângulo de abertura do feixe luminoso proveniente da luminária [graus].

Trabalhando com a equação (4), e considerando um ângulo de feixe luminoso de 60°, tem-se o seguinte resultado:

$$I_L = 180cd$$

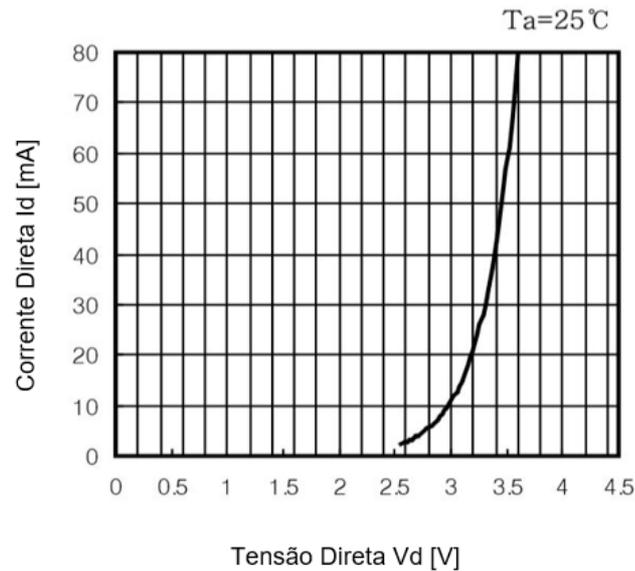
Considerando a contribuição total de cada luminária, tem-se que levar em conta um feixe luminoso de 120° de abertura, e não somente 60° conforme calculado, isto é, o dobro da intensidade luminosa calculada a partir da equação (4). Considerando uma perda de 10% da intensidade luminosa fornecida pela luminária, tem-se uma necessidade de 400cd/luminária. Um ponto importante a ser considerado nesse resultado, é que a norma vigente no Brasil exige um fluxo luminoso muito superior ao das normas de outros países, como por exemplo os europeus. Se isso for reconsiderado, pode representar uma quebra de paradigma, pois reduziria o fluxo luminoso necessário em aplicações de iluminação pública, para somente o necessário para trânsito de pedestres com segurança. Isso reduziria consideravelmente o custo de sistemas como este, e a função para a qual o sistema foi concebido, continuaria sendo cumprida.

Para este trabalho optou-se por um modelo de LED de alto brilho e alta eficiência com as seguintes características:

- Corrente nominal: 20mA.
- Tensão nominal: 3,2V.
- 25000mcd.
- 15° de abertura de luminosidade.

A Figura 18 mostra a curva característica do LED de alto brilho e alta eficiência, de luz branca, modelo LUXPIA LWH 3000, escolhido para esta aplicação, de onde estes dados foram retirados.

Figura 18 - Curva característica do LED LUXPIA LWH 3000.



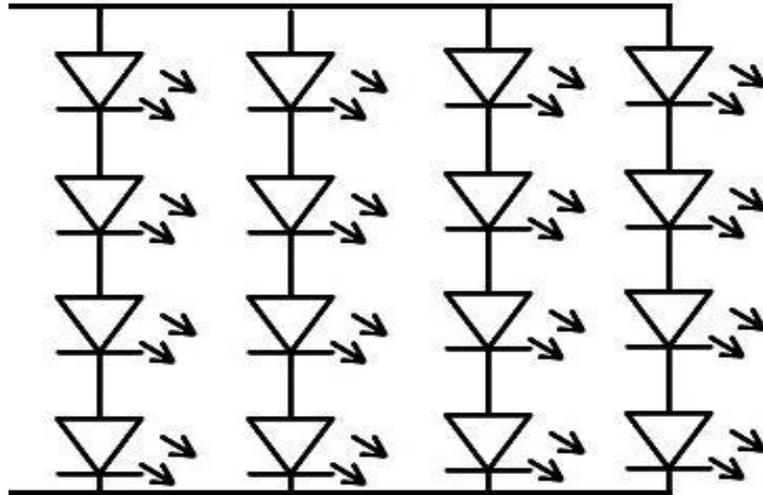
Fonte: LUXPIA (2018), modificada.

A partir de informações retiradas do *datasheet* do LED, e da análise de sua curva característica, verificou-se que as condições de operação nominal do LED são de 20mA e 3,2V, para cada LED, com uma corrente máxima de 30mA. Deste modo, estipulou-se uma variação de corrente tolerável para que o LED funcionasse corretamente, esta faixa varia entre 18mA e 22mA. Este conjunto é ligado na forma de uma matriz 4x4, logo a tensão e corrente necessárias para alimentar o conjunto são quatro vezes maiores que as necessárias para um único LED. Considerando que são necessários 3,2V e 20mA para alimentar um único LED, para alimentar uma matriz 4x4, como a proposta, são necessários 12,8V e 80mA para alimentar o conjunto. A variação tolerável para a corrente de um LED está entre 18mA e 22mA, considerando estes valores, a variação tolerável para a corrente do conjunto deve estar entre 72mA e 88mA. Como resultado, tem-se as seguintes características:

- 16 LEDs (matriz 4x4).
- Tensão nominal do conjunto: 12,8V.
- Corrente nominal do conjunto: 80mA.
- Potência: 1,28W.
- Resistência: 17,50 Ω .

A Figura 19 mostra o arranjo do conjunto, distribuído na forma de uma matriz.

Figura 19 - Arranjo de LEDs.



Fonte: AUTOR (2019).

3.1.2 Dimensionamento do banco de ultracapacitores

Respeitando as características de especificação determinadas para a carga (luminária de LEDs), o objetivo desta seção é determinar o banco de ultracapacitores necessário para garantir o fornecimento de energia para a carga no período noturno. A energia consumida pela luminária no período de uma hora é de 1,28Wh. Em termos de unidades do Sistema Internacional (SI), tem-se, em Joules, na equação (5), a energia consumida no período de uma hora.

$$E_J = E_{Wh} \times 3600 \quad (5)$$

Onde:

E_J : energia consumida [J].

E_{Wh} : energia consumida [Wh].

Logo, para este caso, tem-se o resultado mostrado na equação (6):

$$E_J = 4,61 \text{ kJ} \quad (6)$$

Adotando-se um período de operação com tolerância de dois períodos noturnos, tem-se a quantidade de energia necessária, apresentada na equação (7).

$$E_{carga} = E_J \times \Delta_t \quad (7)$$

Considerando que dois períodos noturnos têm 24 horas, tem-se o resultado mostrado pela equação (8):

$$E_{carga} = 110,64kJ \quad (8)$$

A energia armazenada em um capacitor, de qualquer tipo, é função da capacitância e da tensão aplicada, conforme a equação (9):

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (9)$$

Onde:

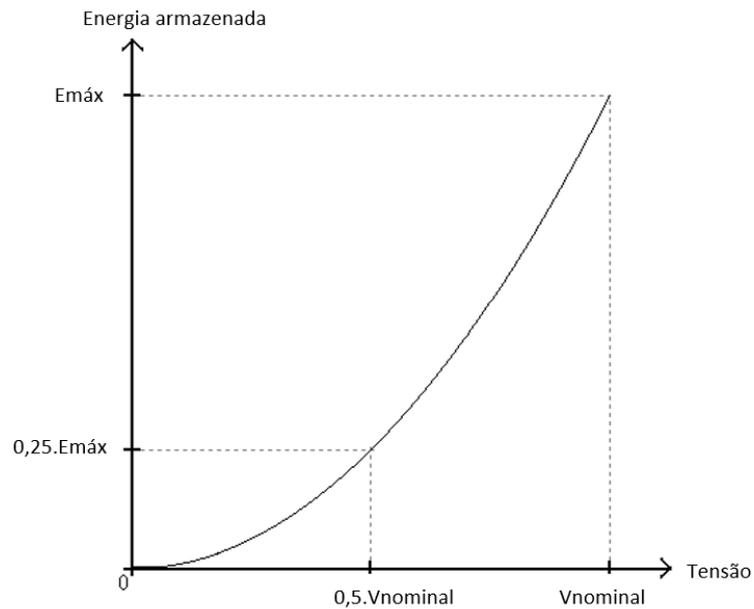
E: Energia armazenada no capacitor [J].

C: Capacitância do capacitor [F].

V: Tensão nos terminais do capacitor [V].

É possível observar na equação (9) que a energia armazenada no capacitor aumenta quadraticamente com o aumento da tensão aplicada (supondo a capacitância constante), e que a energia máxima é obtida quando o capacitor está carregado com sua tensão nominal máxima suportável. Supondo uma descarga do capacitor à corrente constante, a tensão no capacitor decresce linearmente, mas a energia restante diminui rapidamente, conforme mostra a Figura 20.

Figura 20 - Energia armazenada *versus* tensão aplicada em um capacitor.



Fonte: ESCUDEIRO (2017).

Considerando o processo de descarga do capacitor, só quando ocorre uma variação da diferença de potencial sobre seus terminais, é que a energia sua energia é liberada. A equação (10) mostra a variação da energia armazenada no capacitor.

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{inicial}^2 - V_{final}^2) \quad (10)$$

A tensão no capacitor deve variar de seu valor nominal até zero, para liberar toda a energia armazenada no capacitor. Porém, em termos práticos isto não é viável, pois exigiria que o conversor *boost* tenha capacidade de elevar uma tensão muito próxima de zero até a tensão de saída nominal desejada (quando o banco de ultracapacitores estiver no final do processo de descarga).

Ao se utilizar apenas parte da energia armazenada no banco de ultracapacitores, a expressão (11) deve ser respeitada.

$$V_{inicial} - V_{final} < V_{nominal} \quad (11)$$

Ao se considerar uma variação da tensão equivalente à metade da tensão nominal do capacitor, tem-se os seguintes dados:

$$V_{inicial} = V_{nominal}$$

$$V_{final} = \frac{V_{nominal}}{2}$$

Substituindo-se estes dados na equação (10), tem-se o resultado mostrado pela equação (12):

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{nominal}^2 \quad (12)$$

Por outro lado, sabe-se que a energia máxima armazenada pelo capacitor é dada pela equação (13):

$$E_{máxima} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{nominal}^2 \quad (13)$$

Portanto, a energia aproveitável, proveniente do capacitor, é dada pela equação (14):

$$\Delta E = \frac{3}{4} \cdot E_{máxima} \quad (14)$$

Fica evidenciado que 75% da energia do banco de ultracapacitores é aproveitável, permanecendo ainda 25%, para uma redução de 50% da tensão nominal sobre seus terminais. Portanto, a “faixa de tensão utilizável do banco de ultracapacitores” (ΔV) varia desde a sua tensão nominal até metade desta. Adotar uma faixa maior não provoca um aumento significativo no valor da energia aproveitável e compromete o funcionamento adequado do conversor *boost*.

A energia fornecida pelo ultracapacitor, considerando uma variação da tensão igual à metade da tensão nominal, é dada pela expressão (14). Igualando a energia fornecida à energia consumida, ou seja, igualando as expressões (14) e (8), encontra-se a equação (15):

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{3}{4} \cdot V_{nominal}^2 = 110,64 \cdot 10^3 \quad (15)$$

Isolando-se a capacitância C , tem-se a equação (16):

$$C = \frac{295040}{V_{nominal}^2} \quad (16)$$

Sendo $V_{nominal}$ a tensão dada em Volts e C a capacitância em Farads. A equação (16) 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 (16) é da forma da equação (17):

$$C = \frac{b}{V_{nominal}^2} \quad (17)$$

Sendo b uma constante dada em função da energia consumida pela carga em um certo intervalo de tempo. Para projetar o banco de ultracapacitores, utiliza-se a equação (17) 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 estabelece a quantidade de componentes em série do banco.

Terceiro, substitui-se a tensão desejada na equação (17), obtendo-se a capacitância total do banco, necessária para suprir a carga pelo tempo desejado, como mostra a equação (18).

$$C = \frac{295040}{10,8^2} = 2529,50F \quad (18)$$

O quarto passo é calcular o número de ramos em paralelo que o banco capacitivo deve ter. Como tem-se quatro capacitores em série, cada ramo tem capacitância equivalente de $3000 [F]/4 = 750 [F]$. Para se chegar a 2529,50F são necessários $2529,50/750 = 3,373$ ramos em paralelo. Como o número de ramos deve ser um número inteiro, arredonda-se o resultado, encontrando-se um total de 4 ramos em paralelo.

O número total de capacitores é (4 ramos em paralelo) x (4 capacitores em série por ramo) = 16 componentes. Dessa maneira, o banco projetado com o ultracapacitor escolhido tem por características:

- Fabricante dos ultracapacitores: Maxwell Technologies.
- Número de componentes: 16.
- Arranjo: 4x4 (4 ramos em paralelo x 4 componentes em série).
- Capacitância total: 3000F.
- Tensão nominal: 10,8V.
- Energia máxima armazenável: 174,96kJ.

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

- Faixa de tensão utilizável do ultracapacitor (ΔV).
- Potência da carga.
- Tempo de operação (Δt).
- Características do ultracapacitor (capacitância e tensão nominal).

3.1.3 Cálculo da indutância do conversor boost

Para o cálculo da indutância L do conversor *boost*, considerou-se os dois extremos para a tensão de alimentação do sistema. Quando o banco de ultracapacitores está completamente carregado, isto é, com 10,8V e quando está com metade da tensão inicial, isto é, 5,4V. Os cálculos foram realizados considerando modo de condução contínua do conversor, ou seja, o valor mínimo da corrente no indutor é zero. Considerando que o conversor já atingiu o regime permanente e que a potência na entrada é aproximadamente igual a potência na saída do conversor, tem-se a relação mostrada pela equação (19):

$$I_{Lmin} = I_{Lmed} - \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot Lmin \cdot f_{sw}} \quad (19)$$

Onde:

I_{Lmin} : Corrente mínima no indutor [A].

I_{Lmed} : Corrente média no indutor [A].

V_i : Tensão de entrada [V].

D : *Duty Cycle* [adimensional].

L_{min} : Indutância mínima do conversor para garantir o modo de condução contínua [H].

f_{sw} : Frequência de chaveamento do transistor MOSFET [Hz].

A equação (20) mostra a função de transferência do conversor boost.

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (20)$$

Onde:

V_i : Tensão de entrada do conversor *boost* [V].

V_o : Tensão de saída do conversor *boost* [V].

D : *Duty Cycle* [adimensional].

Para o primeiro caso, tem-se os seguintes dados:

$$V_i = 10,8 V$$

$$V_o = 12,8 V$$

Substituindo-se estes dados na equação (20), tem-se o resultado mostrado pela equação (21):

$$D = 0,15625 \quad (21)$$

Tomando em consideração a hipótese de que não há perdas no conversor, a equação (22) mostra o equilíbrio de potência no conversor.

$$P_{in} = P_{out} \quad (22)$$

Onde:

P_{in} : Potência de entrada do conversor [W].

P_{out} : Potência de saída do conversor [W].

Trabalhando com a equação (22), em termos de tensão e corrente, tem-se a equação (23):

$$V_i \cdot I_L^{méd} = 12,8 \cdot 80 \cdot 10^{-3} \quad (23)$$

Isolando-se a corrente média, tem-se a equação (24):

$$I_L^{méd} = 94,8148 mA \quad (24)$$

Considerando $f_{sw} = 25 kHz$, $I_{Lmin} = 0$, e inserindo (21) e (24) em (19), tem-se o resultado mostrado pela equação (25):

$$L_{min} = 355,96 \mu H \quad (25)$$

Para o segundo caso tem-se os seguintes dados:

$$V_i = 5,4 V$$

$$V_0 = 12,8 V$$

Substituindo-se estes dados na equação (20), tem-se o resultado mostrado pela equação (26):

$$D = 0,578125 \quad (26)$$

Tomando em consideração a hipótese de que não há perdas no conversor, a equação (27) mostra o equilíbrio de potência no conversor.

$$P_{in} = P_{out} \quad (27)$$

Trabalhando com a equação (27), em termos de tensão e corrente, tem-se a equação (28):

$$V_i \cdot I_L \text{ méd} = 12,8 \cdot 80 \cdot 10^{-3} \quad (28)$$

Isolando-se a corrente média, tem-se a equação (29):

$$I_L \text{ méd} = 189,6296 \text{ mA} \quad (29)$$

Considerando $f_{sw} = 25 \text{ kHz}$, $I_{L \text{ min}} = 0$, e inserindo (26) e (29) em (19), tem-se o resultado mostrado pela equação (30):

$$L_{\text{min}} = 329,26 \mu\text{H} \quad (30)$$

Já que o valor de indutância do primeiro caso é maior, este deve ser considerado como indutância mínima para garantir o modo de condução contínua do conversor *boost*, isto é, para que $I_{L \text{ min}}$ seja igual a zero, até no valor mínimo da tensão de entrada.

Considerando que existe apenas um limite inferior para a indutância do conversor, adotou-se um valor de 10mH para esta simulação. Para um indutor de 10mH, com núcleo de ferrite, cuja permeabilidade magnética vale 2000H/m, um diâmetro de cada espira estabelecido em 1cm, feito com fio de cobre 16AWG, que possui um diâmetro de 0,1291cm, o número de espiras necessárias para construir este indutor é dado pela equação (31) (ESCUDEIRO, 2017).

$$n = \frac{L \cdot D_{condutor} \cdot 10^8}{1,256 \cdot S \cdot \mu} \quad (31)$$

Onde:

L: Indutância [H].

$D_{condutor}$: Diâmetro do condutor utilizado [cm].

S: Área de uma espira [cm²].

μ : Permeabilidade magnética do núcleo [H/m].

Trabalhando a equação (31) com os dados apresentados, tem-se o resultado mostrado na equação (32):

$$n = 66 \text{ espiras} \quad (32)$$

Considerando que o diâmetro de uma espira é de 1cm, que são necessárias 66 espiras, o comprimento total do fio usado no indutor é dado pela equação (33).

$$l = \pi \cdot 10^{-2} \cdot 66 \rightarrow l = 2,07345m \quad (33)$$

Considerando que a resistência desse fio vale 0,0129 Ω /m, a resistência interna desse indutor é dada pela equação (34).

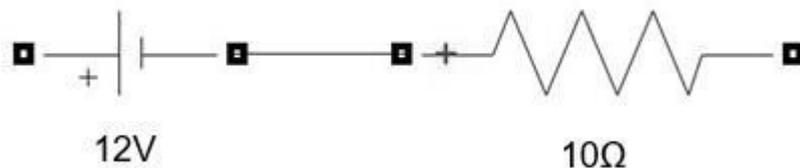
$$R_L = 0,0129 \cdot 2,07345 \rightarrow R_L = 26,75m\Omega \quad (34)$$

Essa resistência é interna ao indutor, é a própria resistência do fio de cobre usado, e seus efeitos no sistema devem ser considerados.

3.1.4 Cálculo da capacitância do conversor

Para se determinar o valor da capacitância C pertencente ao conversor, antes, fez-se necessário elaborar um modelo matemático para o conjunto de LEDs e, esta análise foi feita a partir da curva característica do LED utilizado. Como o LED nada mais é que um diodo, a aproximação para o modelo é a mesma que a de um diodo comum. Um diodo pode ser modelado por uma fonte de tensão que representa a sua barreira de potencial, em série com uma resistência dinâmica associada à junção PN (BOYLESTAD, 1997). Considerando os 16 LEDs ligados juntos e analisando a sua curva característica, pode-se representar o conjunto pelo seguinte modelo mostrado na Figura 21.

Figura 21 - Modelo matemático da luminária.



Fonte: AUTOR (2019).

Novamente, considerando que o conversor já se encontra em regime permanente, em modo de condução contínua, toda a carga que chega ao capacitor C durante t_{on} é transferida para a luminária durante t_{off} , portanto, tem-se a relação mostrada na expressão (35).

$$\frac{V_o - 12}{10} \cdot D \cdot T = C_{min} \cdot \Delta V_o \quad (35)$$

Onde:

V_o : Tensão de saída do conversor [V].

D : *Duty Cycle* [adimensional].

T : Período de chaveamento do transistor MOSFET [s].

C_{min} : Capacitância mínima do conversor *boost* para garantir o modo de condução contínua [F].

ΔV_o : Variação tolerável da tensão de saída do conversor [V].

Considerando que $V_o = 12,8V$, $T = 40\mu s$, que a corrente na carga varia entre 72mA e 88mA, e considerando que a tensão na saída do conversor pode variar entre 12,72V e 12,88V, tem-se o seguinte resultado mostrado pela equação (36):

$$\Delta V_o = 0,16V \quad (36)$$

Novamente, considerando-se os dois casos:

Para $D = 0,15625$, isolando C_{min} , e inserindo (36) em (35), tem-se o seguinte resultado mostrado pela equação (37):

$$C_{min} = 3,125\mu F \quad (37)$$

Para $D = 0,578125$, tem-se o resultado mostrado pela equação (38):

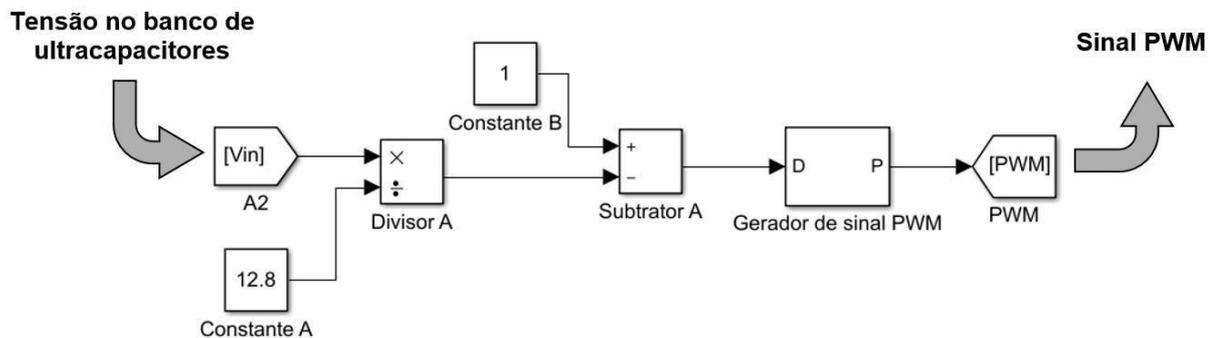
$$C_{min} = 11,5625\mu F \quad (38)$$

Já que o valor da capacitância C para o *Duty Cycle* de 0,578125 é o maior, este deve ser considerado como capacitância mínima para garantir a operação correta do conversor, mesmo no valor mínimo da tensão de entrada.

3.2 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Para realizar a comprovação dos cálculos, optou-se pela simulação computacional, mais precisamente, pelo uso do software *Matlab/Simulink*. Para esta aplicação, optou-se por utilizar o MOSFET IRFP7430 da *International Rectifier* como elemento de chaveamento, devido à sua baixa resistência dinâmica (em torno de $1,3\text{m}\Omega$), o que aumenta o rendimento do conversor, e para o diodo de bloqueio, na configuração assíncrona do conversor *boost*, optou-se pelo diodo *Schottky* NSR20F30NXT5G da *On Semiconductor*, com barreira de potencial de aproximadamente $0,3\text{V}$ e resistência dinâmica de aproximadamente $50\text{m}\Omega$. Outra parte importante do sistema, é o circuito compensador que ajusta o *Duty Cycle* do elemento de chaveamento. Na prática, essa tarefa deve ser realizada por um microcontrolador, por exemplo, porém, na simulação, há blocos matemáticos e elementos de circuitos prontos para realizá-la. Basicamente este compensador deve medir a tensão no banco de ultracapacitores e, baseado no valor lido, realizar uma operação matemática para corrigir o valor do *Duty Cycle* do sinal PWM – *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso, aplicado ao *gate* do MOSFET. A Figura 22 mostra este compensador.

Figura 22 - Compensador de *Duty Cycle*.



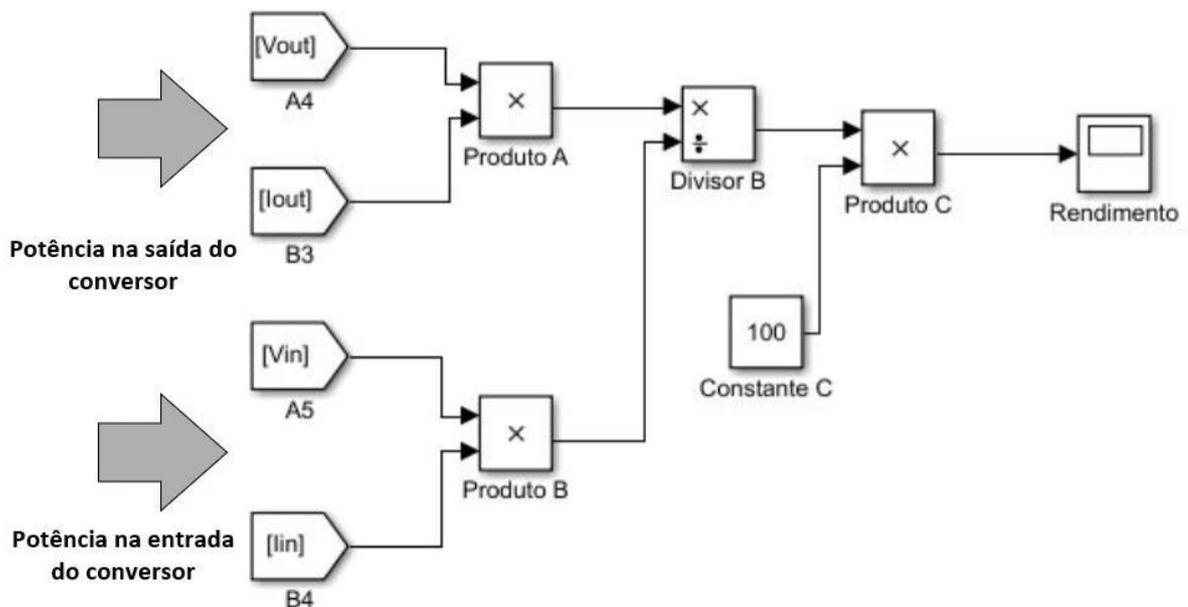
Fonte: AUTOR (2019).

À esquerda do diagrama, o compensador recebe o valor lido de tensão no banco de ultracapacitores, divide o valor lido por 12,8, tira a diferença entre 1 e o resultado encontrado, e na sequência alimenta o bloco gerador de sinal PWM, que retorna o sinal PWM para o *gate* do MOSFET utilizado como elemento de chaveamento.

3.3 PROPOSTAS E SIMULAÇÕES

A primeira proposta deste trabalho é comparar a eficiência de duas configurações do conversor *boost*: síncrona e assíncrona. Para realizar essa tarefa, utilizou-se de um conjunto de blocos matemáticos para medir a potência na entrada e na saída de ambas as topologias, para subsequentemente calcular a relação $P_{saída}/P_{entrada}$, e dessa forma determinar o rendimento de cada topologia do conversor *boost*, em porcentagem. A Figura 23 mostra os blocos utilizados no software *Matlab/Simulink* para realizar esta tarefa.

Figura 23 - Sistema para cálculo do rendimento.

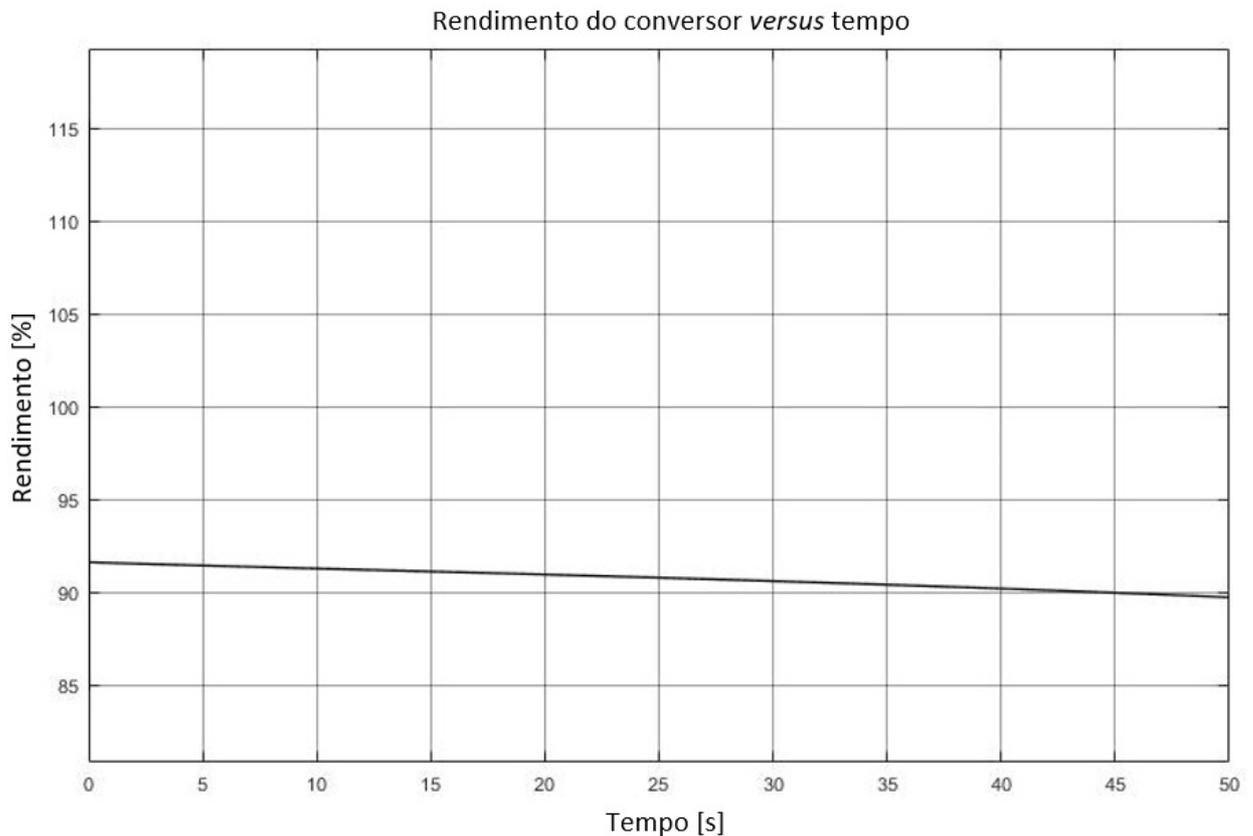


Fonte: AUTOR (2019).

À esquerda do diagrama, o sistema recebe o valor lido da tensão e corrente na saída do conversor, multiplica uma grandeza pela outra, e faz o mesmo para o valor lido da tensão e da corrente recebidos da entrada do conversor. O resultado obtido é a potência na saída e na entrada do conversor. Subsequentemente, a potência de saída é dividida pela potência de entrada, e este resultado é multiplicado por 100, para que o rendimento do conversor seja plotado em porcentagem.

Inicialmente, este procedimento foi realizado para a topologia assíncrona do conversor *boost*. O circuito completo utilizado nesta simulação é mostrado no apêndice A, e o resultado encontrado para essa topologia é mostrado na Figura 24.

Figura 24 - Rendimento do conversor *boost* na topologia assíncrona.

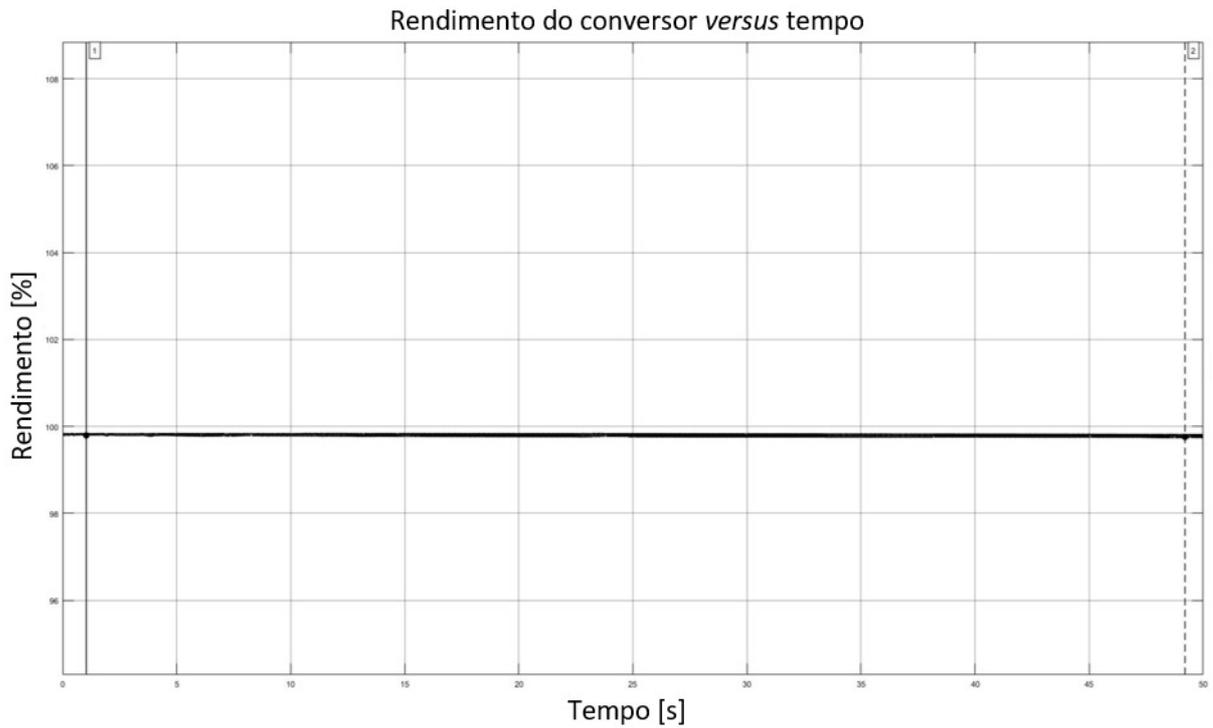


Fonte: AUTOR (2019).

A figura 24 mostra que no início do período de simulação, o rendimento do conversor estava próximo a 92%, e conforme o tempo passou, o rendimento caiu, até que no final do período de simulação ele atingiu um valor próximo a 89%.

Posteriormente, este procedimento foi realizado para medir a eficiência da topologia síncrona do conversor *boost*, na qual o diodo de bloqueio é substituído por um MOSFET. O circuito completo utilizado nesta simulação é mostrado no apêndice B, e o resultado é mostrado na Figura 25.

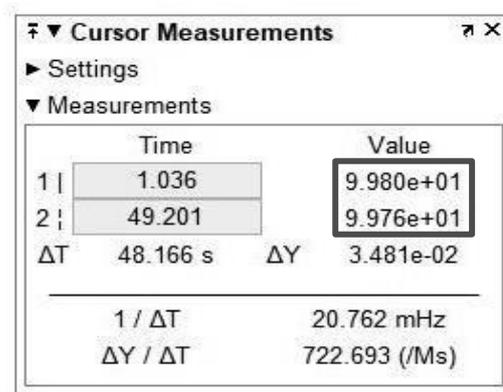
Figura 25 - Rendimento do conversor *boost* na topologia síncrona.



Fonte: AUTOR (2019).

A Figura 26 mostra alguns dados estatísticos do rendimento do conversor na topologia síncrona.

Figura 26 - Dados estatísticos do rendimento do conversor na topologia síncrona.



Fonte: AUTOR (2019).

A figura 26 mostra que no início do período de simulação, o rendimento do conversor na topologia síncrona, era de 99,8%, e conforme o tempo passou, o rendimento caiu ligeiramente, para 99,76%. Esse resultado representa um ganho de quase 10% de eficiência da topologia síncrona em relação à topologia assíncrona.

Uma vez observado que a topologia síncrona do conversor é mais eficiente, o próximo passo foi realizar a comprovação dos cálculos de dimensionamento do conversor, para garantir que este é capaz de atender às especificações de tolerância estabelecidas pela carga (luminária). Para isso, realizou-se a simulação desse sistema, e analisou-se todos sinais relevantes, como tensão e corrente na saída do conversor, tensão no banco de ultracapacitores em processo de descarga etc.

Outro aspecto importante dessa simulação é que a carga, conjunto de LEDs, foi dividida em dois grupos iguais de 16 LEDs, para que estes dois grupos operem de forma pulsante e intertravada, de forma a aumentar a confiabilidade luminosa do sistema, sem comprometer o consumo de potência, fato que é observado nos resultados desta simulação.

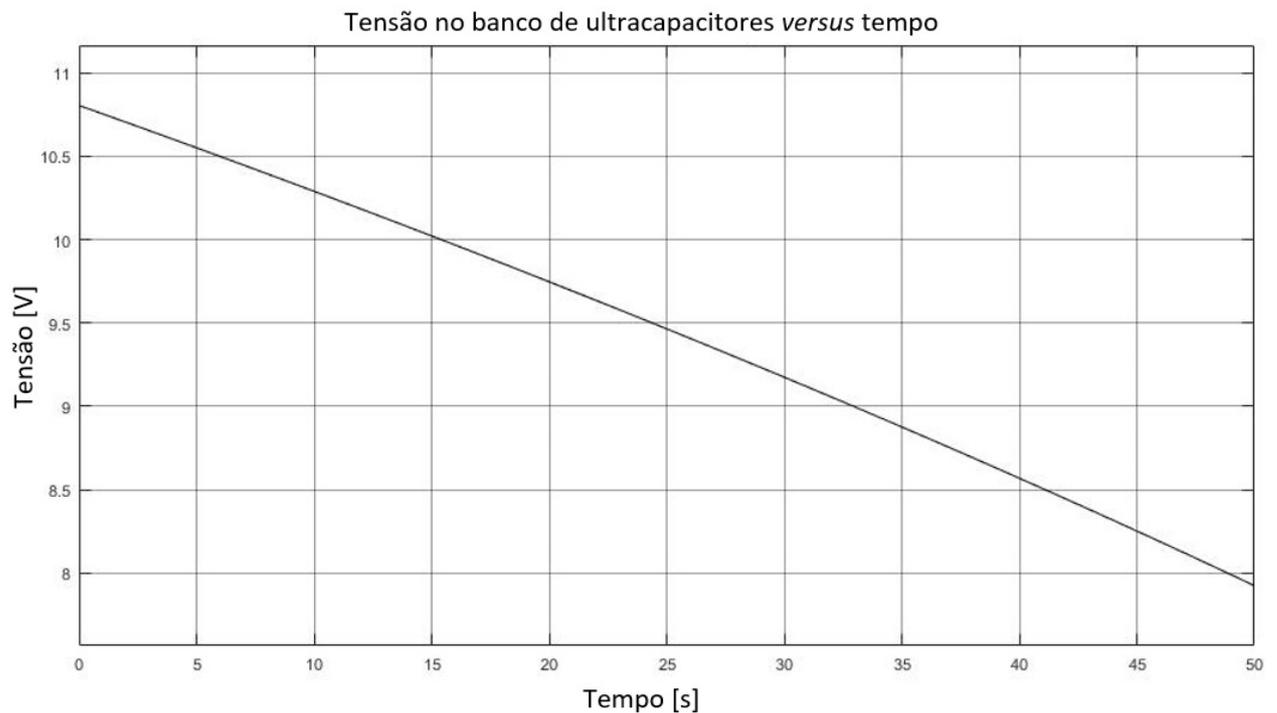
Uma vez determinada a topologia a ser utilizada, e escolhidos todos os componentes do sistema, realizou-se a simulação do sistema a partir do circuito apresentado no apêndice B. Esta simulação é referente ao conversor *boost* montado na topologia síncrona.

A fim de analisar um intervalo grande de variação da tensão de entrada (banco de ultracapacitores em descarga), e principalmente de se reduzir o tempo de simulação desse sistema, reduziu-se o valor original de 3000F do banco de ultracapacitores para 0,5F. Desta forma, se tornou possível analisar o comportamento do sistema, em escala, utilizando um tempo de simulação muito menor que o tempo real.

4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Uma vez escolhidos todos os parâmetros e componentes, optou-se por um modo “contínuo” de simulação, para se obter um gerenciamento visual melhor da dinâmica deste sistema durante a simulação. A Figura 27 apresenta o comportamento da tensão no banco de ultracapacitores durante a simulação.

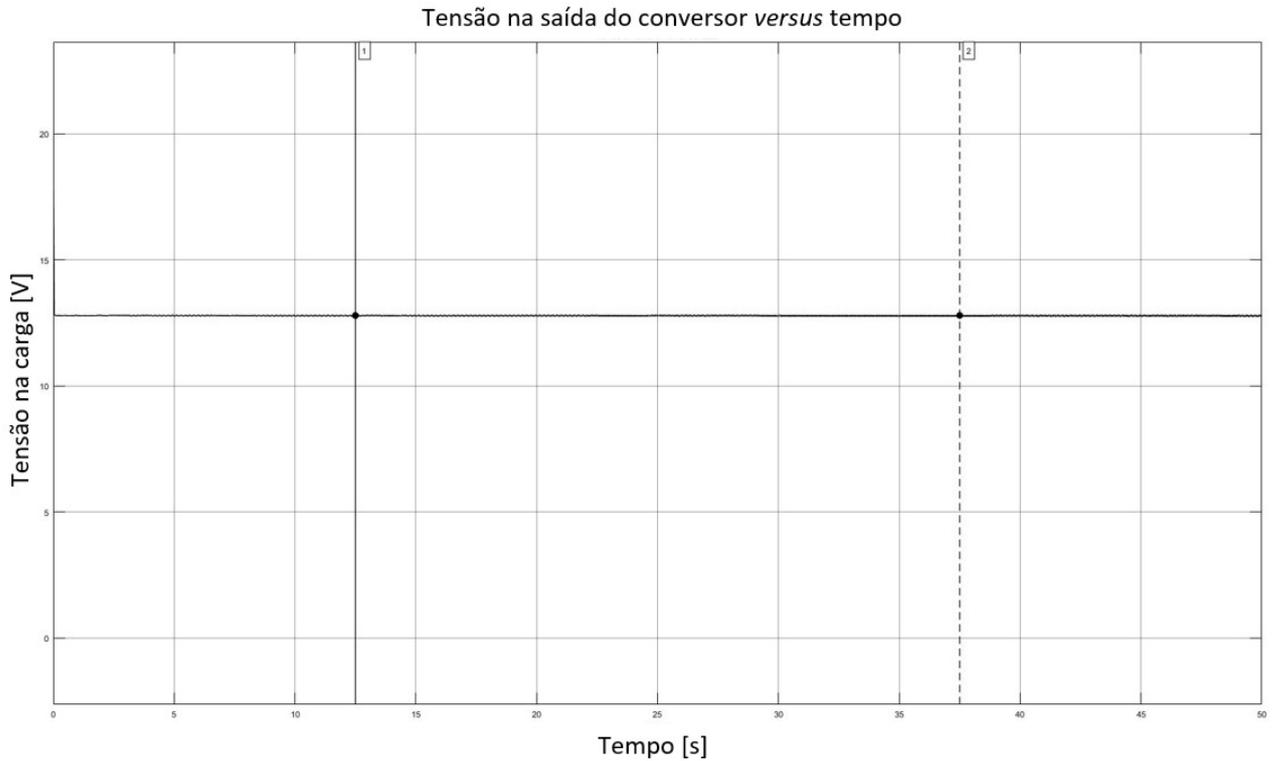
Figura 27 - Tensão no banco de ultracapacitores.



Fonte: AUTOR (2019).

Verificou-se que a tensão partiu do seu valor máximo de 10,8V em direção a seu valor final: a metade, 5,4V, conforme o esperado. Devido à alta demanda computacional necessária, o tempo de simulação foi encurtado, e, portanto, a simulação terminou antes que a tensão no banco atingisse 5,4V.

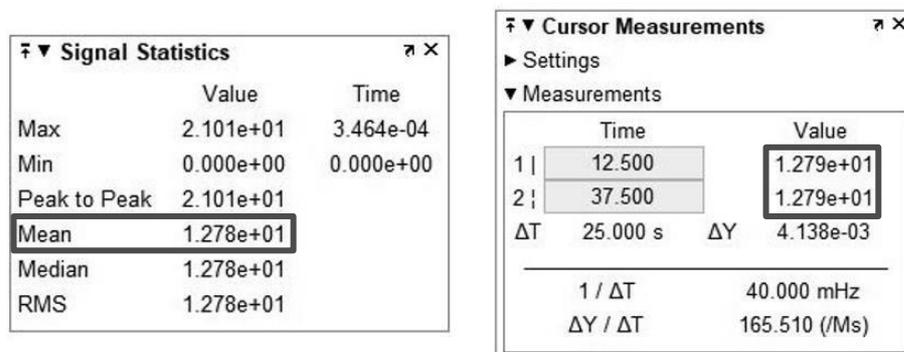
Para a forma de onda de tensão *versus* tempo na saída do conversor, o comportamento é mostrado na Figura 28.

Figura 28 - Tensão na luminária *versus* tempo.

Fonte: AUTOR (2019).

Como se pode observar, a tensão na carga apresentou um comportamento estável durante todo o período de simulação, obedecendo os limites de operação da carga, sem oferecer nenhum risco. A Figura 29 mostra alguns dados estatísticos do sinal plotado, como o seu valor médio, e o valor instantâneo nos pontos onde estão posicionados os cursores de medição.

Figura 29 - Dados estatísticos da tensão na carga.

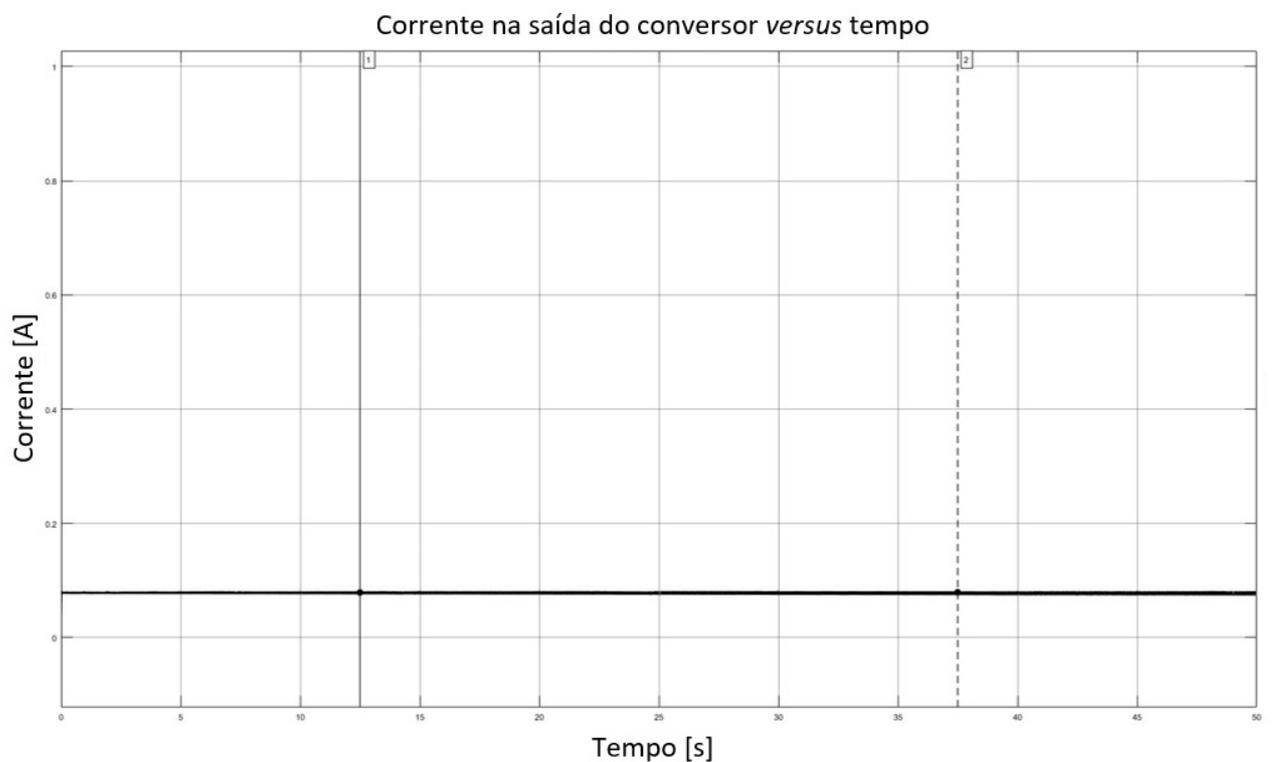


Fonte: AUTOR (2019).

Pode-se observar que, o valor médio da tensão na carga foi de 12,78V, enquanto no ponto do cursor 1 e no ponto do cursor 2 seu valor foi de 12,79V, um resultado bastante satisfatório, levando em consideração que a tensão de alimentação especificada para a luminária é 12,8V.

Conforme calculado anteriormente, a variação tolerável para a corrente de um LED está entre 18mA e 22mA, considerando estes valores, a variação tolerável para a corrente do conjunto de LEDs deve estar entre 72mA e 88mA. A Figura 30 mostra a forma de onda da corrente na saída do conversor *boost* em função do tempo.

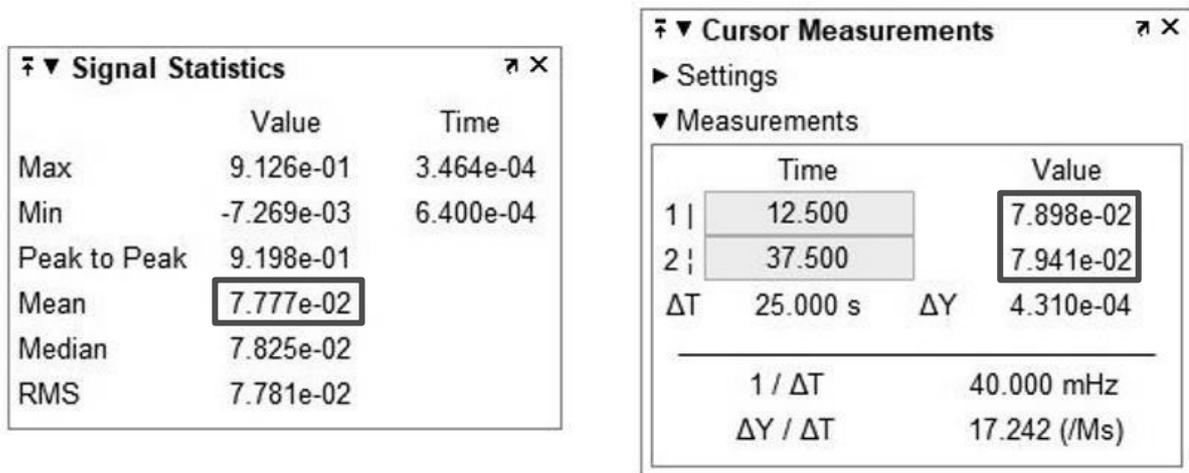
Figura 30 - Corrente na saída do conversor.



Fonte: AUTOR (2019).

É possível observar na figura 30 que a corrente na saída do conversor se estabilizou em valores próximos a 80mA, ou seja, está próxima dos limites propostos. A Figura 31 mostra alguns dados estatísticos deste sinal.

Figura 31 - Dados estatísticos da corrente na saída do conversor.

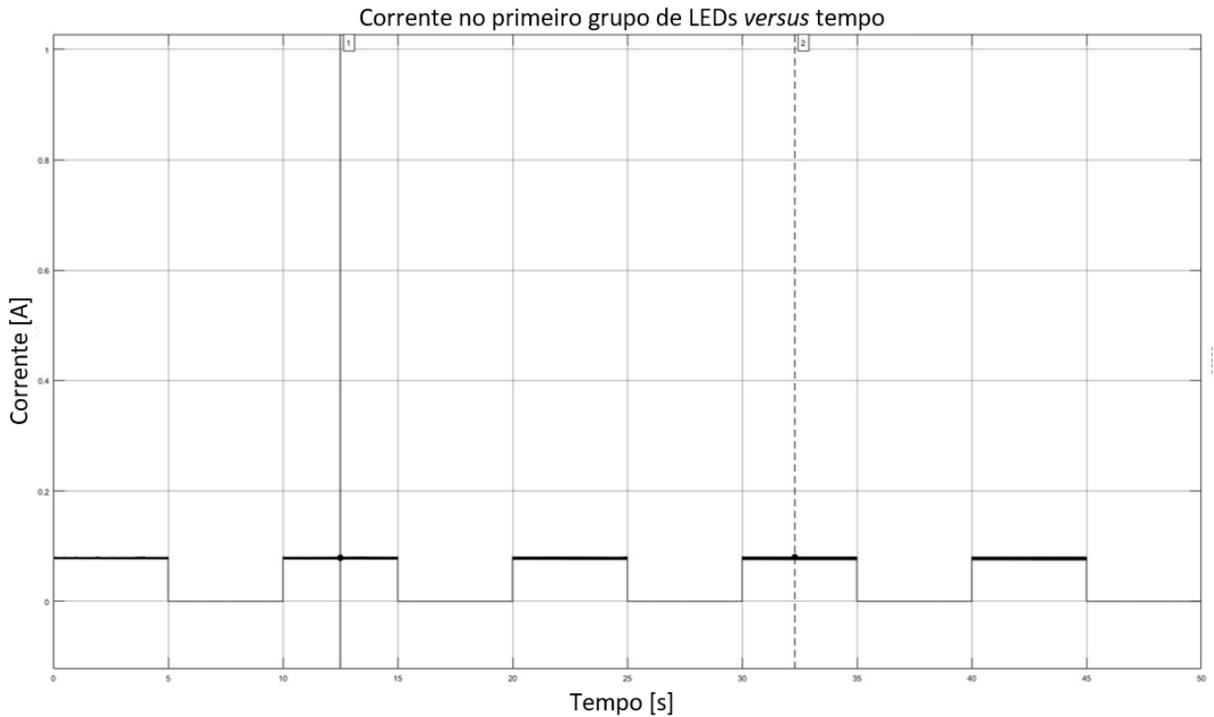


Fonte: AUTOR (2019).

Pode-se observar que, o valor médio da corrente na saída do conversor foi de 77,77mA, enquanto no ponto do cursor 1 seu valor foi de 78,98mA, e no cursor 2 foi de 79,41mA, um resultado bastante satisfatório, e que atende às especificações da carga.

Uma das propostas deste trabalho é analisar o comportamento pulsante dos LEDs alimentados pelo conversor, ou seja, como a corrente em cada um dos ramos da carga se comporta. Para isso, a frequência de chaveamento dos transistores MOSFET de intertravamento dos ramos, foi reduzida na simulação, para que se possa enxergar o que se passa com a corrente em cada um dos ramos. Os transistores MOSFET de intertravamento podem ser observados no apêndice B. A Figura 32 mostra a corrente no ramo do primeiro grupo de LEDs, um dos dois conjuntos de 16 LEDs alimentados pelo conversor.

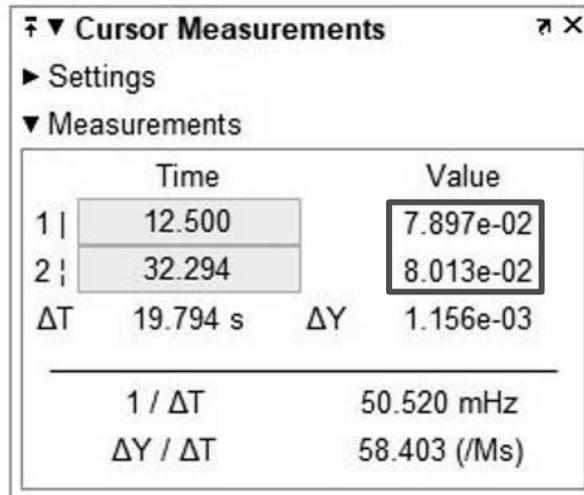
Figura 32 - Corrente em um dos ramos de LEDs da luminária.



Fonte: AUTOR (2019).

É fácil notar que a corrente só flui através do primeiro conjunto de LEDs em metade do ciclo de chaveamento do primeiro transistor, evidenciando o funcionamento pulsante desses LEDs. A Figura 33 mostra que o valor da corrente se manteve próximo à 80mA, tanto no valor lido pelo cursor 1 quanto no valor lido pelo cursor 2, permanecendo dentro dos limites de especificação previamente calculados.

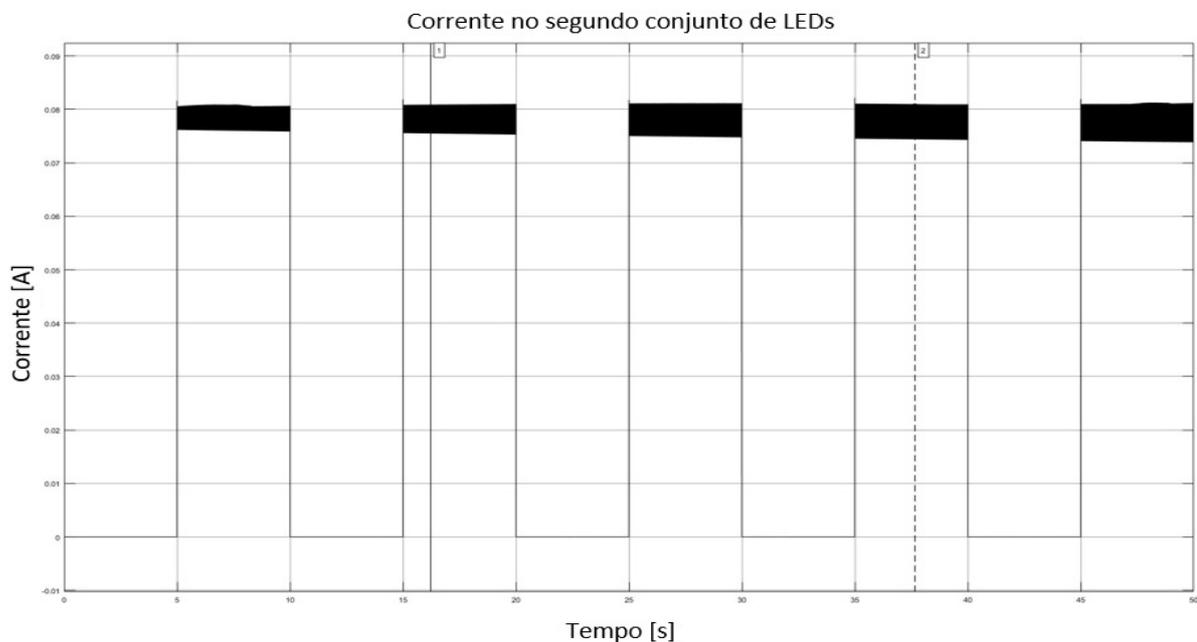
Figura 33 - Dados estatísticos da corrente no primeiro conjunto de LEDs.



Fonte: AUTOR (2019).

Para entender melhor como o intertravamento entre os dois conjuntos de LEDs funciona, a Figura 34 mostra a corrente no segundo conjunto de LEDs.

Figura 34 - Corrente no segundo conjunto de LEDs.



Fonte: AUTOR (2019).

A Figura 35 mostra que o valor da corrente se manteve próximo à 80mA, tanto no valor lido pelo cursor 1 quanto no valor lido pelo cursor 2, permanecendo dentro dos limites de especificação previamente calculados, da mesma forma que a corrente no primeiro grupo de LEDs.

Figura 35 - Dados estatísticos da corrente no segundo conjunto de LEDs.

Cursor Measurements			
Settings			
Measurements			
	Time		Value
1	16.226		8.032e-02
2	37.659		8.058e-02
ΔT	21.433 s	ΔY	2.604e-04
$1 / \Delta T$		46.657 mHz	
$\Delta Y / \Delta T$		12.152 (/Ms)	

Fonte: AUTOR (2019).

O mais importante a se notar nestes resultados é que enquanto há corrente no primeiro conjunto de LEDs, não há corrente no segundo conjunto de LEDs, e vice-versa. Dessa forma, somente 16 LEDs acendem por vez e, se a frequência com a qual este intertravamento ocorre for igual ou superior a 30Hz, o olho humano será incapaz de perceber que existem apenas 16 LEDs acesos por vez, criando a ilusão de continuidade, e de que os 32 LEDs da luminária estão acesos simultaneamente. Isso faz com que a confiabilidade luminosa desse sistema aumente, mantendo o nível de consumo de potência. Uma evidência clara disso, é que a sobreposição das duas curvas de corrente (do primeiro e do segundo conjunto de LEDs), corresponde à forma de onda da corrente na saída do conversor, ou seja, o mesmo nível de corrente é consumido no primeiro grupo e no segundo grupo, mas em períodos diferentes.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho provou que o sistema é realizável e suficientemente estável, atendendo às especificações de projeto. Ao se escolher a topologia síncrona para o conversor *boost*, foi possível obter um ganho de quase 10% de eficiência com relação à topologia assíncrona, o que reduz consideravelmente o desperdício de energia, e o custo do sistema.

Uma outra observação importante é que ao se estabelecer o modo de operação pulsante e intertravado para os LEDs, estes responderam de maneira adequada, sem criar picos indesejáveis de tensão ou corrente durante o chaveamento. Isso significa que tirar proveito do fenômeno da persistência da retina, pode representar um divisor de águas neste tipo de aplicação, pois torna possível dobrar a quantidade de LEDs em operação, sem aumentar o consumo de potência. Se os LEDs pulsarem rápido o suficiente, cria-se a ilusão de que todos os LEDs estão acesos ao mesmo tempo, quando na verdade, apenas metade deles são alimentados por vez.

Através da simulação computacional, foi possível verificar e comprovar a estabilidade do ultracapacitor como elemento armazenador de energia, mesmo para aplicações de longa duração como essa (em torno de 12 horas, na prática). Isso evidencia a sua viabilidade técnica em sistemas de armazenamento de energia, e abre uma vasta gama de possibilidades e aplicações para este dispositivo, mostrando que ele é capaz de substituir as tradicionais baterias eletroquímicas, com diversas vantagens sobre elas.

REFERÊNCIAS

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5101**: Iluminação pública-Procedimento. Rio de Janeiro, 2012.

BARBOUR, E. **Energy Storage Sense: Supercapacitors**, 2012. Apresenta informações sobre os diferentes tipos de ultracapacitores. Disponível em: <<http://energystoragesense.com/supercapacitors/>>. Acesso em: 19 de fev. 2018.

BOOST converter help. **Electrical Engineering**, 2017. Disponível em: <<https://electronics.stackexchange.com/questions/273938/boost-converter-help>>. Acesso em: 26 de out. 2019.

BOOST converter intro. **Reibot**, 2015. Disponível em: <<https://reibot.org/2011/08/07/intro-to-boost-converter/>>. Acesso em: 19 de fev. 2018.

BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 5. ed. São Paulo: Prentice Hall, 1994. 784 p.

BURKE, A. **Ultracapacitors: Why, how and where is the technology**. Journal of Power Sources, [s.l.], v. 91, p. 37-50, 2000.

CARVALHO, E. P. **Uma nova abordagem no Rastreamento do Ponto de Máxima Potência em Painéis Fotovoltaicos**. 2012. 74 f. Dissertação de Mestrado - Universidade de Taubaté, Departamento de Engenharia Elétrica, Taubaté, 2012.

COATES, Eric. **Power Supplies: Boost Converters**, 2017. Apresenta informações detalhadas sobre o funcionamento dos conversores chaveados. Disponível em: <<http://www.learnabout-electronics.org/PSU/psu32.php>>. Acesso em 19 de fev. 2018.

DIFFERENCE between synchronous and conventional DC-DC converter. **Electrical Engineering**, 2017. Disponível em: <<https://electronics.stackexchange.com/questions/322338/difference-between-synchronous-and-conventional-dc-dc-boost-converter>>. Acesso em: 28 de out. 2019.

ESCUDEIRO, G. A. **Dimensionamento e simulação de um poste de iluminação autossuficiente**. 2018. 68 f. Dissertação de Mestrado, Universidade de Taubaté, Taubaté, 2018.

FORSYTH, A. J.; MOLLOV, S. V. **Modelling and control of DC-DC converters**. Power Engineering Journal, Vol. 12, [s.l.: s.n.], 1998.

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.

LUXPIA. **Datasheet: LWH 3000 High Brightness LED Lamp**, 2003. Disponível em: <<http://www.luxpialed.com/download/download.asp?dir=LAMP&file=LWH3000.pdf>>. Acesso em: 21 de jun. 2019.

MALVINO, A.P. **Eletrônica- Vol. 1 e 2.4**. ed. São Paulo: Pearson, 1997. 780p.

MARCELINO, M. A. **Sistema de Iluminação Autossuficiente Utilizando Painel Fotovoltaico, Ultracapacitor e LED em Configurações Otimizadas Trabalhando no Ponto de Potência Máxima**. Revista da Propriedade Industrial BR 10 2014 026215 6. v. 2363, p.138, 2016.

MCKINNEY, Michael. **Vision: The Persistence of Vision**. Apresenta informações sobre o fenômeno da persistência da retina. Disponível em: <<https://www.vision.org/the-persistence-of-vision-and-recognizing-mental-illusions-1179>>. Acesso em: 18 de out. 2019.

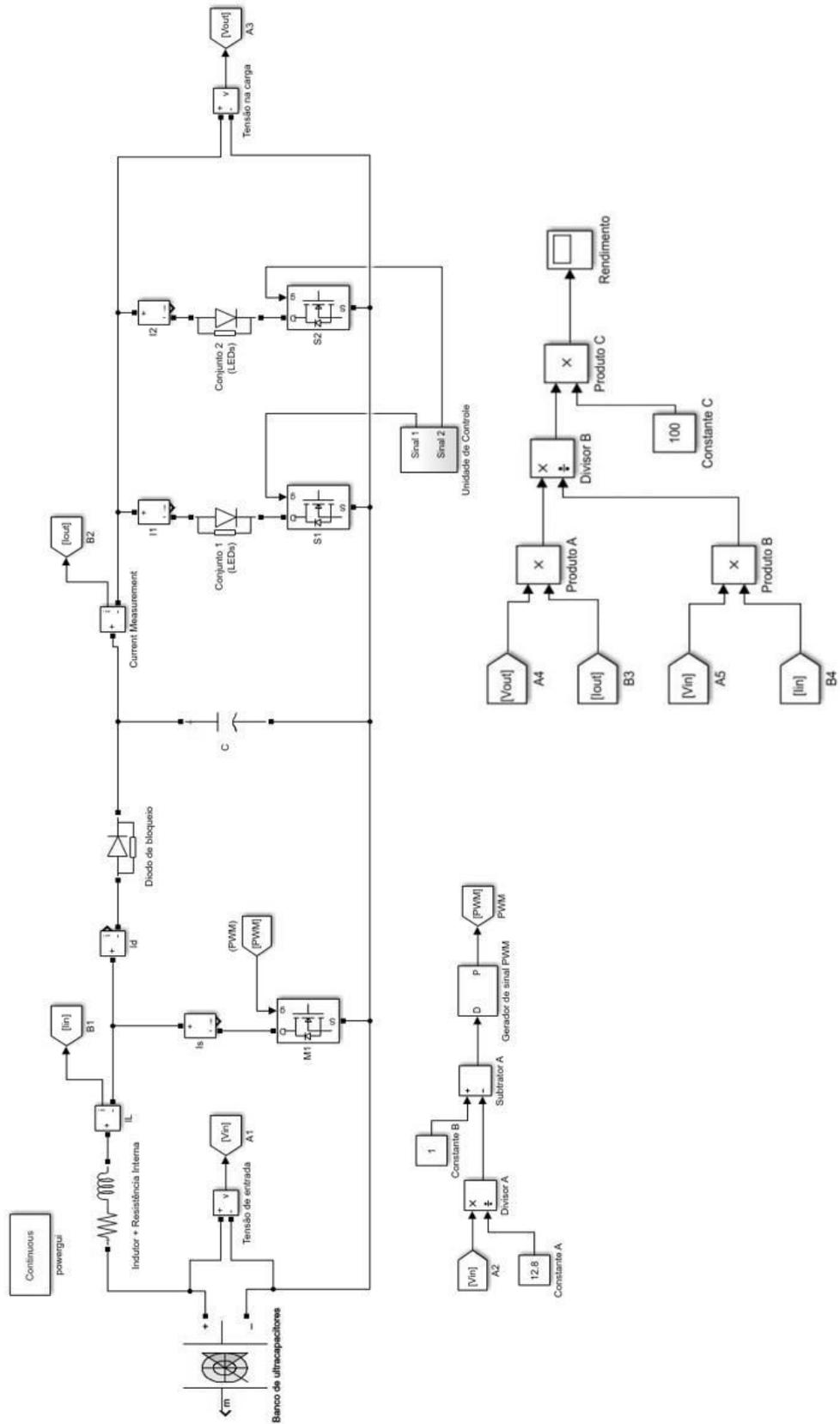
MOSFET as a Switch. **Elprocus**, 2015. Disponível em <<https://www.elprocus.com/mosfet-as-a-switch-circuit-diagram-free-circuits/>>. Acesso em 19 de fev. 2018.

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.

SHOUTIAN, C. **Ceramic of Capacitor**. Publishing House of Xi'anJiaotong University. [s.n.], 1993.

WHAT is a Schottky Diode? **Electrical Engineering**, 2018. Disponível em: <<https://electronics.stackexchange.com/questions/82002/what-is-a-schottky-diode>>. Acesso em: 19 de fev. 2018.

APÊNDICE A – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA ASSÍNCRONA



APÊNDICE B – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA SÍNCRONA

