

Gabriel Manoel da Silva

**Sistema de gerenciamento de energia  
fotovoltaica aplicado a um veículo aéreo  
não-tripulado**

Florianópolis (SC)

6 de dezembro de 2017



Gabriel Manoel da Silva

**Sistema de gerenciamento de energia fotovoltaica  
aplicado a um veículo aéreo não-tripulado**

Dissertação submetida ao Programa  
de Pós-Graduação em Engenharia de  
Automação e Sistemas para a obten-  
ção do Grau de Mestre em Engenharia  
de Automação e Sistemas.

Universidade Federal de Santa Catarina

Orientador: Prof. Leandro Buss Becker, Dr.

Coorientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Florianópolis (SC)

6 de dezembro de 2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Silva, Gabriel Manoel da  
Sistema de gerenciamento de energia fotovoltaica  
aplicado a um veículo aéreo não-tripulado / Gabriel  
Manoel da Silva ; orientador, Leandro Buss Becker,  
coorientador, Ivo Barbi, 2017.  
176 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de  
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós  
Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas,  
Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Energia  
fotovoltaica. 3. Conversor boost de três níveis. 4.  
Veículos aéreos não-tripulados. I. Becker, Leandro  
Buss. II. Barbi, Ivo. III. Universidade Federal de  
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia de Automação e Sistemas. IV. Título.

Gabriel Manoel da Silva

**SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE ENERGIA  
FOTOVOLTAICA APLICADO A UM VEÍCULO AÉREO NÃO-  
TRIPULADO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 08 de Novembro de 2017.

---

Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.  
Coordenador do PPGEAS

**Banca Examinadora:**

---

Prof.º Leandro Buss Becker, Dr.  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof.º Ivo Barbi, Dr.  
Coorientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Guilherme Vianna Raffo, Dr.  
Universidade Federal de Minas Gerais

---

Prof.º Clóvis Antônio Petry, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

---

Prof.º Julio Elias Normey-Rico, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

*Este trabalho é dedicado à Dona Maura, minha mãe, que apoiou-me integralmente.*



# Agradecimentos

Agradeço à minha família, que de algum modo me inspira e encoraja para continuar buscando desafios e conhecimento.

Aos membros do projeto ProVANT, o Fernando, o Juliano, o Marcelo, o Patrick, entre outros com passagens breves, mas que contribuíram de alguma forma. Membros esses que dividiram experiências e tempo em longas reuniões, com discussões sempre marcadas pela cooperação e vontade de enobrecer o projeto. Em especial no grupo, reconheço a colaboração do Vicenzo, que como estagiário auxiliou significativamente em parte deste trabalho.

Agradeço ao orientador professor Leandro Becker pela amizade e dedicação atribuída às orientações e contribuições fornecidas, sem as quais não seria possível a realização deste trabalho. Ao coorientador, professor Ivo Barbi, pelas aulas que contribuíram para o meu interesse no assunto aqui trabalhado e que se mostrou sempre solícito para compartilhar tempo e conhecimento com este projeto.

A todos os colegas e amigos que participaram de alguma forma na construção desse trabalho, seja em momentos de devida labuta, seja em horários de descontração.

Agradeço à oportunidade cedida pelo Departamento de Automação e Sistemas e seus professores pelas orientações, estrutura e aulas oferecidas. Ao programa de mestrado da Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. Da mesma forma, agradeço à CAPES, CTC e UFSC.



*“Se andarmos apenas por caminhos já traçados,  
chegaremos apenas aonde os outros chegaram.”*  
*Alexander Graham Bell*



# Resumo

A obtenção de energia elétrica de fontes renováveis vem substituindo o uso de combustíveis fósseis, que são finitos e poluem. O avanço em tecnologias de semicondutores nos últimos 60 anos favorece a obtenção de energias renováveis alternativas, tais como fotovoltaica e eólica. Essas tecnologias já representam uma parcela de 6,6 % da produção na matriz energética brasileira. O uso de energia renovável, porém, não se limita apenas a rede elétrica convencional; é possível utilizar tal fonte de energia para alimentar motores que impulsionam veículos. Neste trabalho a energia fotovoltaica é aplicada em veículos aéreos não tripulados (VANTs). Em alguns casos, a energia solar capturada pode prover 100% da energia necessária para um VANT realizar uma missão, porém, em outros casos a mesma é usada para aumentar seu tempo de voo. Buscando uma alternativa para aumentar a autonomia de um VANT do tipo VTOL-CP (do inglês, Vertical Take-Off and Landing Convertible Plane), em desenvolvimento no projeto ProVANT, este trabalho propõe a utilização de células fotovoltaicas nas asas e fuselagem da aeronave para obtenção de energia elétrica. Com essa finalidade, é desenvolvido um sistema de gerenciamento de energia fotovoltaica, que tem por objetivo captar a energia solar durante o voo utilizando células fotovoltaicas, processá-la com um conversor de corrente contínua do tipo *boost* de três níveis e um algoritmo rastreador do ponto de máxima potência, fornecer essa energia ao barramento de alimentação da aeronave e estimar o estado de carga do banco de baterias. Para tal, é analisado, projetado e experimentado cada componente do sistema. Com os resultados experimentais deste trabalho e de dados de consumo, obtidos por simulação do VTOL-CP, é estimado o aumento de autonomia de modo a validar a proposta apresentada.

**Palavras-chave:** Energia fotovoltaica. Conversor boost de três níveis. Veículos aéreos não-tripulados.



# Abstract

Renewable energy sources have been replacing fossil fuels for electricity generation over the last years. Over the past 60 years, the technological advances in the semiconductors industry have contributed to increase researches on this field. Regarding the photovoltaic and wind energy sources, nowadays these power sources represent 6,6% of produced energy in Brazil. However, these power sources solutions are not limited to the electric grid usage. The renewable energy sources can be applied for example, to provide energy for vehicles motors, or on the aircraft projects. Regarding the aircraft projects, more specifically the Unmanned Aerial Vehicles (UAV), the renewable energy can be applied on these projects as the main energy source in order to fulfill the missions. However, in others cases, this power source can applied to increase the flight endurance. In this context, in this work the solar energy is applied to a UAV project. In this way, its evaluated how to increase the flight endurance of a vertical take-off and landing convertible-plane. This work presents a hypothesis of electricity obtainment by the use of photovoltaic cells in the aircraft structure. The project was conducted in the context of ProVant project that aims to design autonomous aircrafts. A management system it was proposed to handle the photovoltaic energy, aiming to capture the solar energy using these cells, process it in a three-level DC-DC boost converter with a maximum power point tracking algorithm. The generated energy is conducted to a battery pack, and its state of charge is estimated. In order to provide a complete solution, this subsystem it was analyzed, designed and submitted to a set of validation tests. The experimental results coupled with UAV energy consumption information were used to estimate the flight time increase, as well as validating the initial hypothesis.

**Keywords:** Three-level DC-DC boost converter. Photovoltaic energy. Unmanned aerial vehicles.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Espectro da intensidade da luz solar. Fonte: Kasap (2012).	8
Figura 2 – Modelo do gerador cinético massa-mola-amortecedor. Fonte: Kazmierski e Beeby (2010).	10
Figura 3 – Relógio da marca Seiko que captura a energia térmica do corpo humano e armazena na bateria. Fonte: Priya e Inman (2009).	10
Figura 4 – Aeronave Sunrise I. Fonte: Noth (2008).	11
Figura 5 – Aeronave AtlantikSolar. Fonte: Oettershagen et al. (2015).	12
Figura 6 – Aeronave Solara. Fonte: Ackerman (2013).	12
Figura 7 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. Adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009).	13
Figura 8 – Potência em função da corrente de saída de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de irradiância.	15
Figura 9 – Potência em função da corrente de saída de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de temperatura.	15
Figura 10 – Algoritmo de rastreamento de máxima potência do tipo perturba e observa (P&O).	16
Figura 11 – Densidade de potência em MPPTs de alta eficiência. Fonte: Valavanis (2008).	20
Figura 12 – Variação na capacidade da bateria em função do tempo de descarga. Fonte: Larminie e Lowry (2004).	21
Figura 13 – Capacidade de armazenamento em função do número de ciclos para diferentes valores de tensão de carregamento. Fonte: Choi e Lim (2002).	23
Figura 14 – Capacidade de armazenamento em função do número de ciclos para diferentes correntes de carregamento. Fonte: Choi e Lim (2002).	24
Figura 15 – Perfil de carga CC-CV. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).	24
Figura 16 – Perfil de carga MSCC. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).	25
Figura 17 – Perfil de carga CC-PC. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).	26
Figura 18 – circuito do conversor <i>boost</i> de três níveis unidirecional.	32
Figura 19 – Modulador dos sinais de controle das chaves do conversor <i>boost</i> de três níveis.	32
Figura 20 – Sinais do modulador PWM para o conversor <i>boost</i> de três níveis. $D = 0,25$ e $f_c = 1$ Hz.	33

Figura 21 – Formas de onda dos sinais de comando das chaves S1 e S2 e corrente do indutor ( $I_L$ ).	34
Figura 22 – Circuitos equivalentes do conversor para razão cíclica menor que 0,5.	35
Figura 23 – Formas de onda dos sinais de comando das chaves e corrente do indutor.	36
Figura 24 – Circuitos equivalentes do conversor para razão cíclica maior que 0,5.	37
Figura 25 – Variação da corrente no indutor em função da razão cíclica para tensão de entrada constante.	39
Figura 26 – Variação da corrente no indutor em função da razão cíclica para tensão de saída constante.	41
Figura 27 – Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> de três níveis.	42
Figura 28 – Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> de três níveis para análise da tensão em $V_2$ .	44
Figura 29 – Exemplo de um circuito do conversor <i>boost</i> de três níveis para validação do modelo médio, $Gi(s)$ .	46
Figura 30 – Comparação da resposta ao degrau da corrente de entrada para o circuito simulado e modelo médio.	46
Figura 31 – Exemplo de um circuito do conversor <i>boost</i> de três níveis para validação do modelo médio, $Gi(s)$ .	47
Figura 32 – Comparação da resposta ao degrau da tensão no capacitor C2 o circuito simulado e modelo médio.	47
Figura 33 – Visão geral do EMS proposto.	50
Figura 34 – Células fotovoltaicas na superfície de uma asa da aeronave AtlantikSolar AS-S1. Fonte : Atlantik-Solar (2017).	50
Figura 35 – Células fotovoltaicas no interior de uma asa da aeronave Helios-OSU. Fonte: OSU (2017).	50
Figura 36 – Circuito típico para utilização do CI LTC2942. Fonte: Linear (2010).	53
Figura 37 – Fluxograma da máquina de estados executada pelo EMS	56
Figura 38 – Arquitetura do sistema embarcado do VTOL-CP.	57
Figura 39 – Projeto aeronáutico conceitual do VTOL-CP.	58
Figura 40 – Distribuição das células fotovoltaicas na superfície do VTOL-CP.	63
Figura 41 – Arranjo de células fotovoltaicas do VTOL-CP.	64
Figura 42 – Sistema de controle da corrente de entrada ( $I_L$ ).	71
Figura 43 – Sistema de controle da tensão $V_{o2}$ .	73
Figura 44 – Condicionamento de sinal do sensor de corrente de entrada $I_L$ .	74

Figura 45 – Condicionamento de sinal da tensão de saída $V_{o2}$ . . . .	75
Figura 46 – Condicionamento de sinal da tensão de entrada, $V_{i+}$ , do CBTN. . . . .	75
Figura 47 – Ambiente de simulação do algoritmo MPPT. . . . .	77
Figura 48 – Resultado de simulação da potência do arranjo fotovoltaico em função da corrente de entrada do CBTN. . . .	78
Figura 49 – Diagrama simplificado do banco de baterias. . . . .	80
Figura 50 – Fluxograma da lei de controle da corrente de entrada, $I_L$ , executada na unidade de processamento. . . . .	83
Figura 51 – Fluxograma da lei de controle da tensão $V_{o2}$ executada na unidade de processamento. . . . .	84
Figura 52 – Diagrama simplificado da unidade de processamento. . .	84
Figura 53 – Estrutura utilizada no experimento do arranjo fotovoltaico	88
Figura 54 – Fotografia do protótipo do conversor <i>boost</i> três níveis. .	89
Figura 55 – Formas de onda experimentais da corrente do indutor e tensões de comando das chaves S1 e S2. . . . .	90
Figura 56 – Resultado do rendimento do conversor <i>boost</i> de três níveis em função da potência de saída. . . . .	90
Figura 57 – Resultados do sistema de controle da corrente de entrada do conversor <i>boost</i> de três níveis. . . . .	91
Figura 58 – Resultados do sistema de controle da tensão de saída $V_{o2}$ .	92
Figura 59 – Resultado da curva de rastreamento do ponto de máxima potência. . . . .	93
Figura 60 – Resultado da curva de rastreamento de máxima potência do arranjo fotovoltaico do protótipo. . . . .	94
Figura 61 – Fotografia da placa de circuito impresso com o circuito BMS. . . . .	95
Figura 62 – Resultado das curvas de descarga do banco de baterias.	97
Figura 63 – Diagrama do ambiente utilizado para teste do EMS em laboratório. . . . .	98
Figura 64 – Fotografia da bancada utilizada para testes do sistema gerenciador de energia. . . . .	99
Figura 65 – Resultados do experimento do EMS em laboratório. . .	100



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros para simulação de uma célula solar. . . . .	14
Tabela 2 – Características de tecnologias de baterias. . . . .	22
Tabela 3 – Características da célula fotovoltaica modelo C60 do fabricante Sunpower. Fonte: Anexo A. . . . .	51
Tabela 4 – Resultados de consumo do VTOL-CP obtidos por simulação. . . . .	58
Tabela 5 – Dados da missão planejada. . . . .	59
Tabela 6 – Especificações do projeto VTOL-CP. . . . .	59
Tabela 7 – Estimativa de aumento de autonomia. . . . .	62
Tabela 8 – Relação entre potência e massa em células fotovoltaicas	62
Tabela 9 – Características do arranjo de células fotovoltaicas projetado. . . . .	64
Tabela 10 – Parâmetros do projeto do conversor <i>boost</i> de três níveis projetado. . . . .	68
Tabela 11 – Parâmetros do MOSFET modelo IPB180N04S3. Adaptado de Infineon (2007). . . . .	69
Tabela 12 – Parâmetros do diodo modelo PDS760. Adaptado de Incorporated (2012). . . . .	69
Tabela 13 – Parâmetros do indutor SRP1770TA-220M. Adaptado de Bourns (2016). . . . .	70
Tabela 14 – Parâmetros dos Capacitores da série PZF do fabricante Rubycon. Adaptado de rubycon (2016). . . . .	70
Tabela 15 – Parâmetros do controlador PI para controle de corrente.	72
Tabela 16 – Parâmetros do controlador proporcional para controle da tensão $V_{o2}$ . . . . .	73
Tabela 17 – Características do banco de baterias projetado. . . . .	79
Tabela 18 – Tempos de processamento em cada interrupção do processador. . . . .	82
Tabela 19 – Resultados do arranjo fotovoltaico. . . . .	88
Tabela 20 – Resultados dos experimentos de descarga do banco de baterias. . . . .	96
Tabela 21 – Estimativa de aumento de autonomia do caso 1. . . . .	101
Tabela 22 – Estimativa de aumento de autonomia do caso 2. . . . .	102
Tabela 23 – Estimativa de aumento de autonomia no caso 3. . . . .	102



# Lista de abreviaturas e siglas

A-D	Analógico-Digital
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CBTN	Conversor <i>Boost</i> de Três Níveis
CC	Corrente Constante
CV	<i>Constant Voltage</i>
CI	Circuito Integrado
DoD	<i>Depth of Discharge</i>
EMS	<i>Energy Management System</i>
EOCV	<i>End of Charge Voltage</i>
EODV	<i>End of Discharge Voltage</i>
I <sup>2</sup> C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IC	<i>Incremental Conductance</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
J-FET	<i>Junction gate - Field Effect Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MSCC	<i>Multi-Stage Current Charging</i>
OCV	<i>Open Circuit Voltage</i>
P&O	Perturba e Observa
PI	Proporcional Integral

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VANT	Veículo Aéreo Não-Tripulado
VTOL	<i>Vertical Take-Off and Landing</i>
VTOL-CP	<i>Vertical Take-Off and Landing - Convertible Plane</i>

# Lista de símbolos

$\Delta D$	Diferença de razões cíclicas
$\Delta I_L$	Variação de corrente no indutor
$\overline{\Delta I_L}$	Variação normalizada da corrente no indutor
$\Delta I_{LMax}$	Variação máxima de corrente no indutor
$\Delta P$	Diferença de potência
$\Delta t$	Tempo de acionamento das chaves
$\Delta V$	Diferença de tensão
$\eta_d$	Eficiência dinâmica
$\eta_e$	Eficiência estática
$C$	Capacidade de carga
$C_i(s)$	Controlador da malha de corrente
$C_v(s)$	Controlador da malha de tensão
$D$	Razão cíclica
$D_{max}$	Razão cíclica máxima
$DS1$	Razão cíclica da chave S1
$DS2$	Razão cíclica da chave S2
$f_c$	Frequência de chaveamento
$G$	Irradiância
$G_i(s)$	Função de transferência da corrente de entrada
$G_n$	Irradiância nominal
$G_v(s)$	Função de transferência da tensão Vo2
$I_{cc}$	Corrente de curto-circuito

$I_d$	Corrente reversa do diodo
$I_{PV}$	Corrente fotovoltaica
$I_{pvn}$	Corrente fotovoltaica nominal
$I_{S1}$	Corrente na chave S1
$I_{S2}$	Corrente na chave S2
$I_z$	Corrente no ramo central
$K$	Ganho proporcional
$K_i$	Coefficiente de curto circuito da corrente/temperatura
$K_v$	Coefficiente de curto circuito da tensão/temperatura
$N$	Fator de idealidade
$N_s$	Número de células
$P_{CCmax}$	Potência máxima do conversor CC-CC
$P_{pv}$	Potência fotovoltaica obtida
$P_{pvmax}$	Potência fotovoltaica máxima disponível
$Q_f$	Carga fornecida
$Q_M$	Carga máxima
$Q_n$	Carga nominal
$Q_r$	Carga restante
$r$	Resistência série do indutor
$R_a$	Resistência série
$R_b$	Resistência paralela
$s$	Variável complexa
$T$	Temperatura
$T_a$	Tempo de amostragem
$T_c$	Período de chaveamento

$T_n$	Temperatura nominal
$V_{cell}$	Tensão da célula de bateria
$V_{o1}$	Referência de tensão de saída
$V_{o2}$	Tensão de saída no ponto médio
$V_{o3}$	Tensão de saída
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto
$V_i$	Tensão de entrada
$V_L$	Tensão no indutor
$\overline{V_{S1}}$	Tensão média na chave S1
$\overline{V_{S2}}$	Tensão média na chave S2
$V_t$	Tensão térmica



# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>Motivação</b>	<b>2</b>
<b>1.3</b>	<b>Objetivos e atividades</b>	<b>3</b>
1.3.1	Objetivo Geral	3
1.3.2	Objetivos Específicos e Atividades Propostas	3
1.3.3	Atividades	3
<b>1.4</b>	<b>Estrutura do trabalho</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>7</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução</b>	<b>7</b>
<b>2.2</b>	<b>Energias renováveis</b>	<b>7</b>
2.2.1	Energia solar fotovoltaica	7
2.2.2	Energia cinética	9
2.2.3	Energia térmica	9
<b>2.3</b>	<b>Energias renováveis em VANTs</b>	<b>11</b>
<b>2.4</b>	<b>Células fotovoltaicas e rastreadores de máxima potência</b>	<b>12</b>
2.4.1	Técnicas de rastreamento de máxima potência	16
2.4.2	Figuras de mérito do rastreador do ponto de máxima potência	18
<b>2.5</b>	<b>Conversores CC-CC para aplicações aeronáuticas</b>	<b>19</b>
<b>2.6</b>	<b>Tecnologias de baterias e estimativa do estado de carga</b>	<b>20</b>
2.6.1	Perfis de carregamento	23
2.6.2	Técnicas de obtenção do estado de carga (SoC)	26
<b>2.7</b>	<b>Comentários finais</b>	<b>29</b>
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> DE TRÊS NÍVEIS</b>	<b>31</b>
<b>3.1</b>	<b>Conversor <i>boost</i> de três níveis</b>	<b>31</b>
3.1.1	Modulador para o conversor <i>boost</i> de três níveis	31
3.1.2	Funcionamento do conversor <i>boost</i> de três níveis	33
3.1.2.1	Região I: $D < 0,5$	34
3.1.2.2	Região II: $D > 0,5$	36
<b>3.2</b>	<b><i>Ripple</i> de corrente</b>	<b>38</b>
3.2.1	Tensão de entrada constante	38
3.2.2	Tensão de saída constante	39
<b>3.3</b>	<b>Modelagem do conversor para controle</b>	<b>41</b>

3.3.1	Modelo para o controle da corrente de entrada ( $I_L$ ) . . . . .	42
3.3.2	Modelo para controle da tensão $V_{o2}$ . . . . .	43
3.3.3	Validação dos modelos . . . . .	45
<b>3.4</b>	<b>Comentários finais</b> . . . . .	<b>48</b>
<b>4</b>	<b>SISTEMA DE GERENCIAMENTO DE ENERGIA PRO- POSTO</b> . . . . .	<b>49</b>
<b>4.1</b>	<b>Arquitetura do sistema EMS proposto</b> . . . . .	<b>49</b>
4.1.1	Arranjo de células fotovoltaicas . . . . .	49
4.1.2	Conversor CC-CC e MPPT . . . . .	51
4.1.3	Monitor do banco de baterias . . . . .	52
4.1.4	Unidade de processamento e periféricos . . . . .	54
<b>4.2</b>	<b>Máquina de estados do EMS</b> . . . . .	<b>55</b>
<b>4.3</b>	<b>Caso de estudo: projeto de um VTOL-CP</b> . . . . .	<b>56</b>
4.3.1	Arquitetura do sistema computacional embarcado do VTOL- CP . . . . .	56
4.3.2	Projeto aeronáutico do VTOL-CP . . . . .	57
4.3.3	Missão de referência do VTOL-CP . . . . .	58
4.3.4	Especificações do projeto VTOL-CP . . . . .	59
<b>4.4</b>	<b>Comentários finais</b> . . . . .	<b>59</b>
<b>5</b>	<b>PROJETO DETALHADO DO SISTEMA</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>5.1</b>	<b>Análise sobre o aumento de autonomia utilizando cé- lulas fotovoltaicas</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>5.2</b>	<b>Projeto do arranjo de células fotovoltaicas</b> . . . . .	<b>62</b>
<b>5.3</b>	<b>Projeto do conversor CC-CC</b> . . . . .	<b>64</b>
5.3.1	Especificações . . . . .	65
5.3.2	Definições . . . . .	65
5.3.3	Projeto do conversor . . . . .	66
5.3.3.1	Escolha das chaves semicondutoras S1 e S2 . . . . .	69
5.3.3.2	Escolha dos diodos D1 e D2 . . . . .	69
5.3.3.3	Escolha do indutor . . . . .	69
5.3.3.4	Escolha dos capacitores C1 e C2 . . . . .	70
5.3.4	Projeto dos sistemas de controle do conversor . . . . .	70
5.3.5	Projeto dos circuitos auxiliares . . . . .	74
5.3.6	Projeto da placa de circuito impresso . . . . .	76
<b>5.4</b>	<b>Projeto do MPPT</b> . . . . .	<b>76</b>
5.4.1	Definição do período de perturbação . . . . .	78
5.4.2	Definição do valor de perturbação da corrente de entrada . . . . .	79
<b>5.5</b>	<b>Projeto do banco de baterias e BMS</b> . . . . .	<b>79</b>
<b>5.6</b>	<b>Projeto do EMS</b> . . . . .	<b>81</b>

<b>5.7</b>	<b>Comentários finais</b> . . . . .	<b>83</b>
<b>6</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS</b> . . . . .	<b>87</b>
<b>6.1</b>	<b>Arranjo fotovoltaico na estrutura do VTOL-CP</b> . . . . .	<b>87</b>
<b>6.2</b>	<b>Conversor <i>boost</i> de três níveis</b> . . . . .	<b>88</b>
6.2.1	Principais formas de onda . . . . .	88
6.2.2	Rendimento do conversor . . . . .	89
6.2.3	Controle da corrente de entrada . . . . .	91
6.2.4	Controle da tensão de saída Vo2 . . . . .	92
<b>6.3</b>	<b>Rastreador do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico</b> . . . . .	<b>92</b>
6.3.1	Resultados de simulação . . . . .	92
6.3.2	Resultados experimentais . . . . .	94
<b>6.4</b>	<b>Banco de baterias e BMS</b> . . . . .	<b>95</b>
6.4.1	Resultado de calibração do banco de baterias . . . . .	95
<b>6.5</b>	<b>Sistema gerenciador de energia</b> . . . . .	<b>96</b>
<b>6.6</b>	<b>Resultado do aumento de autonomia estimado do VTOL-CP</b> . . . . .	<b>100</b>
6.6.1	Caso 1: 263.º dia do ano . . . . .	101
6.6.2	Caso 2: 263.º dia do ano considerando a massa de resina sobre as células fotovoltaicas . . . . .	101
6.6.3	Caso 3: Condição de potência fotovoltaica nominal . . . . .	102
6.6.4	Caso 4: Irradiância nula e diminuição da autonomia . . . . .	102
<b>6.7</b>	<b>Comentários finais</b> . . . . .	<b>102</b>
<b>7</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> . . . . .	<b>105</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>107</b>
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	<b>115</b>
	<b>APÊNDICE A – CÁLCULOS DO DIMENSIONAMENTO DO CBTN</b> . . . . .	<b>117</b>
	<b>APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DO CBTN</b> . . . . .	<b>121</b>
	<b>APÊNDICE C – CÁLCULOS DO AUMENTO DE TEMPERATURA DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA DO CBTN</b> . . . . .	<b>125</b>

APÊNDICE D – BMS . . . . .	127
APÊNDICE E – CÁLCULOS DO AUMENTO DE AUTONOMIA . . . . .	129
APÊNDICE F – CÁLCULOS DO AUMENTO DE AUTONOMIA COM CÉLULA FOTOVOLTAICA DA FABRICANTE ALTA DEVICES . . . . .	133
<b>ANEXOS</b>	<b>137</b>
ANEXO A – FOLHA DE DADOS DA CÉLULA FOTOVOLTAICA MODELO C60 . . . . .	139
ANEXO B – FOLHA DE DADOS DO MOTOR AXI5345/18143	

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

A busca por fontes de energias renováveis vêm ganhando foco nos últimos anos, essas possuem as vantagens de evitar a poluição e têm recursos ilimitados, diferente de outras formas que necessitam de extração de combustíveis fósseis. Outro benefício é o favorecimento do desenvolvimento sustentável, que vem sendo apoiado por diversos acordos internacionais, os quais propõem redução de emissão de gases poluentes.

Além da aplicação das fontes renováveis para fornecimento de energia elétrica às redes de distribuição e ao uso residencial, outras finalidades vêm sendo foco de pesquisa. Por exemplo, sistemas e materiais para obtenção de energia elétrica do ambiente (*energy harvesting*) para alimentação de dispositivos de baixo consumo apresentam uma alternativa ao uso de baterias descartáveis e se tornaram uma área de pesquisa promissora. Uma ampla faixa de aplicações é possível, tais como: nós de sensores *wireless* distribuídos, sensores implantados para funções biomédicas, recarga de baterias, monitoramento de pressão dos pneus em automóveis, alimentação de veículos não-tripulados e sistemas de segurança eletrônica residencial (PRIYA; INMAN, 2009).

Em particular, a aplicação de energia renovável na alimentação de veículos aéreos não tripulados (VANTs) por captação de radiação solar vem sendo bastante pesquisada. Grandes empresas como Facebook e Google investiram em pesquisas com objetivo de criar aeronaves autônomas para voar continuamente e fornecer *internet*. O projeto da aeronave Aquila está em desenvolvimento por uma equipe do Facebook desde 2014 e pretende disponibilizar *internet* em regiões remotas da África<sup>1</sup>. As superfícies das asas e fuselagem da aeronave são cobertas com células fotovoltaicas com objetivo de capturar energia solar e possibilitar voos contínuos.

Com o objetivo de apresentar uma alternativa eficiente e versátil para aplicações de busca e resgate, uma aeronave com asa fixa e capacidade de decolagem e aterrissagem vertical (VTOL, do inglês *Vertical Take-Off*

---

<sup>1</sup> <https://www.facebook.com/notes/mark-zuckerberg/the-technology-behind-aquila/10153916136506634/>

*and Landing*) é proposta pelo projeto ProVANT<sup>2</sup>, que é uma parceria entre as universidades brasileiras UFSC e UFMG com a Universidade de Sevilha, Espanha. A aeronave possui asas fixas, porém, os rotores são convertíveis, possibilitando voos verticais e horizontais. O sistema de propulsão utiliza hélices acopladas aos motores elétricos e um banco de baterias para armazenamento da energia necessária para o voo.

## 1.2 Motivação

A autonomia energética de VANTs se refere ao tempo que a aeronave pode voar em função da energia disponível. Esta é de grande importância para o planejamento de uma missão de busca e resgate, uma vez que pode limitar o tempo de voo e a distância de cobertura. Em VANTs, para se obter uma maior autonomia, costuma-se transportar mais energia em armazenadores, o que exige maior volume da estrutura e reduz a capacidade de transporte de carga útil<sup>3</sup>. Assim, a busca por maneiras de se aumentar a autonomia vêm motivando diversas pesquisas. Entre elas, as voltadas à eficiência energética dos propulsores, aos armazenadores de energia e à trajetória de voo ótima (BOSSO; CONFICONI; TILLI, 2016) (SAVVARIS et al., 2016) (LEE; PARK; YU, 2015). Outra maneira de se aumentar a autonomia é obtendo energia disponível do ambiente e utilizando-a na aeronave.

*Energy harvest* é uma área de pesquisa voltada à extração e conversão de energia disponível no ambiente em energia elétrica. Diversas fontes de extração de energia do ambiente são possíveis, tais como: solar, através de vibração, gradiente de temperatura, ondas de rádio frequência, etc. Em VANTs o uso de energia solar como fonte auxiliar dos armazenadores de energia (baterias, combustível) pode aumentar a autonomia de voo e, em aeronaves leves, suprir a demanda energética, possibilitando voos contínuos (RAPINETT, 2009).

Neste cenário, a busca por aumento da autonomia do VTOL-CP em desenvolvimento no ProVANT motiva a primeira pesquisa relacionada a utilização de energias renováveis nesta equipe. Através dos dados de consumo energético obtidos por simulações do projeto aeronáutico do VTOL-CP já realizados, uma investigação a respeito da inserção de tecno-

---

<sup>2</sup> <<http://provant.paginas.ufsc.br/>>

<sup>3</sup> Termo utilizado para se referir à capacidade de carga que pode ser transportada pela aeronave.

logias que aumentem a autonomia e com foco em energias renováveis foi demandada.

## 1.3 Objetivos e atividades

### 1.3.1 Objetivo Geral

A necessidade de se aumentar a autonomia do VTOL-CP utilizando energia renovável define o objetivo geral deste trabalho, isto é, elevar o tempo de voo do veículo empregando a energia solar captada do ambiente.

### 1.3.2 Objetivos Específicos e Atividades Propostas

A hipótese geral que será investigada é se a utilização de energia renovável extraída do ambiente durante o voo realmente pode aumentar a autonomia do VTOL-CP. Uma vez que esse sistema adiciona massa à aeronave, o cálculo do aumento de autonomia deve considerar essa desvantagem. Para isso, serão utilizadas células fotovoltaicas instaladas sobre as asas e parte da fuselagem da aeronave. A energia solar captada pelas células e convertida em energia elétrica deve ser usada para alimentar o sistema elétrico da aeronave.

Assim, um sistema gerenciador da energia (EMS, do inglês *Energy Management System*) produzida e consumida pela aeronave necessita ser projetado. O objetivo do EMS é permitir que uma fonte de energia auxiliar (fotovoltaica) seja adicionada ao barramento de alimentação dos propulsores. Além disso, o mesmo deve informar o estado da bateria e geração de energia para o gerenciador de voo, que pode tomar decisões em função dessas informações.

### 1.3.3 Atividades

Com os objetivos definidos, o conjunto de atividades apresentadas a seguir foram definidas:

- Revisar a literatura a respeito da utilização de energias renováveis em VANTs, com enfoque em energia solar e componentes necessários para o sistema.
- Revisar as topologias de conversores de corrente contínua (CC-CC) com ênfase em aplicações aeronáuticas.

- Revisar as tecnologias de baterias, técnicas de carregamento e estimação do estado de carga.
- Obter os parâmetros do projeto VTOL-CP que será base deste trabalho, tais como perfil de consumo, área de asa, potência dos motores e tecnologia da bateria utilizada.
- Projetar um conversor de tensão CC-CC com alta relação entre potência e massa, consistindo de simulação e validação experimental. As figuras de mérito para análise são: eficiência, largura de banda da malha de controle e relação entre potência e massa.
- Projetar um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. A figura de mérito é a eficiência estática.
- Estimar o estado de carga do banco de baterias através de técnica adequada à tecnologia das baterias utilizadas e informar o estado ao gerenciador de voo.
- Possibilitar o carregamento das baterias através da energia solar captada, de forma segura e obedecendo aos procedimentos necessários à tecnologia da bateria.
- Integrar os módulos anteriores e, com uma unidade de processamento, gerenciar a energia disponível. Com isso, validar a hipótese do aumento de autonomia em um protótipo experimental.

## 1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho apresenta diversos conteúdos que abrangem áreas distintas de conhecimento, por isso aqui os tópicos que merecem maior atenção de acordo com o perfil e interesse do leitor são sugeridos. Os perfis que podem se interessar por este trabalho vão desde projetistas de VANTs aos iniciantes e especialistas em energias renováveis.

O segundo capítulo é indicado para iniciantes em energias renováveis e apresenta a revisão bibliográfica que serve de base para propor um sistema gerenciador de energia para VANTs. Revisa-se a utilização de energias renováveis em VANTs, com foco em energia solar fotovoltaica. Os conversores CC-CC para aplicações em aeronáutica são expostos, assim como os algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência para células fotovoltaicas. As tecnologias de baterias para armazenamento

de energia e técnicas de obtenção do estado de carga das mesmas são apresentadas.

Uma análise detalhada do conversor *boost* de três níveis é apresentada no terceiro capítulo e é indicada para especialistas em energias renováveis e eletrônica de potência. É demonstrado o funcionamento do conversor através da análise das formas de onda das tensões e correntes no circuito em função dos sinais de comando. Duas análises da variação de corrente no indutor são realizadas. As vantagens em relação ao conversor *boost* convencional para essa aplicação é abordada. Para fins de controle das variáveis necessárias, as funções de transferência são modeladas.

No quarto capítulo é introduzido o sistema gerenciador de energia proposto neste trabalho, que pode interessar aos projetistas de VANTs e iniciantes em energias renováveis. Os componentes necessários para atingir os objetivos do sistema são discutidos e as escolhas justificadas.

Os demais capítulos do presente trabalho são de interesse de múltiplos leitores, conforme detalhado a seguir.

As etapas de projeto de cada módulo do sistema são apresentadas no quinto capítulo. É descrito o projeto do arranjo de células fotovoltaicas inseridas nas asas e fuselagem do VTOL-CP, o projeto do conversor CC-CC, do algoritmo de rastreamento de máxima potência e do estimador do estado de carga das baterias.

O sexto capítulo apresenta os procedimentos utilizados nos experimentos realizados e os detalhes de construção de cada protótipo. Os resultados são apresentados e, de acordo com a figura de mérito, comentados.

As conclusões resultantes e perspectivas futuras observadas no decorrer deste trabalho são descritas no último capítulo.



## 2 Revisão Bibliográfica

### 2.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos componentes necessários para implementação de um sistema de captura, condicionamento e armazenamento de energia renovável. Inicia-se revisando as energias renováveis em geral e aplicadas à VANTs, especificamente o foco é em energia fotovoltaica. As características dos conversores de corrente contínua (CC-CC) para aplicações em aeronaves são expostas, assim como as técnicas de rastreamento de máxima potência para arranjos de células fotovoltaicas. Algumas tecnologias de baterias são apresentadas em conjunto com uma revisão das técnicas de obtenção do estado de carga das mesmas.

### 2.2 Energias renováveis

A seguir são apresentadas as principais tecnologias de obtenção de energia renovável que podem ser aplicadas a um veículo aéreo. Outros sistemas para geração de energia elétrica para uso convencional a partir de fontes renováveis podem ser encontradas na literatura, como em [Freris e Infield \(2008\)](#).

#### 2.2.1 Energia solar fotovoltaica

O efeito fotoelétrico, no qual a luz é convertida diretamente em eletricidade, foi observado pela primeira vez por Edmond Becquerel em 1839. Em 1954 uma célula solar com eficiência de 6% foi desenvolvida no *Bell Laboratories*, sendo essa célula usada pela primeira vez no satélite americano “Vanguard I”, lançado em 1958. As células usadas no satélite custavam acima de U\$1000 por Watt. Em 1987 com a produção em massa das células, o preço caiu para U\$ 4-5 por Watt ([JEWELL; RAMAKUMAR, 1988](#)). Atualmente, devido aos melhoramentos no processo de manufatura, o preço médio é de U\$ 0,64 por Watt ([CHUNG CAROLYN DAVIDSON; MARGOLIS, 2015](#)). Por isso, essa tecnologia é utilizada em calculadoras, residências, satélites, VANTs e centrais de geração elétrica.

A geração da corrente elétrica pela célula acontece ao nível atômico. As células fotovoltaicas mais comuns são feitas de material semicondutor,

em geral, silício dopado com cargas negativas e positivas, como Fósforo e Boro. A corrente é gerada através da luz incidente, os fótons que chegam ao núcleo geram um par elétron-lacuna que faz estas cargas fluírem do semiconductor negativo (Fósforo) para o positivo (Boro).

A intensidade de radiação emitida pelo sol tem espectro similar à radiação de *corpo negro* a temperatura de 6000 K. A Figura 1 mostra a intensidade do espectro do sol sobre duas condições correspondentes à radiação solar acima da atmosfera terrestre (AM0) e na superfície da terra (AM1.5). O espectro é modificado pelos efeitos da atmosfera, pela absorção de Fraunhofer e variações de temperatura sobre a superfície terrestre. A variação da intensidade da luz com o comprimento de onda é tipicamente representada pela intensidade por comprimento de onda, chamada intensidade espectral  $I_\lambda$ , assim  $I_\lambda \delta\lambda$  é a intensidade em um intervalo de comprimento de onda ( $\delta\lambda$ ). A integração de  $I_\lambda$  sobre todo o espectro resulta na intensidade total,  $I$  (KASAP, 2012). Outros autores, como Duffie e Beckman (2013), a denominam de irradiância,  $G$ , sendo essa notação adotada neste trabalho.

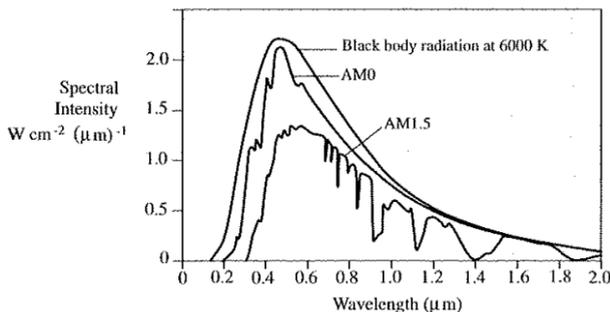


Figura 1 – Espectro da intensidade da luz solar. Fonte: Kasap (2012).

A irradiância na atmosfera da terra é o fluxo total de potência por unidade de área perpendicular à direção do sol. Esta quantidade é chamada de constante solar (AM0) e tem valor de  $1,353 \text{ kWm}^{-2}$ . A irradiância espectral na superfície terrestre depende da absorção e efeitos de espalhamento da atmosfera, além disso, depende também da composição atmosférica e comprimento do caminho percorrido pela luz na mesma. Em um dia ensolarado, a intensidade da luz na superfície terrestre é grosseiramente 70% de AM0 (KASAP, 2012).

A eficiência de conversão da potência incidente de energia solar

com as atuais tecnologias é em torno de 15 a 30%. Materiais semicondutores como o silício monocristalino alcançam picos de eficiência, porém tem um custo maior de produção. No comércio se utilizam, em sua maioria, cristais de silício policristalino, que têm um custo menor. Pesquisadores estudam a junção de diversos materiais e técnicas de produção para obter maior eficiência (SOLANKI, 2011).

### 2.2.2 Energia cinética

Coletores de energia cinética, conhecidos como geradores de energia por vibração, são tipicamente sistemas massa-mola inerciais. A potência elétrica é extraída ao empregar uma ou diferentes combinações de mecanismos de transdução. Os principais mecanismos são os piezoelétricos, eletromagnético e eletrostático. Como a maioria dos sistemas geradores são ressonantes, eles geram a potência máxima quando a frequência de ressonância do gerador é igual a frequência de vibração do ambiente. Qualquer diferença entre as essas duas frequências podem resultar em um significativo decréscimo de energia gerada (KAZMIERSKI; BEEBY, 2010).

O modelo genérico dos sistemas coletores de energia cinética foi estudado pela primeira vez por Williams e Yates (1996). A Figura 2 mostra o modelo genérico de tal gerador, o qual consiste em uma massa móvel,  $m$ , uma mola com constante  $k$ . Quando o gerador vibra, a massa move defasada com o encapsulamento do gerador, assim acontece um movimento relativo entre massa e encapsulamento,  $z(t)$ . Esse deslocamento é senoidal em amplitude e pode alimentar um transdutor para gerar energia elétrica. A variável  $b$  é o coeficiente de amortecimento resultante dos amortecimentos gerados pela estrutura mecânica e induzidos eletricamente.

Diversos autores apresentam resultados de captação de energia através de vibração, as potências obtidas variam de alguns  $\mu\text{W}$  a unidades de  $\text{mW}$  (SOLANKI, 2011). Um sistema no qual esta tecnologia é utilizada é no monitoramento sem fios de pressão de pneus, onde são inseridos os geradores dentro do pneu e através de ondas de rádio são enviadas as informações a respeito da pressão interna do pneu.

### 2.2.3 Energia térmica

Gradientes de temperatura e fluxos de calor estão presentes na natureza, permitindo realizar a coleta de energia. A diferença de temperatura fornece o potencial para conversão de energia, enquanto o fluxo de calor fornece a potência. Mesmo com alto fluxo de calor, a potência extraída é

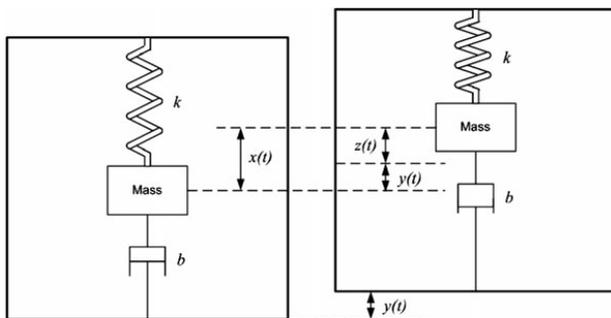


Figura 2 – Modelo do gerador cinético massa-mola-amortecedor. Fonte: Kazmierski e Beeby (2010).

tipicamente baixa devido ao ciclo de Carnot e a eficiência dos materiais. Contudo, para sistemas com requerimento de baixa potência, tal como sensores remotos, a energia térmica tem se mostrado viável e promete ser a técnica mais utilizada (PRIYA; INMAN, 2009).

Um exemplo do uso de energia térmica é nos relógios que convertem o calor do corpo humano em potência elétrica para utilizar no sistema do relógio. Um modelo de relógio da marca Seiko produz 22 uW, sendo que com apenas 1,5 °C de diferença de temperatura a tensão gerada em circuito aberto é de 300 mV e a eficiência de conversão térmica-elétrica é em torno de 0,1%. A Figura 3 mostra o sistema que o relógio utiliza. Nota-se que a fonte de energia é o calor do braço e a bateria armazena a energia obtida pelo gerador termoeletrônico.

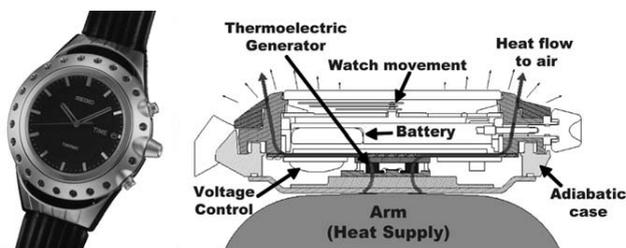


Figura 3 – Relógio da marca Seiko que captura a energia térmica do corpo humano e armazena na bateria. Fonte: Priya e Inman (2009).

## 2.3 Energias renováveis em VANTs

As maneiras de se obter energia renovável durante o voo de um VANT são limitadas a algumas tecnologias. Sistemas que utilizam de energia de vibrações são capazes de alimentar sensores de baixo consumo, como apresentado em [Anton, Erturk e Inman \(2008\)](#) em que o autor utiliza uma combinação de transdutores piezo-cerâmicos para converter energia cinética em elétrica.

A energia térmica se mostra interessante onde existe uma diferença de temperatura no ambiente, assim no caso dos VANTs existe a possibilidade de utilização desta tecnologia para gerar dezenas de  $\mu\text{W}$  onde houver calor sendo gerado e disperso no ambiente.

Para capturar maiores níveis de potência, células fotovoltaicas são colocadas na parte superior das asas e fuselagem dos VANTs. A primeira aeronave não tripulada a voar com auxílio de energia solar foi a *Sunrise I*, da empresa *Astro Flight*. O voo aconteceu em 4 de novembro de 1974 na Califórnia (EUA) e durou 20 minutos, a uma altitude de 100 metros. O VANT (Figura 4) pesava 12,25 kg, tinha envergadura de 9,76 metros e 4096 células fotovoltaicas captavam até 450 W para a aeronave.



Figura 4 – Aeronave Sunrise I. Fonte: [Noth \(2008\)](#).

Voos contínuos podem ser obtidos com um projeto adequado da aeronave e sistema de captação de energia solar, como demonstrado em [Oetershagen et al. \(2015\)](#) através do projeto conceitual, desenvolvimento e testes da aeronave *AtlantikSolar*. Este VANT mantém o recorde de 81 horas de voo contínuo para uma aeronave (Fig. 5) com menos de 50 kg, percorrendo

2 338 km de distância em baixa altitude (580 metros)(OETTERSHAGEN et al., 2016).

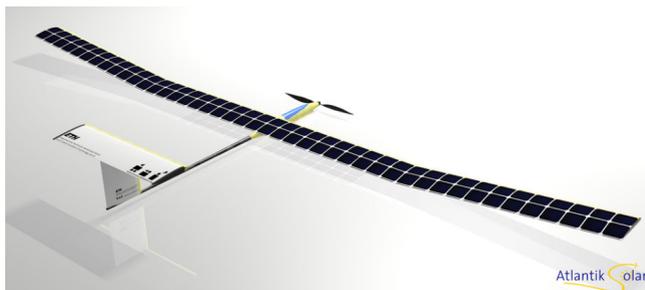


Figura 5 – Aeronave AtlantikSolar. Fonte: Oettershagen et al. (2015).

Para aplicações em altas altitudes (20 000 metros), uma aeronave utilizada como satélite (Fig. 6) é totalmente alimentada com energia solar, podendo voar continuamente por 5 anos (ACKERMAN, 2013). Este melhor desempenho é alcançado devido aos raios solares capturados pelas células não sofrerem atenuação da atmosfera e dos efeitos climáticos.



Figura 6 – Aeronave Solara. Fonte: Ackerman (2013).

Na literatura não foram encontrados, até a presente data, dados de VANTs do tipo VTOL-CP que utilizem células fotovoltaicas como fonte alternativa de energia.

## 2.4 Células fotovoltaicas e rastreadores de máxima potência

O comportamento completo de células fotovoltaicas pode ser descrito com um modelo de cinco parâmetros, que representam o funcionamento

físico, e a potência gerada é função de duas condições do ambiente, a irradiância e a temperatura. A Figura 7 mostra o circuito equivalente do modelo apresentado por Villalva, Gazoli e Filho (2009). A célula fotovoltaica é um

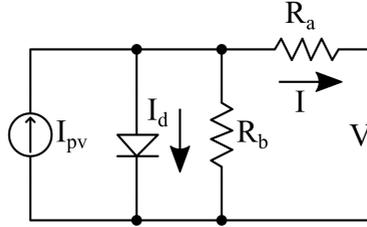


Figura 7 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica. Adaptado de Villalva, Gazoli e Filho (2009).

dispositivo não-linear e pode ser representado como uma fonte de corrente e um diodo em paralelo. Contudo, um modelo prático inclui um resistor série e um paralelo,  $R_a$  e  $R_b$ , respectivamente. A equação 2.1 modela a célula fotovoltaica.

$$I = I_{pv} - I_d \left\{ e^{\frac{V + R_a I}{V_t N}} - 1 \right\} - \frac{V + R_a I}{R_b} \quad (2.1)$$

Na equação 2.1,  $I$  é a corrente de saída da célula,  $V$  é a tensão de saída,  $V_t = N_s K T / q$  é a tensão térmica,  $N_s$  é o número de células conectadas em série,  $q$  é a carga do elétron ( $1.60 \cdot 10^{-19}$  C),  $T$  é a temperatura da junção PN ( $^{\circ}$ C),  $K$  e  $N$  são constantes de idealidade do diodo. Nesse modelo  $I_{pv}$  é a corrente produzida por uma célula fotovoltaica, sendo função da irradiância e temperatura. A corrente de saturação,  $I_d$ , é função da temperatura. As equações que as relacionam são

$$I_{pv} = \frac{G}{G_n} \cdot (I_{pv_n} + K_i \cdot (\Delta T)) \quad (2.2)$$

$$I_d = \frac{I_{sc} + K_i \Delta T}{e^{\frac{V_{oc} + K_v \Delta T}{N V_t}} - 1} \quad (2.3)$$

Onde, a corrente  $I_{pv_n}$  é gerada pela luz em condições nominais ( $T=25^{\circ}$  C e  $G=1000$  W/m<sup>2</sup>),  $\Delta T = T - T_n$ , onde  $T$  e  $T_n$  são a temperatura

Parâmetro	Valor
$R_a$	0,02 $\Omega$
$R_b$	500 $\Omega$
$I_d$	21,6 nA
$I_{pvn}$	6,24 A
N	1,4
$K_i$	-1,8 mA/ $^{\circ}$ C

Tabela 1 – Parâmetros para simulação de uma célula solar.

atual e nominal,  $G$  é a irradiância na superfície da célula e  $G_n$  é a irradiância nominal,  $K_i$  é o coeficiente de curto-circuito da corrente/temperatura,  $K_v$  é o coeficiente de curto-circuito de tensão/temperatura,  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito e  $V_{oc}$  a tensão de circuito aberto sobre condições nominais.

A máxima potência disponível por uma célula solar pode variar de acordo com a irradiância e temperatura da célula. Para obter as curvas de potência em função destes parâmetros, o software Psim<sup>1</sup> foi utilizado com os dados da Tabela 1.

As curvas de potência em função da corrente de saída para diferentes valores de irradiância são apresentadas na Figura 8. Para cada curva, um círculo foi posicionado no ponto de máxima potência. Pode ser observado que a corrente de saída correspondente à máxima potência se desloca de acordo com a irradiância. Nesta simulação a temperatura constante de 25  $^{\circ}$ C foi utilizada.

As curvas de potência da mesma célula fotovoltaica, com irradiância constante de 1000  $W/m^2$ , foram obtidas para diferentes valores de temperatura e mostradas na Figura 9. Pode ser observado que a máxima potência ocorre para diferentes valores de corrente de saída.

De acordo com as curvas de potência das figuras 8 e 9, é possível concluir que o ponto de máxima potência pode variar em função da irradiância e temperatura. Para garantir que se capture o máximo de energia disponível independente das condições climáticas, que podem variar constantemente, é necessário que o ponto de máxima potência (MPP, do inglês *Maximum Power Point*) seja rastreado. Como resultado, diversas técnicas de rastreadores do ponto de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) foram propostas na literatura. O trabalho

<sup>1</sup> <https://powersimtech.com/products/psim/>

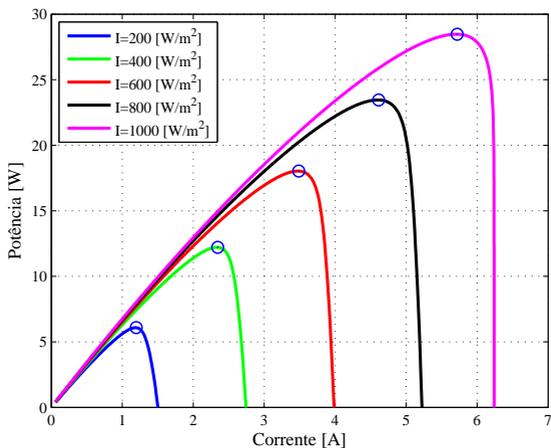


Figura 8 – Potência em função da corrente de saída de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de irradiância.

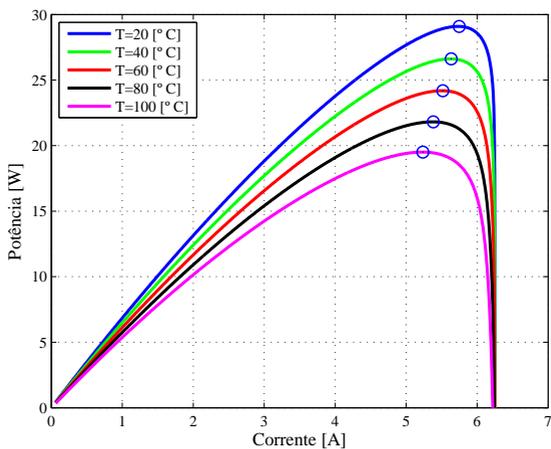


Figura 9 – Potência em função da corrente de saída de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de temperatura.

de Eram e Chapman (2007) faz uma revisão de 19 algoritmos, sendo que as técnicas mais utilizadas são: perturba e observa (P&O) e condutância

incremental (IC, do inglês *Incremental Conductance*). Isso se deve ao custo reduzido, baixa complexidade, número de sensores necessários e eficiência das mesmas.

#### 2.4.1 Técnicas de rastreamento de máxima potência

A técnica perturba e observa é também denominada de *hill-climbing* e se refere a uma perturbação na tensão/corrente contínua entre o arranjo fotovoltaico e o conversor CC-CC (OVASKA, 2010).

Para exemplificar, a perturbação na corrente é utilizada. Como pode ser visto na Figura 8, iniciando com corrente nula, quando se incrementa a mesma, a potência aumenta até o ponto MPP. Após este ponto, a potência aumenta apenas se for diminuída a corrente. Desta forma, o algoritmo decide o sinal de perturbação em passos discretos até atingir o MPP e, após isso, oscila em torno do mesmo. Um fluxograma do algoritmo é apresentado na Figura 10.

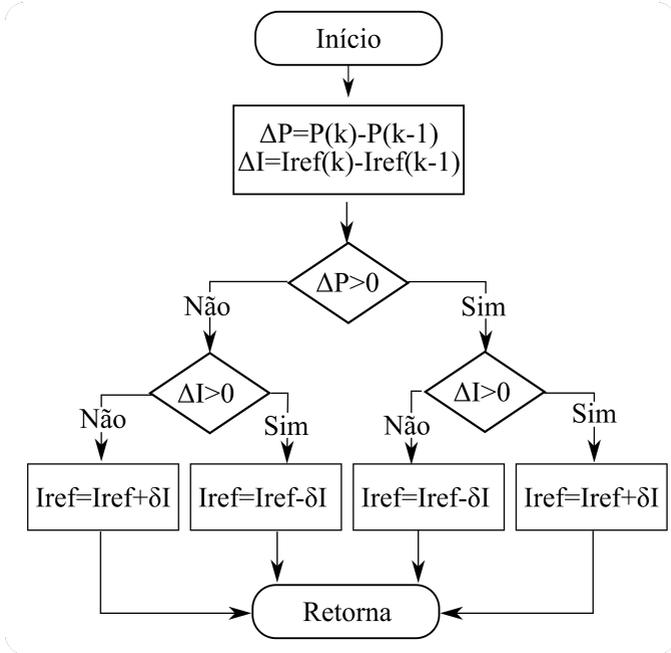


Figura 10 – Algoritmo de rastreamento de máxima potência do tipo perturba e observa (P&O).

O termo  $\delta I$  é o valor de perturbação de corrente,  $I_{ref}$  é a corrente de referência,  $\Delta P$  é a diferença entre potência resultante de perturbações e  $\Delta I$  a diferença de correntes de referência. Inicialmente o algoritmo amostra  $\Delta P$  e  $\Delta I$  e os utiliza para verificar se o seu valor é positivo ou negativo. Como resultado das comparações, o sinal de referência de corrente,  $I_{ref}$ , é aumentado ou diminuído.

Esta técnica exige que se tenham as medidas de tensão e corrente do arranjo fotovoltaico para cálculo da potência fornecida e comparação com o valor anterior. É necessário que o conversor CC-CC consiga alterar a corrente/tensão de entrada através de malha de controle. A frequência de perturbação é fixa e define o tempo de convergência até o MPP.

A técnica MPPT condutância incremental é baseada na inclinação da curva de potência em função da tensão (ou corrente) do arranjo fotovoltaico. Quando se está em MPP o módulo da inclinação é zero, é positiva à esquerda de MPP e é negativa a direita. Assim:

- $\Delta P/\Delta I = 0$  em MPP
- $\Delta P/\Delta I > 0$  a esquerda de MPP
- $\Delta P/\Delta I < 0$  a direita de MPP

Ao se comparar a relação entre incrementos da potência e corrente entre consecutivas amostras, é possível determinar o sinal do próximo incremento de corrente. Da mesma forma que na técnica P&O, a técnica da condutância incremental necessita de tensão e corrente da entrada para cálculo da potência.

A principal desvantagem destas técnicas é que elas podem facilmente perder o sentido de rastreamento quando a irradiância muda rapidamente (FEMIA et al., 2004). Em caso de mudança brusca do nível de irradiância estes algoritmos podem rastrear o MPP, porque a mudança é instantânea e a curva de potência em função da tensão não se altera em função do tempo. Contudo, quando a irradiância se altera continuamente, a curva no qual o algoritmo é baseado muda constantemente, assim os incrementos de tensão e corrente não são apenas causados pela perturbação de tensão. Dessa forma, não é possível para o algoritmo determinar se a mudança de potência é devido ao incremento de tensão ou variação de irradiância.

Outro ponto sensível destas técnicas é a variação da potência em torno do MPP em regime permanente. Isso é devido ao controle descontínuo

do incremento da tensão em torno do MPP. O valor da oscilação depende do nível do incremento de tensão/corrente. Quanto maior a amplitude do incremento, maior é a oscilação, porém mais rápido o MPP é alcançado. A solução tradicional é um compromisso entre a amplitude de oscilação e tempo de convergência do MPP, o qual depende da aplicação.

Para tentar superar estes pontos, algumas técnicas foram publicadas recentemente. A respeito da mudança rápida da irradiância o método perturba e observa modificado, “dP-P&O”, foi apresentado por [Sera et al. \(2006\)](#), no qual uma medida adicional é feita sem perturbação de tensão e corrente. Assim, é possível observar a perturbação causada pela irradiância de forma isolada da perturbação causada pelo algoritmo, isso possibilita a decisão correta no sinal do próximo incremento de tensão/corrente.

Para tentar reduzir as oscilações em torno do MPP em regime permanente, [Zhang et al. \(2009\)](#) propõe um passo de perturbação variável. Este método determina que se o ponto de operação está longe do MPP, o passo de incremento de tensão é aumentado, e se está próximo, é reduzido. Esta técnica aumenta a velocidade de convergência e reduz oscilações em torno do MPP.

#### 2.4.2 Figuras de mérito do rastreador do ponto de máxima potência

O processo de encontrar o MPP pode ser analisado para condições de irradiância constantes e variáveis. Com isso, duas formas de mensurar a eficiência do algoritmo MPPT são definidas: as eficiências estática e dinâmica.

A eficiência estática ( $\eta_e$ ) se refere a relação entre a a potência máxima disponível no painel ( $P_{pvmax}$ ) e a potência obtida do painel fotovoltaico ( $P_{pv}$ ) em regime permanente, ou seja, após o algoritmo convergir para o MPP. A equação (2.4) apresenta esta relação, que, em geral é em torno de 99% devido à oscilação em torno do MPP ([MARAÑDA; PIOTROWICZ, 2014](#)).

$$\eta_e = \frac{P_{pv}}{P_{pvmax}} \quad (2.4)$$

A eficiência dinâmica ( $\eta_d$ ) se torna importante para períodos com grande variação de irradiância ( $> 100W/m^2$ ), onde, dependendo do rastreador, o algoritmo pode levar alguns segundos para convergir ao MPP.

Essa eficiência considera a relação entre a potência captada e a máxima disponível ( $P_{pvmax}$ ) durante o período de funcionamento ( $T_m$ ) do MPPT:

$$\eta_d = \frac{\int_0^{T_m} P_{pv}(t)dt}{\int_0^{T_m} P_{pvmax}(t)dt} \quad (2.5)$$

Em locais em que a condição climática muda constantemente este valor de eficiência deve ser considerado (MARAÑDA; PIOTROWICZ, 2014).

## 2.5 Conversores CC-CC para aplicações aeronáuticas

O conversor CC-CC faz um papel fundamental na conversão do nível de tensão fornecido pelas células fotovoltaicas ao nível de tensão das cargas. Além disso, permite que seja feito o rastreamento de máxima potência através de seguimento de referência de tensão ou corrente de entrada. Uma vez que a redução de massa nos componentes da aeronave é fundamental, uma importante figura de mérito é a relação entre a potência nominal e a massa do conversor CC-CC. A Figura 11, apresentada em Valavanis (2008), mostra valores típicos para a densidade de potência processada pelo conjunto conversor CC-CC e MPPT em diferentes aeronaves. A curva traçada entre os valores coletados obtêm a relação média de 2368 W/kg.

Assim, o projeto do conversor CC-CC deve buscar alto rendimento com a menor massa possível. Um conversor com processamento parcial de potência foi proposto por Diab-Marzouk (2015), obtendo a relação de 4470 W/kg.

Um estudo de Garcia et al. (2013) compara seis topologias de conversores *boost* para aplicações aeroespaciais do ponto de vista de perdas de potência, massa e de largura de banda da malha de controle. O autor conclui que o conversor *boost* convencional se mostra como a melhor opção, devido a esse oferecer bom compromisso entre simplicidade, eficiência e perdas.

Uma topologia alternativa às estudadas por Garcia et al. (2013) foi apresentada por Zhang et al. (1995). Quando comparado ao *boost* convencional, o conversor *boost* de três níveis apresentado pelo autor tem as vantagens de: diminuir o valor da indutância em quatro vezes e a tensão sobre os dispositivos semicondutores ser a metade da tensão de saída .

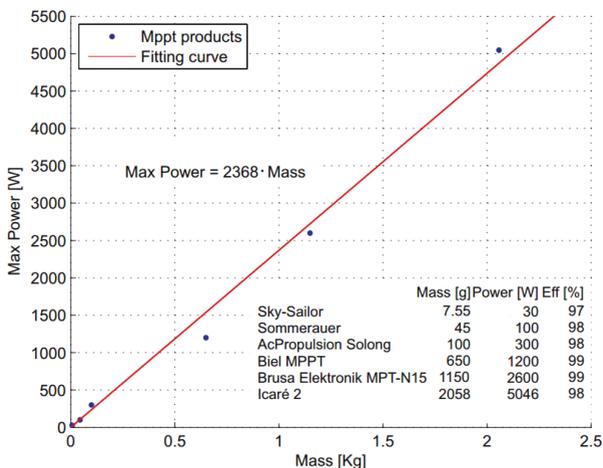


Figura 11 – Densidade de potência em MPPTs de alta eficiência. Fonte: Valavanis (2008).

## 2.6 Tecnologias de baterias e estimativa do estado de carga

A energia necessária para alimentar o sistema de propulsão de VANTs pode ser fornecida por baterias, assim é necessário um bom entendimento da tecnologia da bateria utilizada. Uma bateria é um conjunto de células elétricas agrupadas. As células convertem energia química em corrente elétrica contínua através de reações químicas entre eletrodos e eletrólito.

Diversas combinações de materiais do eletrodo e eletrólito podem formar uma bateria. Apenas algumas combinações, contudo, são desenvolvidas comercialmente, tais como: baterias chumbo-ácida, de níquel cádmio (NiCd), de níquel metal hidreto (NiMH), de íons de lítio (Li-íon), de fosfato de ferro de lítio (LiFPO4) e polímero de lítio (Li-Po). Dentre os critérios na escolha da bateria para utilização em VANTs estão: tensão das células, densidade energética, disponibilidade comercial, custo, temperatura de operação, segurança e número de ciclos de uso.

As tensões das células tem um valor nominal definido pelo tipo de eletrodo utilizado. O usuário pode conectar em série estas células para definir a tensão da bateria. Na prática, a tensão da bateria irá variar de acordo com a carga armazenada e outros fatores, como a temperatura

(LARMINIE; LOWRY, 2004).

A capacidade de carga que uma bateria pode armazenar é claramente o parâmetro mais crucial. No sistema internacional de medidas (SI) a unidade é o Coulomb, ou seja, a carga fornecida pela corrente de um Ampere por um segundo. Essa unidade é relativamente pequena e costuma-se utilizar a unidade Ampere-hora (Ah). Isso significa que uma bateria com 10 Ah deve fornecer 10 A durante uma hora, ou 1 A por 10 horas. Contudo, na prática, este valor pode variar (LARMINIE; LOWRY, 2004).

Costuma-se representar a capacidade de carga através da letra “C” com a unidade de Ah. A Figura 12 apresenta uma curva da capacidade de carga de uma bateria com 42 Ah nominais em função do tempo de descarga. Observa-se que a carga entregue é menor quando se diminui o tempo de descarga. Por isso usa-se um subscrito em “C” para determinar o tempo de descarga do valor nominal. No caso da bateria da Figura 12 a carga da bateria é  $C_{10} = 42$  Ah, ou seja, um tempo de descarga de 10 horas.

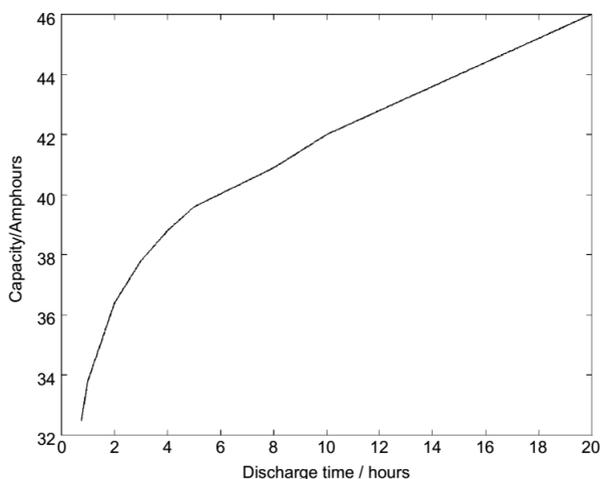


Figura 12 – Variação na capacidade da bateria em função do tempo de descarga. Fonte: Larminie e Lowry (2004).

A densidade de energia gravimétrica é a quantidade de energia elétrica armazenada para cada quilograma (Wh/kg), enquanto a densidade de energia volumétrica é a quantidade de energia para cada unidade de volume (Wh/L). Estas características da bateria são de grande importância

para aplicações em VANTs devido às suas limitações de volume e carga útil. A Tabela 2 apresenta os valores típicos destas densidades para as baterias com as tecnologias mais utilizadas.

Tecnologia da bateria	Chumbo-ácida	Ni-Cd	Li
Tensão nominal (V)	2	1.2	3.7
Densidade gravimétrica (W.h/kg)	35-50	50	100-200
Densidade volumétrica (W.h/L)	80-100	140	210
Temperatura de trabalho (°C)	-5 a 40	-40 a 50	-30 a 60

Tabela 2 – Características de tecnologias de baterias.

Devido à maior densidade volumétrica, as baterias de íons de lítio são as mais utilizadas em VANTs, como no trabalho de [Lee et al. \(2014\)](#), [Oettershagen et al. \(2015\)](#) e [Lin, Li e Zhang \(2014\)](#). A diferença entre as baterias de íons de lítio e Li-Po está na forma como é o eletrólito, nas baterias Li-Po esse é um polímero seco não condutor de eletricidade, mas que permite troca de íons; enquanto nas baterias de íons de lítio o eletrólito é líquido. Entretanto, as características elétricas das células de bateria são idênticas.

As baterias de Lítio requerem alguns cuidados na sua utilização para não comprometer a vida útil das mesmas e segurança dos sistemas, uma vez que há risco de explosão em determinadas condições. Em geral, um sistema de gerenciamento da bateria (BMS, do inglês *Battery Management System*) é utilizado para controlar o fluxo de cargas, prevenir abusos (subtensão, sobretensão), monitorar parâmetros cruciais (tensão de cada célula, temperatura) e comunicar o estado de carga ao usuário.

Devido à instabilidade do Lítio, esta tecnologia de bateria é suscetível a falhas se alguns parâmetros não forem supervisionados. O trabalho de [Choi e Lim \(2002\)](#) estuda fatores que afetam a vida útil e mecanismos de degradações das baterias de Lítio mais comuns. Por exemplo, a tensão máxima no carregamento influencia o número de ciclos da bateria. A Figura 13 apresenta a capacidade de carga de diferentes baterias, com capacidade inicial de 900 mAh, em função do número de ciclos. Em cada curva as baterias são submetidas a tensões máximas de carregamento de 4,2 a 4,35 Volts. Observa-se que para a tensão de 4,2 V a capacidade diminui linearmente; por outro lado, para a tensão de 4,35 Volts a capacidade se reduz exponencialmente, diminuindo pela metade a capacidade inicial em apenas 200 ciclos.

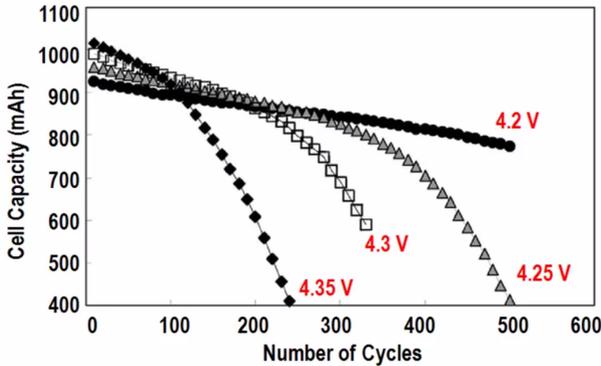


Figura 13 – Capacidade de armazenamento em função do número de ciclos para diferentes valores de tensão de carregamento. Fonte: Choi e Lim (2002).

Outro fator que degrada a capacidade da bateria armazenar carga é a corrente de recarga. A Figura 14 mostra o efeito na capacidade de carga da bateria em função do número de ciclos, onde para cada curva foi utilizado um valor de corrente de recarga. Para a corrente de recarga nominal (1C) a diminuição da capacidade de armazenar carga é reduzida linearmente; enquanto que para correntes de 1,2 C e 1,4 C este valor diminui mais rapidamente, como no caso de 1,4 C em que a capacidade é reduzida pela metade em 400 ciclos.

### 2.6.1 Perfis de carregamento

Para o carregamento da bateria de Lítio-íon o método de carregamento com corrente constante e tensão constante (CC-CV) é o mais utilizado (SHEN; VO; KAPOOR, 2012). Como mostrado em Ng et al. (2009), com a corrente constante é possível carregar até 80% da capacidade máxima da bateria, e o restante da carga é imposta com tensão constante.

A Figura 15 apresenta o perfil de carregamento CC-CV, observa-se o início do carregamento com a imposição de corrente constante ( $I_c$ ) até a tensão da bateria atingir o limite de tensão ( $V_{max}$ ), a partir desse ponto é imposta a tensão constante (CV) e a corrente diminui exponencialmente enquanto a bateria é totalmente carregada.

Duas modificações do método CC-CV são apresentadas por Shen,

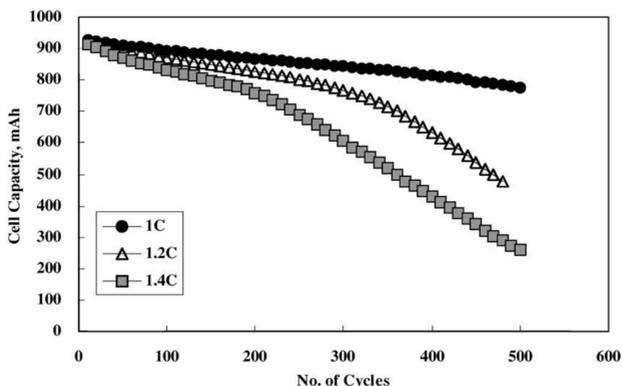


Figura 14 – Capacidade de armazenamento em função do número de ciclos para diferentes correntes de carregamento. Fonte: Choi e Lim (2002).

Vo e Kapoor (2012), um método com intuito de diminuir um sensor de corrente (duplo loop CC-CV) e outro para diminuir o tempo de carga (carregador boost CC-CV).

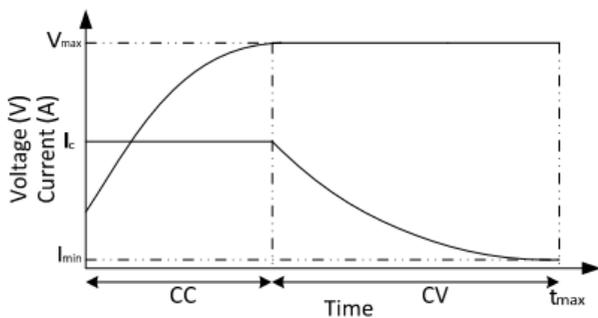


Figura 15 – Perfil de carga CC-CV. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).

O algoritmo de carregamento com corrente multiestágios (MSCC, do inglês *Multi-Stage Current Charging*) impõe diferentes níveis de corrente à bateria. Dois parâmetros devem ser definidos: o tempo entre troca de estágios e o valor da corrente em cada estágio. A Figura 16 apresenta o perfil de carga do algoritmo MSCC. Observa-se a imposição de diferentes valores de correntes contínuas ( $I_1 - I_5$ ) em que a transição de estados ocorre

quando a tensão ( $V_{max}$ ) é atingida. Para definir o valor das correntes de carregamento alguns métodos são apresentados na literatura, tais como: utilizando lógica fuzzy baseado na temperatura, método de Taguchi para encontrar o perfil ótimo e otimização baseada em programação linear inteira.

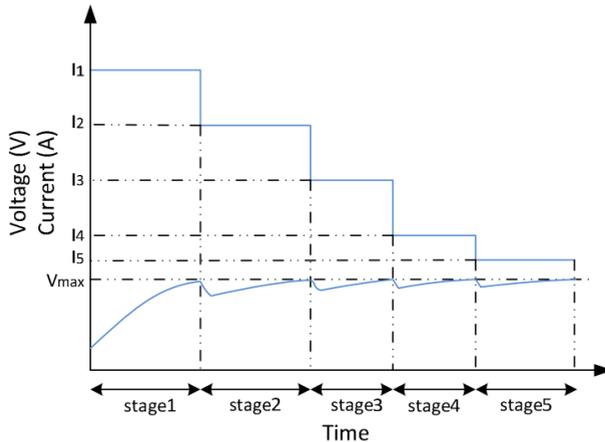


Figura 16 – Perfil de carga MSCC. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).

Outro método de carregamento baseia-se em pulsos de carregamento. Para isso, diversos algoritmos foram desenvolvidos e podem ser separados em dois grupos.

O primeiro grupo utiliza pulsos de tensão constante (CV-PC, do inglês Constant Voltage Pulse Charge) durante todo o processo de carregamento enquanto a frequência (FCV-PC) ou largura de pulso (DCV-PC) podem ser mudadas. O objetivo deste método é ajustar a frequência do pulso em uma região e observar a resposta da corrente de carregamento. A frequência ótima é obtida quando a impedância da bateria é minimizada e a maior corrente de carregamento atingida.

O segundo grupo utiliza pulsos de corrente constantes (CC-PC) enquanto a tensão da bateria é monitorada para garantir que não ultrapasse o valor máximo permitido. O perfil de carregamento pode ser ajustado alterando a amplitude de corrente, largura de pulsos e tempo de relaxamento entre pulsos. A Figura 17 apresenta o perfil CC-PC.

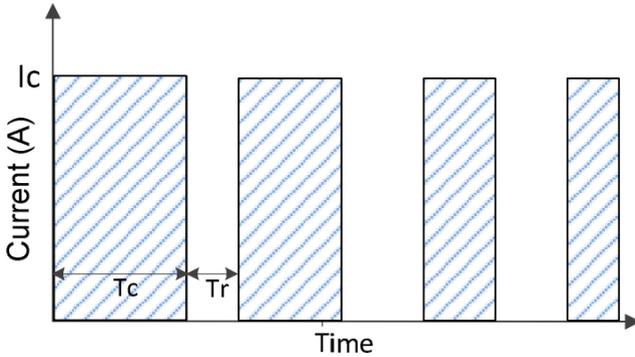


Figura 17 – Perfil de carga CC-PC. Fonte: Shen, Vo e Kapoor (2012).

### 2.6.2 Técnicas de obtenção do estado de carga (SoC)

O estado de carga da bateria (SoC, do inglês *State of Charge*) é a relação entre a capacidade restante ( $Q_r$ ) e a capacidade máxima disponível ( $Q_M$ ). Logo,

$$SoC(t) = \frac{Q_r(t)}{Q_M} \quad (2.6)$$

Quando o  $SoC=0\%$  significa que a bateria está completamente descarregada, enquanto  $SoC=100\%$  representa que a capacidade máxima de carga da bateria foi atingida. O valor do  $SoC$  é importante para previsão do tempo restante em que uma bateria pode fornecer carga, dado um perfil de consumo.

A profundidade de descarga (DoD, do inglês *Depth-of-discharge*) é a relação entre a carga fornecida ( $Q_f$ ) durante a descarga e a carga máxima disponível ( $Q_M$ ), logo

$$DoD(t) = \frac{Q_f(t)}{Q_M} \quad (2.7)$$

Este valor demonstra a porcentagem de descarga da bateria, logo  $DoD=0\%$  representa uma bateria completamente carregada, enquanto  $DoD=100\%$  acusa que a bateria foi totalmente descarregada. Logo,  $SoC$  e  $DoD$  são complementares:

$$SoC(t) = 1 - DoD(t) \quad (2.8)$$

Outra medida importante de uma bateria é o estado de saúde (SOH, do inglês *State-of-Health*). Uma bateria completamente carregada terá uma capacidade máxima disponível ( $Q_M$ ), onde este valor se aproxima da capacidade nominal ( $Q_n$ ) em uma bateria nova, porém se degrada com o tempo de uso e ciclos (NG et al., 2009). O valor do *SoH* pode ser calculado como:

$$SoH = \frac{Q_M}{Q_n} \quad (2.9)$$

Diversos estudos são apresentados na literatura abordando técnicas para estimativa do estado de carga de baterias. O trabalho de Zhou e Li (2015) apresenta uma revisão das seguintes sete técnicas comumente aplicadas em baterias de lítio.

- Método de descarga estática
- Método de medida direta
- Medida de Ampere-hora
- Algoritmo de rede neural
- Algoritmo de lógica Fuzzy
- Método de Espectroscopia
- Algoritmo de filtro de Kalman

O método de descarga estática é a melhor maneira de se estimar o estado de carga de uma bateria. Entretanto, esse método deve ser aplicado em um ambiente controlado e a corrente de descarga deve ser baixa em relação ao seu valor nominal. A bateria deve ser totalmente descarregada e a capacidade inicial pode ser obtida ao se integrar a corrente durante a descarga. Essa técnica é aplicável para calibração da máxima capacidade da bateria em medições de laboratório, porém não é possível durante o uso devido à variações na corrente.

O método de medida direta se baseia em parâmetros da bateria que podem ser medidos facilmente, tais como, tensão, impedância e tempo

de relaxamento da tensão a um degrau de corrente. Uma função que correlaciona estes parâmetros com o SoC deve ser utilizada, esta é a desvantagem, uma vez que é difícil encontrar essa relação para diferentes casos de uso da bateria. O estado de carga pode ser estimado através da relação da tensão de circuito aberto da bateria (OCV, do inglês *Open Circuit Voltage*), entretanto, durante a descarga há períodos de pouca variação na tensão, limitando o uso deste modelo na prática. Ao se considerar a resistência interna e a variação de tensão causada pelo efeito de polarização interna da bateria, esse método pode ser melhorado e utilizado durante o uso normal da bateria (ZHENG et al., 2013).

O método Ampere-hora, também denominado contador de Coulomb, é baseado na integração da corrente medida ao longo do tempo de uso. O estado de carga é calculado como:

$$SoC(t) = SoC_o - \frac{1}{Q_n} \int_0^t \eta I d\tau \quad (2.10)$$

onde  $I$  é a corrente na bateria,  $Q_n$  é capacidade nominal e  $\eta$  é a eficiência de carga e descarga. Este método é simples e estável, sendo um dos métodos mais utilizados. Contudo, depende da exatidão do estado de carga inicial ( $SoC_o$ ) e sensores de corrente e tensão. O erro de medição acumulado é aceitável para pequenos períodos de integração. Em geral, este método é utilizado em conjunto com outros para aumentar a acurácia.

O algoritmo baseado em rede neural utiliza sua característica não-linear para estimar o  $SoC$  através de uma grande quantidade de dados para treino do algoritmo. Os circuitos integrados comumente utilizados para gerenciamento de bateria são incapazes de atender aos requisitos computacionais da rede neural e processadores de sinais digitais devem ser utilizados. Este fato aumenta o custo da implementação deste algoritmo (DONG; WANG, 2014).

Através de muitos dados experimentais, curvas de testes e dados do fabricante, a lógica Fuzzy pode ser aplicada para identificação do estado de carga. Porém, assim como na rede neural, esta técnica tem custo computacional considerado alto (CHENG et al., 2009).

O método que utiliza espectroscopia mede a impedância da bateria em diferentes frequências e relaciona este efeito com o  $SoC$ . Nesse caso, são aplicados sinais de corrente alternada e a impedância é estimada em função da frequência aplicada. Este método se baseia apenas em um parâmetro e, devido à complexidade do sistema eletroquímico da bateria, a estimativa

do SoC baseado apenas em um parâmetro pode conter erros e o modelo utilizado deve ser muito eficaz.

O método que utiliza o filtro de Kalman pode utilizar o modelo básico, estendido ou *Unscented*. A vantagem do método por filtro de Kalman é que este não é sensível ao erro do SoC inicial. Suas desvantagens são: a necessidade de um modelo preciso da bateria e alto custo computacional do sistema de gerenciamento da bateria (ZHOU; LI, 2015).

Além dos diversos métodos apresentados, algumas combinações podem ser utilizadas com intuito de melhorar o desempenho do estimador de SoC. Variações que combinam o método Ampere-hora, redes neurais, OCV e filtros de Kalman são apresentados na literatura (ZHOU; LI, 2015).

## 2.7 Comentários finais

O capítulo apresentou as revisões necessárias para servirem como base para o trabalho que é desenvolvido no decorrer desta dissertação. A revisão sobre as energias renováveis, disponíveis no ambiente ao qual os VANTs estão presentes, mostrou que a maior magnitude de potência captável é obtida com uso de células fotovoltaicas. As características semicondutoras do dispositivo que converte radiação solar em energia elétrica apresenta um comportamento não-linear, no qual, para que seja garantido a máxima captação de energia, um algoritmo rastreador do ponto de máxima potência é necessário. Para permitir esse rastreamento, os conversores de corrente contínua devem ser utilizados, e devido às restrições de massa em veículos aéreos, este componente deve ter alta densidade de processamento de potência.

Algumas tecnologias de baterias mais comumente utilizadas foram comparadas e as baterias de íons de lítio apresentaram melhor características para essa aplicação. Entretanto, devido a sua susceptibilidade a danos quando mal utilizadas, um perfil de carregamento adequado e um sistema de monitoramento de algumas variáveis se mostra necessário. Para estimar o estado de carga das baterias, algumas técnicas foram apresentadas e comparados os desempenhos, segundo os autores citados.

Com apoio desta revisão, uma proposta de um sistema gerenciador de energia para aeronaves que possuam a alimentação feita por baterias é proposto no Capítulo 4, porém, antes de apresentar os módulos e discutir as características, um capítulo que trata exclusivamente de uma topologia de conversor *boost* de três níveis é apresentado a seguir.



## 3 Análise do Conversor *boost* de três níveis

O conversor CC-CC conectado entre as células fotovoltaicas e o barramento de tensão das baterias desempenha o papel fundamental de realizar o rastreamento da máxima potência disponível no arranjo de células fotovoltaicas. Isto é feito através do ajuste dos períodos de acionamento dos sinais de controle das chaves. Este capítulo apresenta o funcionamento do conversor *boost* de três níveis (CBTN). As formas de ondas necessárias para o entendimento deste conversor são apresentadas, assim como o modulador dos sinais de comando das chaves. A modelagem da dinâmica do conversor é realizada, a qual é utilizada no projeto do sistema de controle. As vantagens do conversor *boost* de três níveis em relação ao conversor *boost* convencional são esclarecidas e, com base nelas, o mesmo é utilizado no projeto detalhado do sistema proposto, apresentado no Capítulo 5.

### 3.1 Conversor *boost* de três níveis

O circuito do conversor *boost* de três níveis unidirecional é apresentado na Figura 18. Pode-se observar os componentes do conversor: apenas um indutor (L1), dois capacitores (C1 e C2), dois diodos (D1 e D2) e duas chaves (S1 e S2). A tensão de entrada é  $V_i$  e as tensões de saída são  $V_{o2}$  e  $V_{o3}$  em relação à referência em  $V_{o1}$ .

#### 3.1.1 Modulador para o conversor *boost* de três níveis

Para o controle das chaves é utilizado o modulador apresentado na Figura 19. Esse modulador recebe os sinais de referência  $D$  e  $\Delta D$  do controlador do conversor e os transforma em largura de pulso nos sinais de saída  $DS1$  e  $DS2$ . O sinal  $D$  representa a razão cíclica média em que as chaves  $S1$  e  $S2$  estão ligadas, enquanto  $\Delta D$  é uma diferença entre as razões cíclicas  $DS1$  e  $DS2$ .

As ondas triangulares  $V_{tr1}(t)$  e  $V_{tr2}(t)$  são as portadoras do modulador, e têm a mesma frequência ( $f_c$ ) e amplitude máxima unitária. A onda  $V_{tr2}(t)$  é defasada em 180 graus em relação a onda  $V_{tr1}(t)$ . Os valores de  $D \pm \Delta D$  são comparados às ondas triangulares, gerando sinais

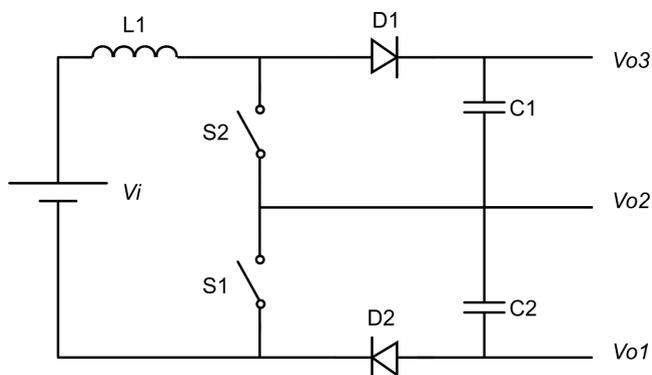


Figura 18 – circuito do conversor *boost* de três níveis unidirecional.

com largura de pulso modulada (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). Assim, os sinais  $DS1$  e  $DS2$  são ondas retangulares com as larguras de pulso controladas pelo valor  $D \pm \Delta D$  e frequência constante fornecida pelas ondas triangulares.

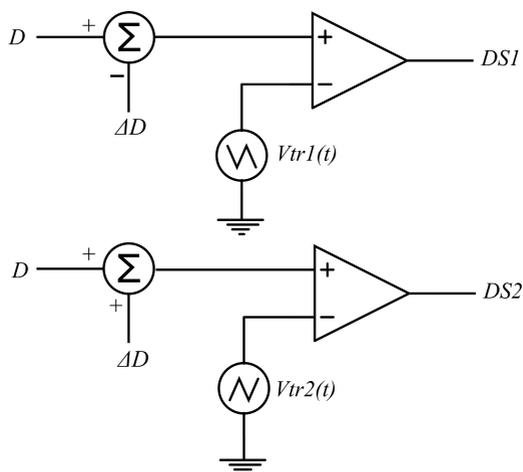


Figura 19 – Modulador dos sinais de controle das chaves do conversor *boost* de três níveis.

Os sinais  $DS1$  e  $DS2$  são responsáveis pelo acionamento das chaves  $S1$  e  $S2$ . Esses sinais têm amplitude zero ou um, que significam chave aberta ou fechada, respectivamente. A relação entre o tempo em que a chave está

fechada ( $\Delta t$ ) e o período de chaveamento ( $T_c$ ) é a razão cíclica ( $D$ ), dada pela equação

$$D = \frac{\Delta t}{T_c}. \quad (3.1)$$

Um exemplo dos sinais  $DS1$  e  $DS2$  gerados para uma razão cíclica fixa ( $D = 0,25$  e  $\Delta D = 0$ ) é apresentado na Figura 20. A frequência utilizada nas ondas triangulares, para fins de demonstração, foi de 1 Hz.

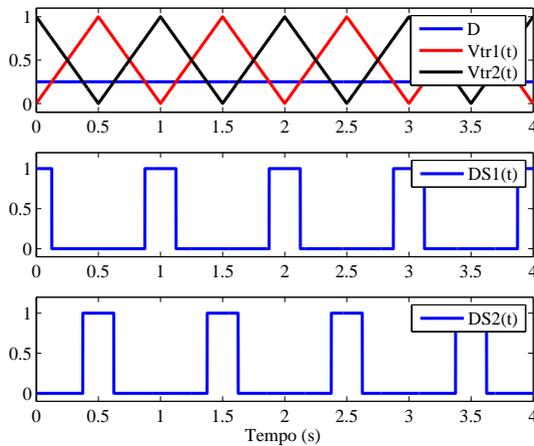


Figura 20 – Sinais do modulador PWM para o conversor *boost* de três níveis.  $D = 0,25$  e  $f_c = 1$  Hz.

### 3.1.2 Funcionamento do conversor *boost* de três níveis

Para explicar as etapas de funcionamento do conversor em modo de condução contínua, dividiu-se a análise em duas regiões de operação de acordo com a razão cíclica. Para tal, as razões cíclicas dos sinais de comando das chaves são iguais, ou seja,  $\Delta D = 0$  ou  $DS1 = DS2$ . O conversor é analisado em regime permanente, assim as tensões de entrada e saída são constantes. Para simplificar o equacionamento a tensão de saída no ponto médio,  $V_{o2}$ , utilizada é a metade da tensão de saída,  $V_o$ .

3.1.2.1 Região I:  $D < 0,5$ 

Na primeira região as chaves S1 e S2 não ficam fechadas ao mesmo tempo. As formas de onda dos sinais de comando das chaves e corrente no indutor são apresentadas na Figura 21 e os circuitos equivalentes para cada etapa são apresentados na Figura 22.

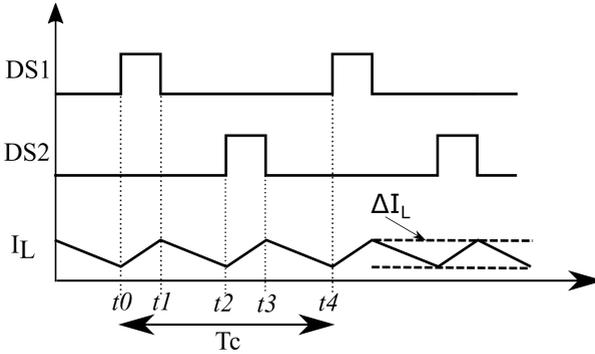


Figura 21 – Formas de onda dos sinais de comando das chaves S1 e S2 e corrente do indutor ( $I_L$ ).

No instante  $t_0$  a chave S1 é ligada, enquanto a chave S2 permanece aberta. A corrente flui por S1, C1 e D1 e a tensão no indutor é  $V_i - V_o/2$  (Fig. 22b). A tensão no indutor nesse período é

$$V_L = L \frac{di}{dt}, \quad (3.2)$$

logo a variação de corrente nesse período é

$$\Delta I_L = \frac{V_i - \frac{V_o}{2}}{L} \cdot D \cdot T_c. \quad (3.3)$$

No instante  $t_1$  a chave S1 é desligada e a corrente do indutor flui por D1, C1, C2 e D2 e a tensão do mesmo é  $V_o - V_i$  (Fig. 22a). A variação de corrente nesse período é

$$\Delta I_L = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (1/2 - D) \cdot T_c. \quad (3.4)$$

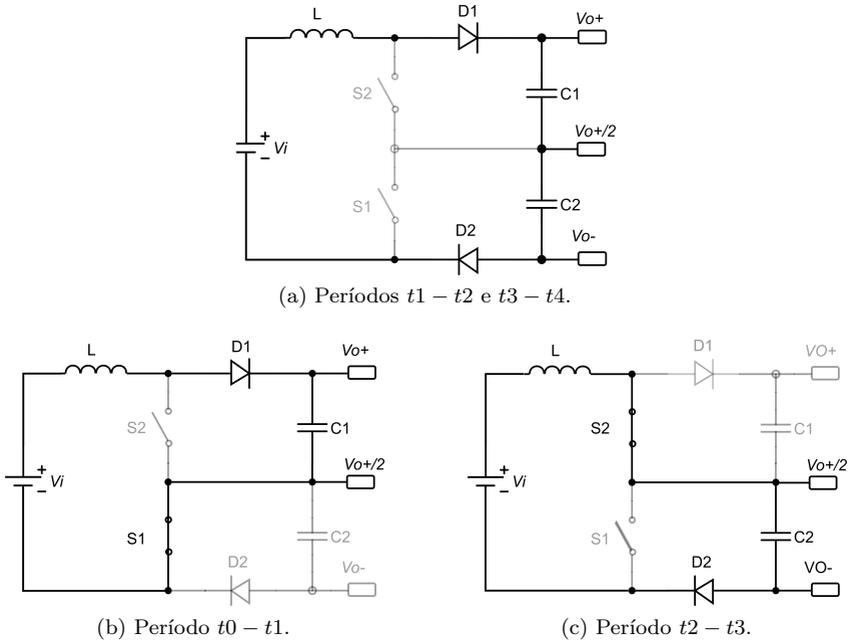


Figura 22 – Circuitos equivalentes do conversor para razão cíclica menor que 0,5.

No período entre  $t2$  e  $t4$  o ciclo se repete, mas desta vez com o indutor se carregando por  $S2$ ,  $C2$  e  $D2$  (Fig. 22c) e descarregando por  $D1$ ,  $C1$ ,  $C2$  e  $D2$  (Fig. 22a).

Em regime permanente as variações de corrente no indutor, de acordo com a lei de conservação de energia, devem ser iguais nos dois períodos. Assim, igualando as equações (3.3) e (3.4), obtém-se o ganho de tensão do conversor

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}. \quad (3.5)$$

3.1.2.2 Região II:  $D > 0,5$ 

Na segunda região, a tensão de carregamento do indutor é a própria tensão de entrada ( $V_i$ ). No descarregamento a tensão é  $V_o/2 - V_i$ . As formas de onda dos sinais de comando das chaves  $S1$  e  $S2$  e corrente no indutor ( $I_L$ ) são apresentadas na Figura 23.

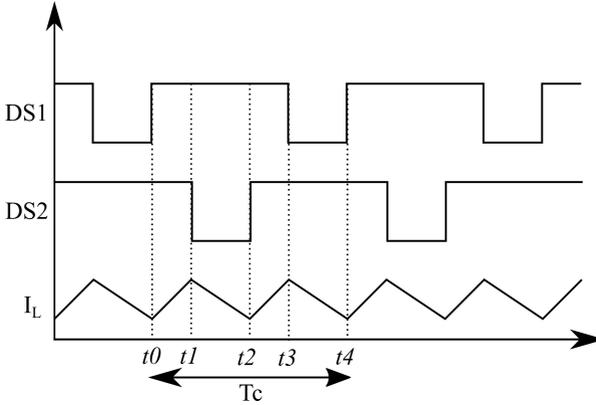


Figura 23 – Formas de onda dos sinais de comando das chaves e corrente do indutor.

No instante inicial  $t_0$  a chave  $S1$  é ligada e ambas chaves estão conduzindo. O indutor é carregado através da tensão de entrada, como ilustra o circuito equivalente na Figura 24a. A tensão no indutor nesse período é

$$V_L = L \frac{di}{dt}, \quad (3.6)$$

logo a variação de corrente no indutor nesse período é

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} (D - 1/2) \cdot T_c \quad (3.7)$$

No instante  $t_1$  a chave  $S2$  é desligada e a corrente é forçada a fluir através do capacitor  $C1$  e o diodo  $D1$  (Fig. 24b), assim a tensão de descarga é  $V_o/2 - V_i$ . A variação de corrente nesse período é

$$\Delta I_L = \frac{V_o/2 - V_i}{L} (1 - D) \cdot T_c \quad (3.8)$$

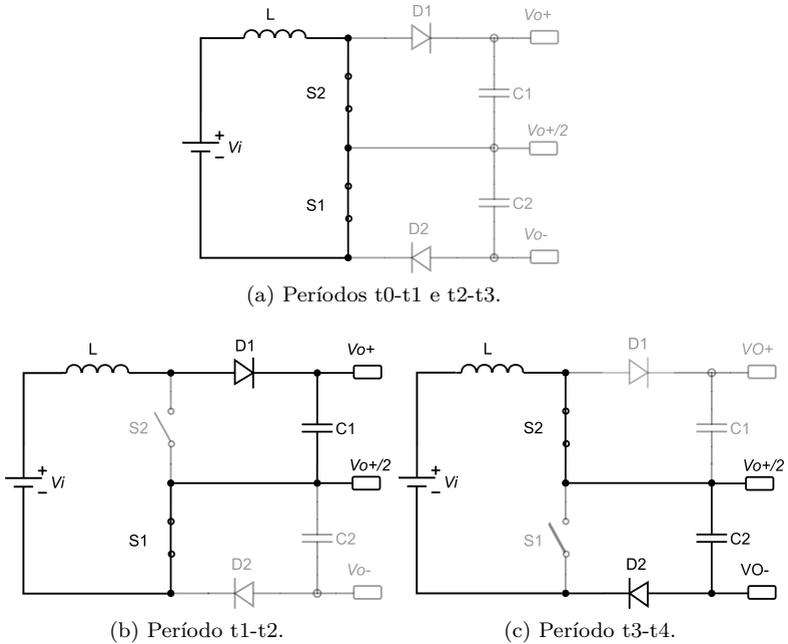


Figura 24 – Circuitos equivalentes do conversor para razão cíclica maior que 0,5.

No instante  $t_2$  a chave S2 é ligada e carrega o indutor através da tensão de entrada novamente. No instante  $t_3$  a chave S1 é desligada e a corrente do indutor flui por D2, C2 e S2 (Fig. 24c). Uma vez que o capacitor C1 e C2 são alternadamente usados para descarregar o indutor, suas tensões são iguais.

Novamente, igualando as variações de corrente das equações (3.7) e (3.8), obtém-se o ganho em regime permanente

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.9)$$

## 3.2 Ripple de corrente

O valor da indutância no projeto do conversor é calculado em função da variação de corrente no indutor (*ripple*). Assim, uma análise da máxima variação de corrente no indutor se faz necessária. A análise deve ser feita de acordo com o uso do conversor, onde dois casos são apresentados: utilizado com a tensão de entrada constante e com a tensão de saída constante, e que, em regime permanente, a tensão de entrada é constante.

### 3.2.1 Tensão de entrada constante

A análise se inicia para a região onde a razão cíclica é menor que 0,5. Nesse caso, a variação de corrente é dada pela equação (3.3). No modo de condução contínua, a equação (3.9) define a tensão de saída do conversor. Substituindo (3.9) em (3.3), obtém-se a variação de corrente na região I ( $D < 0,5$ ):

$$\Delta I_L[I] = \frac{V_i}{L \cdot f_c} \frac{(D - 2D^2)}{2(1 - D)}. \quad (3.10)$$

Os parâmetros  $V_i$ ,  $L$ , e  $f_c$  são constantes, assim pode-se definir

$$\Delta I_L = \overline{\Delta I_L} \left( \frac{V_o}{f_c \cdot L} \right). \quad (3.11)$$

Com isso, pode-se equacionar

$$\overline{\Delta I_L[I]} = \frac{(D - 2D^2)}{2(1 - D)} \quad (3.12)$$

O valor máximo da variação da corrente ocorre para  $D = 0,293$ :

$$\overline{\Delta I_L[I]}_{Max} = \frac{(8 - \sqrt{32})}{8} \quad (3.13)$$

Para a região II, a equação (3.7) fornece o valor da variação da corrente como

$$\Delta I_L[II] = \frac{V_i}{L} (D - 1/2) T_c. \quad (3.14)$$

O valor máximo da variação da corrente ocorre quando a razão cíclica é máxima

$$\overline{\Delta I_L[II]}_{Max} = (D_{max} - 1/2). \quad (3.15)$$

A Figura 25 mostra o *ripple* da corrente no indutor em função da razão cíclica para as duas regiões de operação. Observa-se que o valor máximo de variação ocorre na região II.

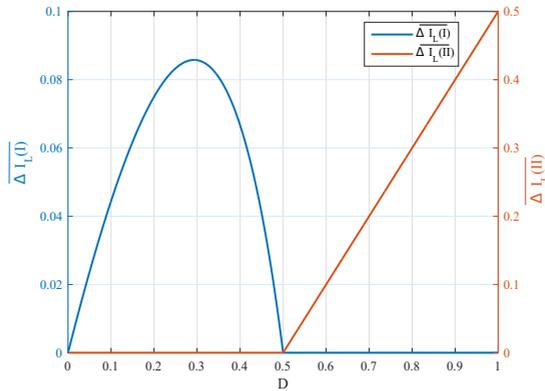


Figura 25 – Variação da corrente no indutor em função da razão cíclica para tensão de entrada constante.

### 3.2.2 Tensão de saída constante

Em determinadas aplicações a tensão de saída é constante, por exemplo, quando se conecta a saída do conversor a uma bateria. A análise nesta condição inicia-se pela região I, retomando a equação (3.3). Ao se substituir a equação (3.9) em (3.3), obtém-se

$$\Delta I_L[I] = \frac{V_o(1-D) - \frac{V_o}{2}}{L} \cdot D \cdot T_c, \quad (3.16)$$

logo

$$\Delta I_L[I] = \frac{V_o}{f_c \cdot L} D(0,5 - D). \quad (3.17)$$

É possível organizar a expressão anterior utilizando a equação (3.11):

$$\overline{\Delta I_L[I]} = D \cdot (0,5 - D) \quad (3.18)$$

Nesse caso, o valor máximo da variação de corrente ocorre quando  $D = 0,25$ :

$$\Delta I_{LMax}[I] = \frac{V_o}{16 \cdot f_c \cdot L} \quad (3.19)$$

Para o caso em que  $D > 0,5$  retoma-se a equação (3.14):

$$\Delta I_L[II] = \frac{V_i}{L} \cdot (D - 1/2) \cdot T_c \quad (3.20)$$

Novamente fazendo a substituição da equação (??) em (3.20):

$$\Delta I_L[II] = \frac{V_o(1 - D)}{L} \cdot (D - 1/2) T_c. \quad (3.21)$$

Então

$$\overline{\Delta I_L[II]} = (1 - D) \cdot (D - 1/2) \quad (3.22)$$

Nesse caso, o valor máximo da variação de corrente ocorre quando  $D=0,75$  :

$$\Delta I_{LMax}[II] = \frac{V_o}{16 \cdot f_c \cdot L}. \quad (3.23)$$

A variação da corrente em função da razão cíclica, no caso da tensão de saída constante, é apresentada na Figura 26. Para comparação, a variação da corrente no indutor de um conversor *boost* convencional foi apresentada na mesma figura (ZHANG et al., 1995). O valor máximo do *ripple* nesse conversor é

$$\Delta I_{LMax}[III] = \frac{V_o}{4 \cdot f_c \cdot L} \quad (3.24)$$

Esse fato permite que o valor da indutância do conversor *boost* de três níveis seja quatro vezes menor em comparação ao conversor *boost* convencional para as mesmas condições. Isto é, para a mesma frequência de chaveamento, variação máxima de corrente e tensão de saída constante.

O valor da variação de corrente no indutor ( $\Delta I_L$ ) pode ser determinado como uma fração da máxima corrente de entrada, em geral, de 10% a 20% (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). A indutância tem relação direta com o tamanho e peso do indutor, assim um compromisso entre *ripple* e indutância deve ser definido.

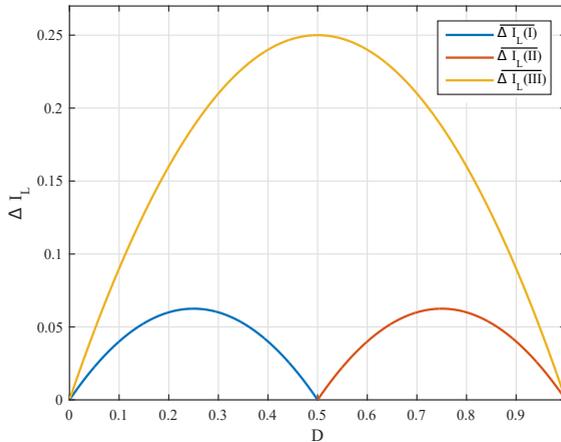


Figura 26 – Variação da corrente no indutor em função da razão cíclica para tensão de saída constante.

### 3.3 Modelagem do conversor para controle

Para o projeto do controlador da tensão de saída no ponto  $V_{o2}$  e corrente de entrada ( $I_L$ ) é necessário que se faça a modelagem do conversor. Busca-se a resposta da tensão e corrente em função de perturbações nas razões cíclicas das chaves S1 e S2, as variáveis manipuladas. Os modelos aqui apresentados consideram que a saída está conectada a uma fonte de tensão constante e as modelagens são realizadas independentemente, assumindo que os sistemas de controle que são aplicados posteriormente têm dinâmicas distintas em uma ordem de grandeza entre si.

### 3.3.1 Modelo para o controle da corrente de entrada ( $I_L$ )

A resposta da corrente de entrada em função de perturbações na razão cíclica ( $D$ ) foi obtida através da modelagem utilizando valores médios das chaves PWM, aplicação de pequenos sinais, linearização e transformada de Laplace. Do circuito do conversor (Fig. 18) as chaves S1 e S2 são substituídas pelo seu valor médio, que são calculados nas equações (3.25) e (3.27).

$$\overline{V_{S1}} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \frac{V_o}{2} dt \quad (3.25)$$

$$\overline{V_{S1}} = \frac{V_o}{2}(1 - D) \quad (3.26)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{T/2} \frac{V_o}{2} dt + \int_{T/2+DT}^T \frac{V_o}{2} dt \right] \quad (3.27)$$

$$\overline{V_{S2}} = \frac{V_o}{2}(1 - D). \quad (3.28)$$

O circuito equivalente é apresentado na Figura 27, que inclui a resistência do indutor ( $r$ ) e os modelos de tensão média nas chaves S1 e S2.

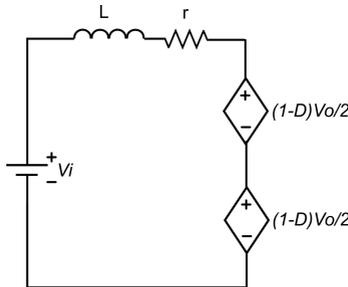


Figura 27 – Circuito equivalente do conversor *boost* de três níveis.

Ao se equacionar esse circuito obtém-se a equação

$$V_i = V_o(1 - D) + r \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt}. \quad (3.29)$$

Ao se aplicar uma perturbação na razão cíclica (D), tal como

$$D = \bar{D} + \delta d(t), \quad (3.30)$$

resulta em

$$i(t) = \bar{I} + \delta i(t). \quad (3.31)$$

Substituindo as equações (3.30) e (3.31) em (3.29) resulta em

$$Vi = Vo[1 - \bar{D} - \delta d(t)] + r[\bar{I} + \delta i(t)] + L \frac{d[\bar{I} + \delta i(t)]}{dt} \quad (3.32)$$

Eliminando os sinais contínuos:

$$0 = -Vo\delta d(t) + r\delta i(t) + L \frac{d\delta i(t)}{dt} \quad (3.33)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (3.33):

$$\frac{\delta i(s)}{\delta d(s)} = \frac{Vo}{sL + r} \quad (3.34)$$

O modelo da equação (3.34) fornece a resposta da corrente de entrada para uma perturbação na razão cíclica (D). Com esse modelo é possível projetar o controlador para o controle da corrente de entrada.

### 3.3.2 Modelo para controle da tensão $Vo2$

A saída do conversor *boost* de três níveis pode ser conectada a uma fonte de tensão constante ( $Vo$ ), como uma bateria. Logo, a tensão do ponto médio ( $Vo2$ ) pode assumir um valor entre zero e  $Vo$ . Assim, faz-se necessário uma modelagem da resposta da tensão  $Vo2$  em função de uma variável de controle.

Ao se introduzir uma diferença entre as razões cíclicas das chaves S1 e S2, logo as correntes médias que passam pelas mesmas não serão iguais, e isso resulta em diferentes tensões nos capacitores de saída. A Figura 28 apresenta o circuito equivalente que será utilizado para essa modelagem. A

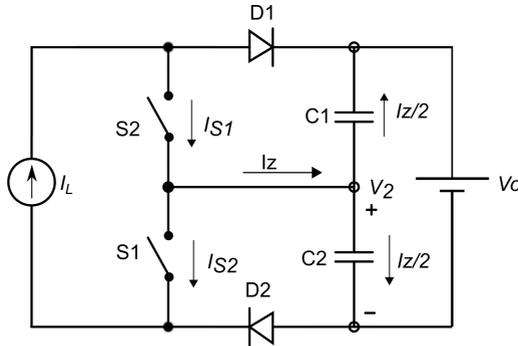


Figura 28 – Circuito equivalente do conversor *boost* de três níveis para análise da tensão em  $V_2$ .

fonte de corrente  $IL$  representa a corrente constante no indutor, com isso a corrente média no ramo central, ( $I_z$ ), é

$$I_z = I_{S1} - I_{S2}. \quad (3.35)$$

As correntes médias nas chaves S1 e S2 são

$$I_{S1} = I_L \cdot DS1 \quad (3.36)$$

e

$$I_{S2} = I_L \cdot DS2. \quad (3.37)$$

As razões cíclicas de controle das chaves S1 e S2 são

$$DS1 = D - \Delta D \quad (3.38)$$

e

$$DS2 = D + \Delta D, \quad (3.39)$$

em que  $D$  é o valor médio das razões cíclicas e  $\Delta D$  é a diferença entre elas. Logo, a corrente  $I_z$  é

$$I_z = 2 \cdot I_L \cdot \Delta D. \quad (3.40)$$

A corrente no capacitor C2 é

$$I_{c2} = \frac{I_z}{2}. \quad (3.41)$$

Logo,

$$C_2 \cdot \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = I_L \cdot \Delta D \quad (3.42)$$

Aplicando uma pequena perturbação em  $\Delta D$ :

$$\Delta D = \overline{\Delta D} + \delta \Delta D \quad (3.43)$$

$$v_{C2}(t) = V_{c2} + \delta v_{C2}(t) \quad (3.44)$$

Logo, a equação (3.42) é

$$C_2 \cdot \frac{d(V_{c2} + \delta v_{C2}(t))}{dt} = I_L \cdot (\overline{\Delta D} + \delta \Delta D(t)). \quad (3.45)$$

Eliminando os sinais CC e usando a transformada de Laplace obtém-se a equação

$$\frac{\delta v_{C2}(s)}{\delta \Delta D(s)} = \frac{I_L}{sC_2} \quad (3.46)$$

O modelo da equação (3.46) fornece a resposta da tensão no capacitor C2 para uma perturbação diferencial ( $\Delta D$ ) nas razões cíclicas das chaves S1 e S2. Com esse modelo é possível projetar o controlador da tensão na saída  $V_{o2}$ .

Observa-se que o controle da corrente de entrada ( $I_L$ ) e tensão  $V_{o2}$  pode ser realizado de forma independente utilizando o modulador que realiza as operações das equações (3.38) e (3.39). Esse modulador foi apresentado na seção 3.1.1.

### 3.3.3 Validação dos modelos

Com objetivo de validar os modelos obtidos anteriormente, o circuito apresentado na Figura 29 foi utilizado. O valor da indutância do

indutor é  $5 \mu H$  com  $25 m\Omega$  de resistência série, a frequência de chaveamento é  $40 \text{ kHz}$ , a capacitância dos capacitores  $C1$  e  $C2$  é  $100 \mu F$ . O modulador utilizado é o mesmo apresentado na seção 3.1.1, onde a razão cíclica média é imposta pela simulação e o  $\Delta D$  utilizado é zero.

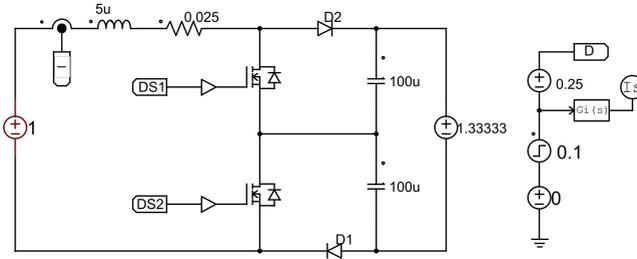


Figura 29 – Exemplo de um circuito do conversor *boost* de três níveis para validação do modelo médio,  $G_i(s)$ .

Inicialmente o circuito é colocado no ponto de operação e um degrau de 0,1 é aplicado na razão cíclica média,  $D$ . O mesmo sinal é aplicado à função de transferência (3.34), representada por  $G_i(s)$ . As respostas obtidas são apresentadas na Figura 30, podendo ser observado a concordância entre o modelagem obtida ( $I_s$ ) e o comportamento do circuito com as oscilações típicas do circuito chaveado ( $I$ ).

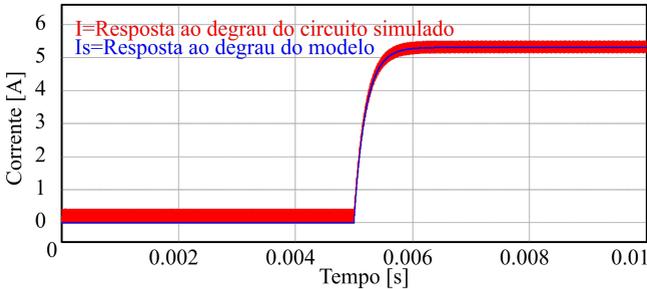


Figura 30 – Comparação da resposta ao degrau da corrente de entrada para o circuito simulado e modelo médio.

O circuito apresentado na Figura 31 é utilizado para validar a modelagem da tensão no ponto médio de saída em função de perturbação na diferença entre razões cíclicas das chaves  $S1$  e  $S2$ . A corrente média do indutor utilizada é 2 amperes, as capacitâncias são  $100 \mu F$ . Na mesma

figura, a função de transferência  $G_v(s)$  recebe o sinal do tipo degrau e como resposta fornece a tensão  $Vc2\_s$ .

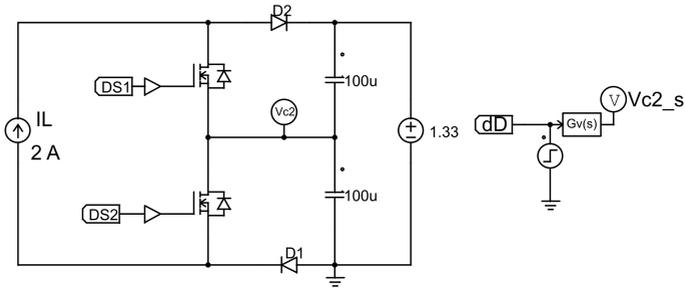


Figura 31 – Exemplo de um circuito do conversor *boost* de três níveis para validação do modelo médio,  $G_i(s)$ .

O circuito é colocado em operação com razão cíclica média,  $D = 0,25$ , e um degrau é aplicado com valor  $\Delta D = -0,2$ . Para comparação, a tensão de saída  $V_{C2}$  do circuito simulado e do degrau aplicado na função de transferência  $G_v(s)$  são apresentadas na Figura 32. Pode-se observar que o valor médio é equivalente, que a tensão mínima no circuito simulado é zero e que as oscilações são provenientes das características do conversor chaveado.

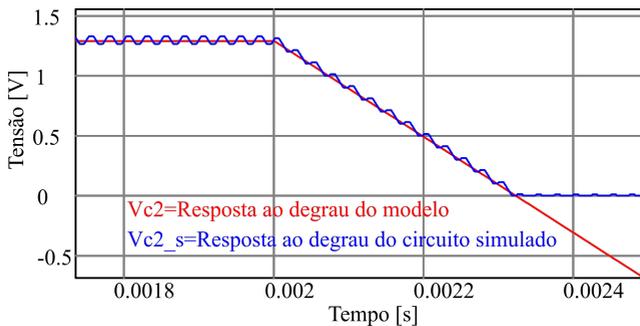


Figura 32 – Comparação da resposta ao degrau da tensão no capacitor C2 do circuito simulado e modelo médio.

### 3.4 Comentários finais

A análise do conversor *boost* de três níveis realizada nesse capítulo apresentou o funcionamento, o modulador utilizado para gerar as razões cíclicas que comandam as chaves, as formas de ondas dos principais sinais, o cálculo da variação de corrente no indutor, a modelagem e validação do conversor para fins de sistemas de controle. A característica mais importante deste conversor é a relação entre o valor máximo de *ripple* da corrente de entrada em função da indutância, permitindo um projeto de conversor aumentador de tensão com o elemento indutor menor e mais leve. Para aplicações em aeronáutica isso é uma vantagem e este conversor se apresenta como uma melhor opção em comparação ao conversor *boost* convencional. Mesmo o CBTN possuindo uma chave comandada a mais que o conversor *boost* convencional, o projeto do sistema de controle se baseia em plantas de primeira ordem, como validado na seção 3.3.3.

Após analisar este conversor, que é um dos módulos principais para um sistema que capta energia solar através de células fotovoltaicas, um sistema gerenciador de todos os módulos necessários para um sistema específico, neste caso para alimentação de um VANT, é proposto no próximo capítulo.

## 4 Sistema de gerenciamento de energia proposto

Neste capítulo é proposto um sistema de gerenciamento de energia (EMS, do inglês *Energy Management System*) para qualquer aeronave com asas fixas que possam utilizar energia solar e baterias no sistema de alimentação da aeronave. Inicialmente uma arquitetura genérica é apresentada, a função de cada módulo do sistema é descrita e considerações para o uso são discutidas. Com base nesses módulos, o algoritmo de gerenciamento de energia é apresentado. Como caso de estudo, o projeto de uma aeronave VTOL-CP é utilizada. A arquitetura do sistema computacional, o projeto aeronáutico e a missão do VTOL-CP são apresentados para obtenção dos requisitos que serão utilizados no projeto detalhado do EMS proposto nesta dissertação.

### 4.1 Arquitetura do sistema EMS proposto

A arquitetura genérica do EMS proposto é composta de um conversor CC-CC, uma unidade de processamento e um banco de baterias monitorado. O diagrama da Figura 33 apresenta os módulos necessários para o sistema. Um arranjo de células fotovoltaicas é esperado na entrada do conversor CC-CC, assim como as cargas que utilizam a energia armazenada no banco de baterias. Como saída, o sistema utiliza um canal de comunicação para informar o estado de energia, que pode conter informações sobre o banco de baterias, potência fotovoltaica disponível e alertas.

#### 4.1.1 Arranjo de células fotovoltaicas

O arranjo de células fotovoltaicas é responsável por capturar e converter energia solar em eletricidade. A quantidade de células que podem ser conectadas depende do formato e área disponível na estrutura dos VANTs. Se flexíveis, as células fotovoltaicas podem ser instaladas sobre as superfícies superiores das asas e fuselagem. Nesse caso, uma cobertura das células é necessária para proteger de atrito e manter a aerodinâmica, como mostra a fotografia da Figura 34, em que é utilizada resina de epóxi. Outra maneira de alocar as células fotovoltaicas é no interior das asas e fuselagem,

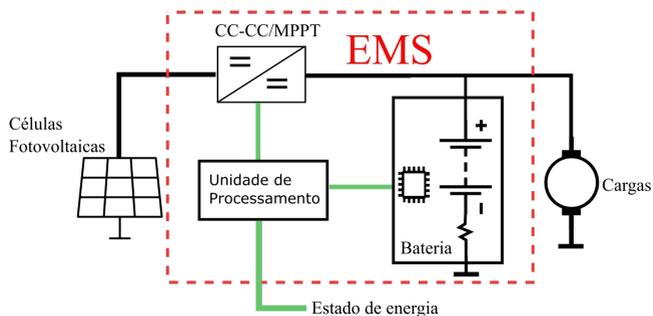


Figura 33 – Visão geral do EMS proposto.

como mostrada na Figura 35. Esses métodos exigem que o material de cobertura das asas seja transparente e que tenha alta transmitância de luz a fim de evitar perdas na captura de energia solar.

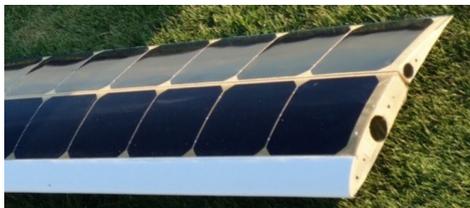


Figura 34 – Células fotovoltaicas na superfície de uma asa da aeronave AtlantikSolar AS-S1. Fonte : [Atlantik-Solar \(2017\)](#).



Figura 35 – Células fotovoltaicas no interior de uma asa da aeronave Helios-OSU. Fonte: [OSU \(2017\)](#).

A quantidade e características das células fotovoltaicas definem

a potência elétrica máxima que pode ser convertida dos raios solares. O aumento do número de células em série pode aumentar a tensão de saída do arranjo, e no caso da conexão paralela, aumentar a corrente.

As características fornecidas pelos fabricantes das células fotovoltaicas são as tensões e correntes em circuito aberto e em máxima potência para condições de irradiância padrão ( $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ). Um exemplo dos dados fornecidos pelo fabricante de uma célula fotovoltaica monocristalina é apresentado na Tabela 3, os quais são retirados do Anexo A, onde  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  são a tensão e a corrente em máxima potência, respectivamente. A potência nominal ( $P_n$ ), a corrente de curto-circuito ( $I_{cc}$ ) e a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) também são apresentadas. Estes valores são fornecidos na condição de irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperatura de  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Modelo C60 da fabricante Sunpower	
Eficiência	22,1 %
$P_n$	3,38 W
$V_{MPP}$	0,577 V
$I_{MPP}$	5,87 A
$I_{cc}$	6,26 A
$V_{oc}$	0,684 V
<i>Massa</i>	7 g

Tabela 3 – Características da célula fotovoltaica modelo C60 do fabricante Sunpower. Fonte: Anexo A.

Uma figura de mérito importante das células fotovoltaicas utilizadas em veículos aéreos é a relação entre a potência nominal e a massa. Essa relação permite analisar se a potência gerada pela célula fotovoltaica é maior que o aumento de consumo de potência causado por ela à aeronave.

#### 4.1.2 Conversor CC-CC e MPPT

Para obter a máxima potência disponível no arranjo de células fotovoltaicas, um conversor CC-CC controlado por um algoritmo rastreador de máxima potência (MPPT) com alto rendimento é utilizado. A maioria das soluções comerciais disponíveis são produzidas para aplicações fixas, onde a massa do conjunto não é crítica. Contudo, para aplicações em aeronaves, um requisito é ter uma alta relação entre a potência nominal e a massa do conversor. Como apresentado em Valavanis (2008), a relação de  $2368 \text{ W/kg}$  é o valor médio do conjunto conversor CC-CC e do MPPT

nas aeronaves pesquisadas, sendo esse valor utilizado pelo presente autor como referência.

A escolha da topologia do conversor depende inicialmente da tensão de máxima potência das células fotovoltaicas e da tensão do barramento de baterias. Caso a máxima potência do arranjo de células seja atingida com tensão menor que a tensão do barramento de baterias, um conversor CC-CC elevador (*boost*) é necessário. Caso contrário, um conversor CC-CC do tipo abaixador (*buck*) pode ser utilizado. Para casos intermediários, em que a tensão de máxima potência do arranjo fotovoltaico possa oscilar em torno da tensão do banco de baterias, uma combinação dos dois conversores pode ser utilizada (*buck-boost*).

Outro fator para determinar a topologia do conversor CC-CC é a isolamento do estágio de entrada. Nessa aplicação não é necessária, pois se tratam de níveis de tensões baixos que não oferecem riscos de choque elétrico. Além disso, o transformador isolador iria aumentar a massa e perdas, sem oferecer vantagens. Outro ponto é relativo ao conversor não ter o requisito de ser bidirecional, pois o fluxo de potência é apenas no sentido das células fotovoltaicas para o barramento das baterias.

O conversor CC-CC *boost* de três níveis analisado no capítulo 3 apresenta uma opção adequada para utilização nesta aplicação. Uma vez comparado ao conversor *boost* convencional a topologia analisada tem a vantagem de reduzir a massa do indutor utilizado, pois para as mesmas condições de projeto, o valor da indutância do conversor *boost* de três níveis é quatro vezes menor que o valor da indutância do conversor *boost* convencional.

#### 4.1.3 Monitor do banco de baterias

O banco de baterias é responsável por armazenar a energia necessária para realização da missão de um VANT. O banco de baterias pode ser composto por combinações de células de bateria em série e paralelo, de acordo com a necessidade da aplicação. O aumento do número de células em série permite maior tensão nos terminais do banco de baterias, enquanto a associação paralela aumenta a capacidade de carga. Como apresentado anteriormente, dentre as tecnologias de baterias atualmente disponíveis, as baterias de lítio são as mais aplicadas aos VANTs devido à maior densidade gravimétrica.

Para garantir o uso correto da bateria a fim de preservar a vida útil da mesma, algumas ações são necessárias. Deve-se monitorar as tensões

de cada célula, corrente e temperatura do banco de baterias e garantir que estas variáveis estejam operando dentro da faixa de valores permitidos. O monitoramento da tensão de uma célula de bateria pode gerar alertas de tensão de fim de descarga (EODV, do inglês *End of Discharge Voltage*) e tensão de fim de carga (EOCV, do inglês *End of Charge voltage*). O valor da corrente do banco de baterias pode indicar um valor de sobrecorrente (OC, do inglês *Overcurrent*) e curto-circuito (CC). Essas ações, em muitas aplicações, são realizadas por um sistema de gerenciamento de bateria (BMS) através de circuitos integrados dedicados ou desenvolvidos de acordo com a aplicação.

Diversas opções de circuitos integrados (CIs) para gerenciamento de uma única célula de lítio são encontradas comercialmente. Como exemplo, o CI LTC2942 (LINEAR, 2010) da fabricante Linear Technology oferece medida de tensão, temperatura e o estado de carga através da integração da corrente medida, além de possuir um canal de comunicação com protocolo digital. A Figura 36 apresenta o circuito típico utilizado com esse CI, onde o resistor ( $R_{SENSE}$ ) é utilizado para medir a corrente da bateria e o terminal SENSE- amostra a tensão da célula de lítio.

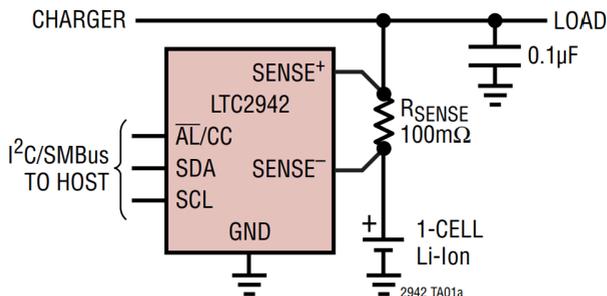


Figura 36 – Circuito típico para utilização do CI LTC2942. Fonte: Linear (2010).

Porém, em VANTs o nível de tensão necessário para alimentar os motores elétricos pode exigir um banco de baterias com diversas células em série. Atualmente poucas opções de circuitos integrados para projetos de BMS com diversas células em série são oferecidos comercialmente. Por exemplo, para um banco de baterias com dez células em série -necessárias neste projeto- foram encontradas apenas três soluções. São elas os circuitos integrados BQ76930 e BQ77900 da empresa Texas Instruments e o CI

LTC6802 da empresa Linear Technology.

Além de garantir o uso correto da bateria, as medidas realizadas pelo monitor de baterias são utilizadas para aplicação de algum método de estimativa do estado de carga, como os apresentados na seção 2.6.

#### 4.1.4 Unidade de processamento e periféricos

Para executar o sistema de gerenciamento de energia uma unidade de processamento deve ser capaz de realizar cálculos simples, como multiplicação de tensão e corrente, e operações lógicas básicas. Além disso, deve amostrar tensões provenientes de sensores através de conversores analógico-digital (A-D), comunicar-se com o monitor de baterias com protocolo exigido, se utilizado circuito integrado dedicado para tal, e gerar sinais PWM para o conversor CC-CC. Diversos microcontroladores com essas e outras capacidades são facilmente encontrados no mercado de circuitos integrados, o que torna flexível a escolha do mesmo.

A unidade de processamento aplica o algoritmo que rastreia a máxima potência do arranjo de células fotovoltaicas. Como variáveis de entrada, o algoritmo necessita que a corrente e tensão do arranjo de células fotovoltaicas sejam lidas através de sensores. O resultado do algoritmo são valores de referência para a tensão ou corrente de entrada do conversor CC-CC. Além disso, as leis de controle necessárias para o conversor CC-CC utilizado podem ser executadas de forma digital por essa unidade.

Com as medidas das variáveis das baterias, a unidade de processamento pode executar algum método de estimativa de estado de carga do banco de baterias e utilizar essa informação no EMS ou enviá-la ao gerenciador de voo do VANT. As técnicas que podem ser aplicadas para este fim são dependentes da capacidade de processamento da unidade e complexidade de cálculo requerida. Dentre os métodos apresentados anteriormente, a contagem de carga através da integração da corrente amostrada é a mais simples, pois exige apenas um acumulador. Por outro lado, a técnica que utiliza o filtro de Kalman oferece maior exatidão, quando a bateria é adequadamente modelada, ainda que aumente a complexidade de execução, uma vez que faz diversos cálculos matriciais. Atualmente, existe outro projeto em curso no ProVANT explorando tal alternativa (BENETTI, 2017).

## 4.2 Máquina de estados do EMS

Com base nos módulos apresentados anteriormente, o gerenciamento dos mesmos é proposto a seguir. Um dos objetivos do gerenciador é decidir se a energia solar incidente pode ser convertida e imposta ao barramento de tensão contínua do banco de baterias. Além disso, outro objetivo é proteger as células da bateria contra sobretensão, subtensão e curto-circuito. O fluxograma da Figura 37 apresenta a máquina de estados que o EMS executa utilizando a notação apresentada em [Lee e Seshia \(2016\)](#). Os possíveis estados são: Bateria carregada, Bateria normal, Bateria descarregada.

No início da missão de um VANT, considera-se que as baterias estão completamente carregadas ( $SoC=100\%$ ). Portanto, não há capacidade de armazenamento da energia proveniente das células fotovoltaicas e o conversor CC-CC permanece desligado ( $CC - CC=0$ ).

Após o início da missão e o  $SoC$  atingir um nível menor que o pré-determinado ( $SoC = SoCi - \Delta SoC$ ), o conversor CC-CC é ativado para permitir que a energia disponível nos painéis fotovoltaicos seja utilizada. Esse estado é denominado “Bateria normal” e pode mudar para os estados “Bateria carregada” ou “Bateria descarregada”.

A transição do estado “Bateria normal” para “Bateria carregada” ocorre quando qualquer uma das células da bateria atingir a tensão de fim de carga ( $V_{cell}[n] > EOCV$ ). Essa transição tem o objetivo de prolongar a vida útil da bateria, pois garante que nenhuma das células ultrapasse o limite máximo de tensão de carregamento sugerida pelo fabricante. Na transição entre esses estados o valor do  $SoC$  é armazenado na variável  $SoCi$ .

O estado “Bateria descarregada” é acionado quando qualquer uma das células do banco de baterias atingir uma tensão menor que a tensão de fim de descarga ( $V_{cell}[n] < EODV$ ) e o valor do  $SoC$  é armazenado em  $SoCi$ . Quando atingido este estado as cargas conectadas à bateria devem ser imediatamente desligadas para não comprometer a vida útil da bateria, assim um sinal de alerta é enviado ao gerenciador de voo ( $Alerta=1$ ) que pode tomar a decisão de pousar a aeronave. Neste estado o conversor CC-CC permanece ativado para possibilitar o carregamento das baterias através de energia solar fotovoltaica. A transição para o estado “Bateria normal” ocorre quando o  $SoC$  for maior que um nível mínimo pré-determinado ( $SoC > SoCi + \Delta SoC$ ), e então o sinal de alerta é desligado ( $Alerta=0$ ).

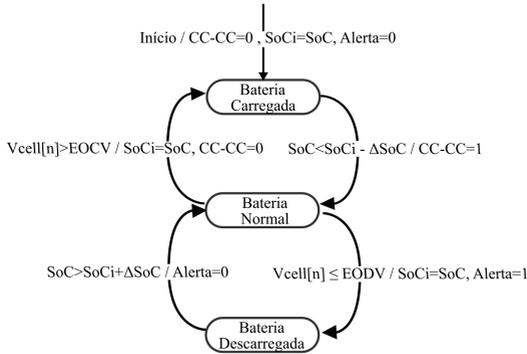


Figura 37 – Fluxograma da máquina de estados executada pelo EMS

### 4.3 Caso de estudo: projeto de um VTOL-CP

Com objetivo de aumentar a autonomia de uma aeronave com asas fixas que está em desenvolvimento no projeto ProVANT, a hipótese do uso de energia solar como fonte auxiliar de alimentação foi determinada. Para provar essa hipótese o sistema apresentado anteriormente foi concebido para qualquer aeronave alimentada por baterias e com asas fixas em que possam ser inseridas células fotovoltaicas para captação de energia solar. Para reunir os requisitos e especificações necessários para o projeto detalhado do sistema, o VTOL-CP é usado como caso de estudo.

#### 4.3.1 Arquitetura do sistema computacional embarcado do VTOL-CP

O sistema computacional embarcado que controla o VTOL-CP é composto por subsistemas com funções específicas, por exemplo: o gerenciador de voo, o sistema de controle, os sistemas de atuação e sensoriamento e o sistema de gerenciamento de energia. O diagrama na Figura 38 apresenta uma possível da arquitetura do sistema computacional do VTOL-CP em desenvolvimento no ProVANT.

O EMS é o subsistema do VTOL-CP projetado para fornecer informações relativas ao estado de energia ao subsistema “Gerenciador de voo”, tais como o estado de carga das baterias, quantidade de energia renovável captada e alertas de segurança quanto ao uso das baterias. Essas informações são denominadas de “Estado de energia”, como mostra a

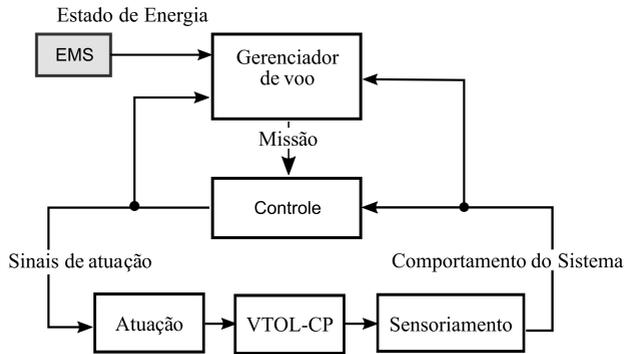


Figura 38 – Arquitetura do sistema embarcado do VTOL-CP.

Figura 38.

O “Gerenciador de voo” é responsável por monitorar a execução da missão pré-definida, para isso o mesmo recebe dados do estado de energia, de atuação e comportamento do sistema. Com base nesses dados o mesmo pode alterar a missão e enviar referências para o sistema de controle, apresentado no bloco “Controle” da Figura 38. Esse executa atividades relacionadas ao controle de estabilidade, seguimento de trajetória e demais malhas internas de controle necessárias da aeronave. Para tais funções esse sistema necessita de sinais de sensores, fornecidos pelo sistema “Sensoriamento”, para executar o processamento e enviar comandos para o sistema “Atuação”.

#### 4.3.2 Projeto aeronáutico do VTOL-CP

O projeto aeronáutico do VTOL-CP do ProVANT foi desenvolvido pela equipe do professor Sergio Esteban, na Universidad de Sevilla. O resultado do projeto aeronáutico desenhado em ferramenta de desenho assistido por computador é apresentado na Figura 39. A aeronave possui 2,5 metros de envergadura e 22 centímetros de corda na raiz e 14,2 centímetros de corda na ponta da asa. A massa total da aeronave incluindo a carga útil foi estimada através do projeto mecânico em 17,9 kg.

Resultados de simulações a respeito do consumo médio de energia da aeronave em modo de voo horizontal e vertical são apresentados na Tabela 4.

O sistema de propulsão da aeronave é constituído de dois rotores,



Figura 39 – Projeto aeronáutico conceitual do VTOL-CP.

Modo do voo	Potência (W)
Cruzeiro	1088
Voo vertical	3571

Tabela 4 – Resultados de consumo do VTOL-CP obtidos por simulação.

sendo que o projeto do formato e dimensão das hélices não foi finalizado atualmente. Como referência, foi utilizado o motor modelo AXI5345/18 que, segundo dados estimados (vide Anexo B), exige alimentação com dez baterias de lítio em série para fornecer a tensão nominal de 37 Volts.

#### 4.3.3 Missão de referência do VTOL-CP

O objetivo da concepção do VTOL-CP é que o mesmo possa ser utilizado para missões de busca e resgate. Para isso, uma missão pré-definida é utilizada como referência. O objetivo é fazer um voo de ida e volta a determinado ponto com aterrissagem no local, sendo capaz de carregar uma carga útil de 5 kg. Cada voo é constituído de três etapas: uma decolagem em voo vertical, um voo em cruzeiro e uma aterrissagem em modo vertical. Foram especificadas a velocidade vertical e horizontal como 1,5 m/s e 25 m/s, respectivamente. A distância de cada trecho foi definida como até 22,5 km no modo cruzeiro e a altura de decolagem em 25 m. Esses dados da missão estão resumidos na Tabela 5, que também apresenta a energia mínima necessária para o VTOL-CP completar a missão.

Parâmetro	Valor
Distância máxima de voo horizontal por trecho	22,5 km
Altura máxima de voo vertical por trecho	25 m
Velocidade média horizontal	25 m/s
Velocidade média vertical	1,5 m/s
Energia mínima da missão	577,2 Wh

Tabela 5 – Dados da missão planejada.

#### 4.3.4 Especificações do projeto VTOL-CP

Com base nos dados obtidos do projeto aeronáutico e missão de referência do VTOL-CP a Tabela 6 resume as especificações que são utilizadas para o projeto detalhado do EMS.

Especificação	Valor
Número de células de baterias de lítio	10
Potência em modo cruzeiro	1088 W
Massa da aeronave	17,9 kg
Área superior das asas e fuselagem	1,1 $m^2$

Tabela 6 – Especificações do projeto VTOL-CP.

## 4.4 Comentários finais

A arquitetura apresentada tem o objetivo de gerenciar a energia que pode ser captada pelas células fotovoltaicas inseridas na aeronave e fornecê-la ao VANT através de um conversor CC-CC comandado por um rastreador do ponto de máxima potência. Como a tecnologia de baterias utilizada nestas aeronaves são delicadas, um subsistema de gerenciamento de baterias se mostra necessário e as variáveis medidas por este são utilizadas pelo EMS. Para gerenciar estes blocos, uma unidade de processamento é utilizada e uma máquina de estados foi proposta para esta função.

A contribuição deste sistema é permitir que qualquer aeronave que possua o sistema de propulsão alimentado por baterias possa inserir à este barramento uma fonte auxiliar de energia, mais especificamente a captada através de células fotovoltaicas. Essa contribuição se mostra notável uma vez que garante a segurança dos armazenadores de energia

através do sistema de gerenciamento de energia, além disso pode fornecer o estado de carga das baterias para que o gerenciador de voo do VANT possa tomar decisões de voo em função da autonomia energética.

Como caso de estudo do sistema proposto, o VTOL-CP foi apresentado e suas características obtidas, resultando em um conjunto de especificações que são utilizadas no projeto detalhado do EMS apresentado no próximo capítulo.

## 5 Projeto detalhado do sistema

Este capítulo apresenta o projeto de cada módulo do EMS proposto. Inicialmente, um estudo apresenta o aumento de autonomia máximo esperado quando inseridas células fotovoltaicas sobre toda a superfície superior do VTOL-CP. Após, são apresentados os requisitos e especificações do projeto. Em seguida, apresenta-se o projeto do arranjo de células fotovoltaicas a ser inserido nas asas e fuselagem do VTOL-CP. O projeto do conversor *boost* de três níveis é detalhado, onde é feito o dimensionamento dos componentes eletrônicos e o projeto do sistema de controle necessário. Posteriormente, é apresentado o projeto do algoritmo rastreador do ponto de máxima potência (MPPT) do arranjo fotovoltaico, do banco de baterias e subsistema gerenciador de bateria (BMS) e, finalmente, o projeto da unidade que integra todos os blocos e executa a lógica do EMS.

### 5.1 Análise sobre o aumento de autonomia utilizando células fotovoltaicas

Antes de iniciar o projeto detalhado do sistema, um estudo da possibilidade de obtenção de potência fotovoltaica utilizando toda a área superior disponível no VTOL-CP é apresentado.

A estimativa utiliza o modelo de célula fotovoltaica que apresenta a melhor relação entre potência nominal e massa encontrada atualmente. A mesma tem eficiência de conversão de radiação solar de 28,8 % com a relação potência/massa de 1400 W/kg. As características das células fabricadas pela empresa Alta devices ([ALTADEVICES, 2017](#)) foram aplicadas a uma planilha de cálculo (vide Apêndice F) com objetivo de calcular o aumento de tempo de voo. A condição de irradiância nominal no arranjo fotovoltaico foi considerada e a eficiência do conjunto conversor e MPPT utilizada é de 95%. A Tabela 7 resume as características e apresenta o aumento do tempo de voo em 29,7%.

Esse aumento considera a condição ideal de irradiância e não contabiliza a massa adicionada pelos módulos do sistema. Assim um estudo detalhado do desempenho da inserção de energia fotovoltaica no barramento de alimentação do VTOL-CP é necessário. Para isso, o projeto, execução e experimentação realizados nas próximas etapas mostram as restrições e

Parâmetro	Valor
Área de cobertura	1,1 $m^2$
Potência fotovoltaica	275 W
Aumento de tempo de voo	29,7 %

Tabela 7 – Estimativa de aumento de autonomia.

características do sistema que fazem com que o desempenho apresentado anteriormente não seja completamente atingido para o caso real.

## 5.2 Projeto do arranjo de células fotovoltaicas

A primeira etapa no projeto do sistema EMS consiste em definir o modelo de célula fotovoltaica, com o objetivo de alocá-las nas superfícies das asas e fuselagem do VTOL-CP. O resultado da alocação define a quantidade máxima de células e com isso obtêm-se as características elétricas do arranjo, tais como a potência máxima e os níveis de corrente e tensão nominal.

A definição do modelo de célula fotovoltaica para utilização em VANTs foi realizada de acordo com a relação potência/massa. A Tabela 8 apresenta algumas opções de células fotovoltaicas de acordo com essa característica.

Fabricante e modelo	Potência/massa (W/kg)
IXYS SLMD600H10L (IXYS, 2016)	42,7
SoloPower SP1 (SOLOPOWER, 2013)	147,1
SunPower C60	412,5
Azur Space S32 (AZURSPACE, 2016)	716,6
Alta devices SINGLECELL (ALTADEVICES, 2017)	1437

Tabela 8 – Relação entre potência e massa em células fotovoltaicas

Poucas opções de fabricantes oferecem células fotovoltaicas com alta relação entre potência e massa devido ao alto custo das mesmas. Dentre os modelos apresentados na Tabela 8, o fabricante que oferece comercialmente com menor custo as células com a melhor relação entre potência e massa é a empresa SunPower. As empresas Azur Space e Alta Devices não disponibilizam comercialmente seus produtos, sendo esses fornecidos diretamente às aplicações especiais e com custo elevado (50

U\$/W) (FORTUNE, 2016). Assim, a célula fotovoltaica modelo C60 da fabricante SunPower foi a escolhida. Essa célula é fabricada em silício monocristalino e possui  $130 \mu\text{m}$  de espessura. As células são semi-flexíveis, o que possibilita inseri-las diretamente no perfil curvo das asas, sem prejudicar a aerodinâmica.

Com as dimensões da célula fotovoltaica, a disposição das mesmas foi definida no projeto mecânico do VTOL-CP. Procurou-se obter a maior área de cobertura das asas e fuselagem, respeitando o formato e dimensão das células utilizadas. No total foram adicionadas 36 células fotovoltaicas na área superior das asas e fuselagem do VTOL-CP como apresenta a Figura 40.

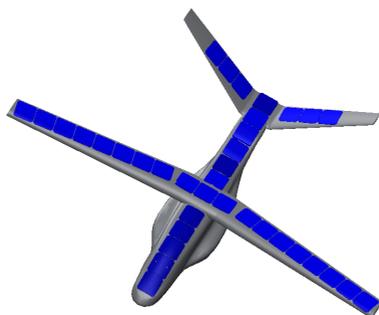


Figura 40 – Distribuição das células fotovoltaicas na superfície do VTOL-CP.

O arranjo de células fotovoltaicas utilizado nesse trabalho foi dividido em duas conexões paralelas de 18 células em série. Para evitar o efeito de corrente reversa nos arranjos, um diodo de bloqueio ( $D_B$ ) é colocado para cada ramo, conforme ilustrado na Figura 41. No circuito elétrico apresentado na Figura 41, cada célula fotovoltaica é representada por  $FV_N$ , em que  $N$  identifica o número da célula. Como resultado, a Tabela 9 apresenta as características resultantes do arranjo de células fotovoltaicas projetado.

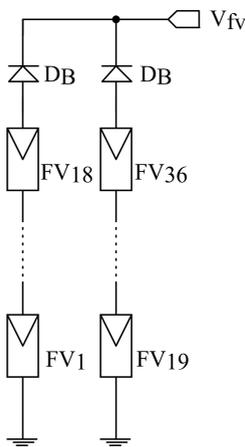


Figura 41 – Arranjo de células fotovoltaicas do VTOL-CP.

Características	Valores
Potência nominal do arranjo ( $P_{MPP}$ )	123,42 W
Tensão nominal ( $V_{MPP}$ )	10,46 V
Corrente nominal ( $I_{MPP}$ )	11,8 A

Tabela 9 – Características do arranjo de células fotovoltaicas projetado.

### 5.3 Projeto do conversor CC-CC

O método apresentado por Barbi (2007) para projeto de fontes chaveadas foi utilizado neste trabalho para o projeto do conversor *boost* de três níveis e segue a seguinte ordem:

1. Especificações.
2. Definições.
3. Projeto do conversor.
4. Projeto dos sistemas de controle do conversor.
5. Projeto dos circuitos auxiliares.

### 5.3.1 Especificações

O conversor CC-CC deve ser capaz de processar a potência nominal fornecida pelo arranjo de células fotovoltaicas para alimentar o banco de baterias e as cargas, como mostrado na Figura 33. O banco de baterias impõe a tensão do mesmo  $V_{Bat}$  à saída do conversor, que pode variar entre 30 e 42 Volts, referente à soma das tensões individuais das dez células de baterias de lítio em série.

O rendimento foi especificado em 97%, esse valor representa as perdas do circuito não-ideal do conversor. A largura de banda do sistema de controle define a velocidade de resposta à perturbações de carga e tempo de alcance de regime permanente, o valor definido foi entre 300 e 3000 Hz e a variação máxima de corrente ( $\Delta I_{LM_{ax}}$ ) definida em 20% da corrente nominal. Essas especificações são retiradas, para efeito de comparação, do artigo apresentado por Garcia et al. (2013), no qual o autor compara topologias de conversores *boost* para aplicações aeronáuticas.

### 5.3.2 Definições

A topologia do conversor CC-CC deve ser determinada nesta etapa. Como apresentado no capítulo anterior, o conversor *boost* de três níveis foi escolhido. O modo de condução contínua é utilizado, uma vez que permite o projeto do sistema de controle através de linearização.

Para implementação das chaves S1 e S2 do conversor diversas tecnologias de chaves semicondutoras podem ser utilizadas, por exemplo os transistores bipolares de junção (BJT, do inglês *Bipolar Junction Transistor*), os transistores MOSFETs (do inglês *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), os IGBTs (do inglês *Insulated-Gate Bipolar Transistor*) e J-FETs (do inglês *Junction gate - Field Effect Transistor*) (BOSE, 1992).

Para esta aplicação a tecnologia de MOSFET foi escolhida. O seu nível de tensão relativamente baixo e a possibilidade de frequência de chaveamento maior que 20 kHz tornam essa escolha adequada para o presente projeto (BLAKE; BULL, 2001).

Para a tecnologia dos diodos foi definido a utilização de diodos Schottky. Esses apresentam baixa queda de tensão em condução direta e comutação rápida quando comparados aos diodos de Silício. Essas características são desejadas para obter maior rendimento do conversor.

O valor da variação de tensão nos capacitores C1 e C2 foi definido

como 1% do valor da tensão máxima de saída, imposta pela bateria. A frequência de chaveamento ( $f_c$ ) das chaves S1 e S2 foi definida inicialmente em 50 kHz, que é um valor usual para projetos com componentes discretos, uma vez que os tempos de subida e descida no acionamento das chaves se tornam significativos, para maiores frequências, em comparação com o período de chaveamento.

### 5.3.3 Projeto do conversor

O valor de potência que o conversor irá processar é limitado pelo arranjo de células fotovoltaicas. Os valores de tensão ( $V_{MPP}$ ) e corrente ( $I_{MPP}$ ) no ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico definem a potência nominal do conversor:

$$P_n = V_{MPP} \cdot I_{MPP}. \quad (5.1)$$

A tensão máxima de saída do conversor é imposta pela tensão máxima do banco de baterias conectado à saída. Logo,

$$V_{Omax} = V_{BatMax} \quad (5.2)$$

As correntes máximas e eficazes dos principais elementos do conversor devem ser calculadas para se determinar os componentes eletrônicos adequados para a construção de um protótipo. Para realizar os cálculos, considerou-se o conversor em funcionamento com potência nominal e em regime permanente.

A corrente média no indutor é a própria corrente do arranjo fotovoltaico, logo

$$I_L = I_{MPP}. \quad (5.3)$$

E a corrente eficaz no indutor é:

$$I_{Lrms} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lmax}}{2\sqrt{3}}\right)^2 + (I_{MPP})^2}. \quad (5.4)$$

A corrente máxima no indutor é:

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.5)$$

O valor da indutância mínima é calculado utilizando os parâmetros especificados na seção anterior, assim:

$$L_{min} = \frac{V_o}{16 \cdot f_c \cdot \Delta I_{LMax}} \quad (5.6)$$

A razão cíclica em condições nominais é obtida de (3.9), resultando em

$$D_n = 1 - \frac{V_{MPP}}{V_{Omax}}. \quad (5.7)$$

Com o valor de (5.7) em (3.21) pode-se obter a ondulação de corrente no indutor em condições nominais:

$$\Delta I_{Ln} = \frac{V_o(1 - D_n)}{L} \cdot (D_n - 1/2)T_c. \quad (5.8)$$

Assim, a corrente máxima de ondulação em condições nominais é

$$I_M = I_L + \frac{\Delta I_{Ln}}{2} \quad (5.9)$$

e o valor mínimo da corrente em condições nominais é

$$I_m = I_L - \frac{\Delta I_{Ln}}{2} \quad (5.10)$$

A corrente eficaz máxima nas chaves S1 e S2 são calculadas com

$$I_{S_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \cdot \int_0^{D_n \cdot T_c} I_S(t)^2 dt}, \quad (5.11)$$

onde a corrente  $I_S$  é

$$I_S(t) = \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t + I_m. \quad (5.12)$$

A corrente de pico na chave é a mesma do indutor:

$$I_{S_{pk}} = I_{Lmax} \quad (5.13)$$

A corrente eficaz máxima nos diodos D1 e D2 é

$$I_{D_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \cdot \int_{D_n \cdot T_c}^{T_c} I_D(t)^2 dt}, \quad (5.14)$$

onde a corrente  $I_D$  é

$$I_D(t) = \frac{(-\Delta I_L)}{(1 - D_n)T_c} \cdot t + I_M + \frac{\Delta I_L \cdot D_n}{1 - D_n}. \quad (5.15)$$

A corrente média nos diodos é:

$$I_{D_{media}} = \frac{1}{T_c} \cdot \int_{D_n \cdot T_c}^{T_c} I_D(t) dt, \quad (5.16)$$

e a corrente máxima no diodo é a própria corrente máxima das chaves:

$$I_{D_{pk}} = I_{L_{max}} \quad (5.17)$$

O valor da capacitância mínima dos capacitores C1 e C2 pode ser calculado através da equação

$$C_{min} = \frac{I_L(1 - D_n)}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_c} \quad (5.18)$$

O resultado do dimensionamento do conversor projetado é apresentado na Tabela 10 e a planilha de cálculos utilizada está disponível no Apêndice A.

Parâmetros	Valor
Ondulação de corrente no indutor ( $\Delta I_{L_{Max}}$ )	2,36 A
Ondulação de tensão nos capacitores ( $\Delta V_C$ )	420 mV
Potência nominal ( $P_n$ )	123,43 W
Frequência de comutação ( $f_c$ )	50 kHz
Indutância do indutor ( $L_{min}$ )	22,2 $\mu H$
Corrente eficaz no indutor ( $I_{L_{rms}}$ )	11,82 A
Corrente eficaz nas chaves S1 e S2 ( $I_{S_{ef}}$ )	10,24 A
Corrente de pico nas chaves S1 e S2 ( $I_{S_{pk}}$ )	12,5 A
Corrente eficaz nos diodos D1 e D2 ( $I_{D_{ef}}$ )	5,89 A
Corrente média nos diodos D1 e D2 ( $I_{D_{media}}$ )	2,94 A
Corrente de pico nos diodos D1 e D2 ( $I_{D_{pk}}$ )	12,5 A
Capacitância mínima dos capacitores C1 e C2	69,9 $\mu F$

Tabela 10 – Parâmetros do projeto do conversor *boost* de três níveis projetado.

### 5.3.3.1 Escolha das chaves semicondutoras S1 e S2

Os critérios utilizados para escolha das chaves semicondutoras S1 e S2 foram o atendimento ao requisito de corrente eficaz ( $I_{S_{ef}}$ ), o perfil de montagem em superfície (SMD, do inglês *Surface Mount Device*) e a baixa resistência em condução ( $R_{Don}$ ) a fim de diminuir perdas. Nesse sentido, o transistor MOSFET canal N modelo IPB180N04S3, da fabricante Infineon, foi definido (INFINEON, 2007) e suas características são apresentadas na Tabela 11.

Parâmetro	Valor
Corrente máxima no dreno ( $I_D$ )	180 A
Resistência dreno-fonte ( $R_{DS_{on}}$ )	1,5 m $\Omega$
Tensão máxima dreno-fonte ( $V_{(BR)DSS}$ )	40 V

Tabela 11 – Parâmetros do MOSFET modelo IPB180N04S3. Adaptado de Infineon (2007).

### 5.3.3.2 Escolha dos diodos D1 e D2

Os critérios utilizados para definição dos diodos D1 e D2 foram a baixa tensão em condução ( $V_F$ ), a corrente eficaz nos diodos D1 e D2 ( $I_{D_{ef}}$ ) e o perfil SMD. O diodo PDS760, fabricado pela empresa *Diodes Incorporated*, foi escolhido e suas características apresentadas na Tabela 12.

Parâmetro	Valor
Corrente máxima ( $I_O$ )	7 A
Corrente de pico ( $I_{FSM}$ )	275 A
Queda máxima de tensão em condução ( $V_{F_{Max}}$ )	0,62 V
Tensão máxima ( $V_{(BR)R}$ )	60 V

Tabela 12 – Parâmetros do diodo modelo PDS760. Adaptado de Incorporated (2012).

### 5.3.3.3 Escolha do indutor

Os critérios utilizados para definição do indutor (L) foram a baixa resistência série equivalente ( $r$ ), o atendimento à corrente eficaz ( $I_{L_{rms}}$ ) e a menor massa. Diversas maneiras de obter o indutor são possíveis, desde

a fabricação própria (com núcleo de ferrite e projeto do enrolamento de espiras de cobre) até a compra de indutores com valores comerciais. Dentre as opções encontradas o indutor de modelo SRP1770TA-220M, fabricado pela empresa *Bourns*, foi escolhido e suas características apresentadas na Tabela 13.

Parâmetro	Valor
Corrente máxima ( $I_{rms}$ )	12 A
Corrente de saturação do núcleo ( $I_{sat}$ )	18 A
Indutância @1 khz	22 $\mu H$
Resistência em CC ( $DCR$ )	26,5 $m\Omega$
Aumento de temperatura @ $I_{rms}$	40 °C
Massa	11,26 g

Tabela 13 – Parâmetros do indutor SRP1770TA-220M. Adaptado de [Bourns \(2016\)](#).

#### 5.3.3.4 Escolha dos capacitores C1 e C2

Os critérios para definição dos capacitores C1 e C2 foram a baixa resistência série equivalente (RSE) e valor máximo de tensão suportado. Os capacitores da série PZF, do fabricante Rubycon, foram escolhidos. A Tabela 14 apresenta as características dos capacitores.

Parâmetro	Valor
Tensão máxima ( $V_{max}$ )	50 V
Capacitância	100 $\mu F$
Resistência série equivalente ( $RSE$ )	28 $m\Omega$

Tabela 14 – Parâmetros dos Capacitores da série PZF do fabricante Rubycon. Adaptado de [rubycon \(2016\)](#).

#### 5.3.4 Projeto dos sistemas de controle do conversor

Esta etapa apresenta o projeto dos sistemas de controle responsáveis pelo seguimento de referência da tensão  $V_{o2}$  e corrente de entrada do conversor *boost* de três níveis. Os modelos, representados em funções de transferência, das duas variáveis foram obtidos no capítulo 3 e são rerepresentados a seguir:

$$G_i(s) = \frac{V_o}{sL + r} \quad (5.19)$$

$$G_v(s) = \frac{I_L}{sC} \quad (5.20)$$

A equação (5.19) apresenta a função de transferência,  $G_i(s)$ , da corrente de entrada em relação ao valor médio das razões cíclicas das chaves S1 e S2. O controle da corrente de entrada é necessário para que o algoritmo de rastreamento de máxima potência das células fotovoltaicas possa ser realizado, uma vez que o mesmo fornece periodicamente um valor constante de referência de corrente que o conversor deve seguir. Para esta malha o tempo de acomodação de 5% do valor final definido foi de 2 milissegundos.

A função de transferência,  $G_v(s)$ , apresenta a dinâmica da tensão de saída  $V_{o2}$  em relação a diferença de razões cíclicas ( $\Delta D$ ) das chaves S1 e S2. O controle dessa tensão é importante para garantir que o conversor trabalhe com os esforços de tensão e corrente iguais nos pares de chaves S1-S2 e D1-D2. Para isso, a referência de tensão utilizada,  $V_{o2ref}$ , é a metade da tensão de saída do conversor. Para esta malha o tempo de acomodação de 5% do valor final definido foi de 20 milissegundos.

O controlador Proporcional-Integral (PI) da forma

$$C_i(s) = \frac{K_{pi}(s + w_z)}{s} \quad (5.21)$$

foi utilizado para a malha de controle da corrente de entrada a fim de obter erro nulo para seguimento de referência do tipo degrau. O diagrama do sistema de controle é apresentado na Figura 42.

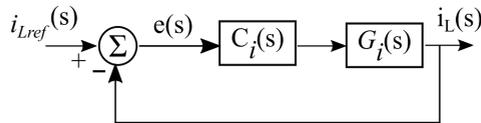


Figura 42 – Sistema de controle da corrente de entrada ( $I_L$ ).

Para obtenção de uma resposta sem sobressinal à referência do tipo degrau, o projeto do controlador foi realizado por cancelamento de polos de forma a resultar em um sistema de primeira ordem, uma vez que a perturbação imposta pelo erro de quantização do modulador PWM na

entrada da planta controlada é desprezada. O polo da planta em  $s = -r/L$  foi cancelado com um zero. Logo  $w_z = r/L$  e a equação de transferência da malha fechada do sistema é

$$\frac{I_L(s)}{I_{Lref}(s)} = \frac{KpiVo/L}{s + KpiVo/L}. \quad (5.22)$$

Assim a constante de tempo do sistema é

$$\tau_i = \frac{L}{Vo \cdot Kpi} \quad (5.23)$$

Com isso, a constante  $Ki$  pode ser encontrada para a restrição do tempo de acomodação de 5%,  $\tau_{5\%}=2$  ms, e a relação  $\tau_{5\%} = 3\tau_i$ . O resultado dos parâmetros do controlador PI é apresentado na Tabela 15.

Recomenda-se que o período de amostragem da variável controlada seja, pelo menos, 20 vezes menor que o tempo de acomodação de 5% (FRANKLIN et al., 1994), ou seja,

$$T_a = \frac{\tau_{5\%}}{20}. \quad (5.24)$$

Dessa forma, o período de amostragem de 100 microssegundos foi definido para a lei de controle da corrente de entrada, ou  $f_{ai} = 10$  kHz.

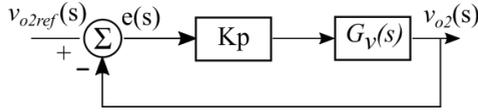
Parâmetro	Valor
$w_z$	1364 rad/s
$Kpi$	0,000892

Tabela 15 – Parâmetros do controlador PI para controle de corrente.

Para a malha de controle da tensão  $V_{o2}$  o controlador proporcional foi utilizado por apresentar erro nulo em regime permanente para referência do tipo degrau, novamente a perturbação no sinal de controle imposta pelo erro de quantização do modulador PWM é desprezada. A Figura 43 apresenta o diagrama do sistema de controle para a tensão  $V_{o2}$ .

O sistema em malha fechada apresenta a equação de transferência de primeira ordem

$$\frac{V_{o2}(s)}{V_{o2ref}(s)} = \frac{Kpv \cdot I_L/C}{s + Kpv \cdot I_L/C}. \quad (5.25)$$

Figura 43 – Sistema de controle da tensão  $V_{o2}$ .

Logo a constante de tempo para esse sistema é

$$\tau_v = \frac{C}{K_{pv} \cdot I_L} \quad (5.26)$$

Com isso, a constante  $K_{pv}$  pode ser encontrada com a restrição do tempo de acomodação de 5%,  $\tau_{5\%} = 20$  ms, e a relação  $\tau_{5\%} = 3\tau_v$ . O resultado do ganho proporcional projetado é apresentado na Tabela 16. Novamente, o período de amostragem pode ser definido através da relação em (5.24) e, neste caso, é 1 milissegundo, ou  $f_{av} = 1$  kHz.

Parâmetro	Valor
$K_{pv}$	0,00127

Tabela 16 – Parâmetros do controlador proporcional para controle da tensão  $V_{o2}$ .

Os controladores projetados no domínio do tempo contínuo são discretizados através da aproximação de Tustin. Nesse processo, a variável complexa  $s$  é substituída por

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (5.27)$$

onde  $T_a$  é o período de amostragem da variável controlada. A equação discretizada resultante para o controlador Proporcional-Integral é

$$u[n] = u[n - 1] + e[n] \cdot k_p \cdot \left( \frac{wz \cdot T_a}{2} + 1 \right) + e[n - 1] \cdot k_p \cdot \left( \frac{wz \cdot T_a}{2} - 1 \right). \quad (5.28)$$

Onde  $u[n]$  é a variável de controle e  $e[n]$  é o sinal de erro. Da mesma forma, para o controlador proporcional a equação resultante é

$$u[n] = e[n] \cdot Kp. \quad (5.29)$$

As leis de controle projetadas são executadas no microcontrolador, que adquire os valores das variáveis controladas através do conversor analógico-digital com a frequência de amostragem calculada, e atua utilizando o modulador de largura de pulso nos sinais de comandos das chaves S1 e S2.

### 5.3.5 Projeto dos circuitos auxiliares

Os circuitos auxiliares são projetados para possibilitar o funcionamento do circuito principal do conversor. As variáveis que precisam ser controladas são obtidas por meio de sensores e esses sinais devem ser condicionados para a aquisição e uso. Fontes de tensão isoladas auxiliares são utilizadas para alimentar os circuitos e sensores.

Para obter o valor da corrente de entrada, um transdutor de efeito hall é utilizado. O circuito integrado ACS712, da marca Allegro ([MICROSYSTEMS, 2017](#)), suporta correntes de até 20 A e fornece esse valor em forma de tensão, com sensibilidade de 185 mV/A somado a uma tensão de *offset* de 0,5 Volts. Um circuito subtrator é utilizado para remover o *offset* de 0,5 Volts e um ganho de 1,42 é necessário para adequar ao valor máximo de 3,3 Volts para o conversor A-D. A Figura 44 mostra o circuito utilizado, o resistor RG define o ganho do amplificador de instrumentação (INA), que faz a operação de subtração da tensão de saída do sensor de corrente com a tensão de *offset*. O sinal *ILAD* é conectado ao conversor A-D.

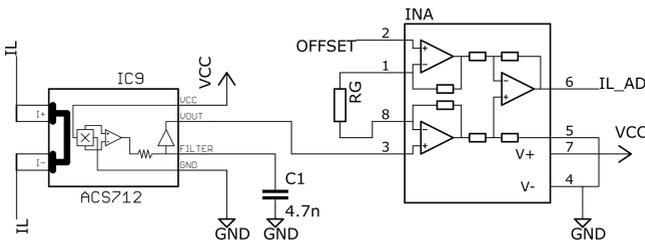


Figura 44 – Condicionamento de sinal do sensor de corrente de entrada  $I_L$ .

A tensão de saída no ponto  $Vo2$  é amostrada através de um divisor resistivo de tensão e fornecida ao conversor analógico-digital do microcontrolador. Para aumentar a precisão dessa medida os resistores

utilizados são de 1% de tolerância e um amplificador seguidor é usado. O circuito é apresentado na Figura 45, onde o divisor resistivo é composto pelos resistores R1 e R2 e o capacitor C proporciona um filtro de primeira ordem para o sinal amostrado em  $V_{o2}$  e fornecido à saída  $V2\_AD$ .

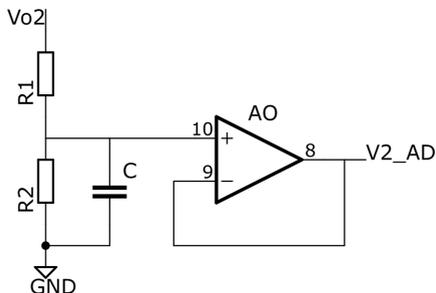


Figura 45 – Condicionamento de sinal da tensão de saída  $V_{o2}$ .

A tensão do painel fotovoltaico é adquirida com um sensor isolado modelo AMC1100, do fabricante *Texas Instruments* (TI, 2014). Um divisor de tensão resistivo é utilizado no pino de entrada do sensor para reduzir a tensão do painel,  $V_{i+}$ , ao nível de tensão suportado pelo sensor (250 mV). A saída do sensor isolado é fornecida com dois sinais complementares, assim um circuito diferenciador foi adicionado para condicionar esse sinal ao conversor A-D do microcontrolador. A Figura 46 apresenta o circuito utilizado.

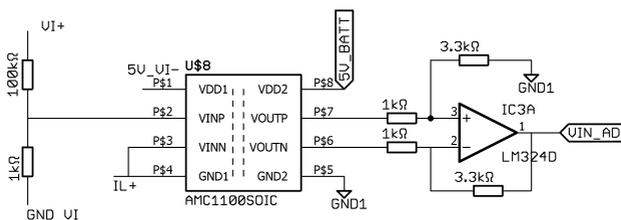


Figura 46 – Condicionamento de sinal da tensão de entrada,  $V_{i+}$ , do CBTN.

Cada transistor do CBTN é acionado por um *gate driver* isolado através do sinal de comando fornecido pelos moduladores de largura de pulso do microcontrolador. O circuito integrado utilizado é o AduM3220, fabricado pela *Analog Devices* (DEVICES, 2012).

As fontes de tensões que alimentam os *gates drivers* devem ser isoladas e são fornecidas por dois módulos B1209S, da fabricante *Mornsun* (MORNSUN, 2015). Esse módulo é um conversor CC-CC isolado de baixa potência (1 W), alimentado pelo banco de baterias do sistema e fornece 9 Volts na saída. As tensões de saída desses módulos são reguladas através de reguladores lineares de tensão (LM7805) para fornecer 5 Volts aos *gates drivers* e o sensor de tensão isolado AMC1100.

### 5.3.6 Projeto da placa de circuito impresso

No projeto da placa de circuito impresso optou-se por componentes que possuem encapsulamento com perfil de montagem em superfície. Esses oferecem a vantagem de ter menor massa, se comparados a outros tipos de encapsulamentos, tal como *through-hole*, o que permite uma densidade maior de componentes na placa projetada.

As chaves semicondutoras S1 e S2 e os diodos D1 e D2 têm perdas de potência por condução, por isso a planilha do Apêndice C apresenta os cálculos do aumento de temperatura nesses componentes com o conversor operando com potência nominal. Esse aumento é obtido em função dos valores de resistências térmicas de cada componente fornecidos pelo fabricante e da potência que o mesmo dissipa em calor. Foi utilizado o aumento máximo de temperatura do indutor (40 °C) em potência nominal como limite para aumento de temperatura nas junções dos diodos e chaves semicondutoras. Como resultado, a superfície de cobre na qual os componentes estão soldados é utilizada para dissipar o calor gerado.

## 5.4 Projeto do MPPT

A técnica perturba e observa é utilizada para fazer o rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. Essa técnica foi escolhida devido a baixa complexidade computacional requerida e por apresentar alto rendimento (> 98%), atendendo os requisitos para essa aplicação (JESUS et al., 2016).

Um sistema contendo os principais componentes para simulação do rastreador de máxima potência foi criado no software Psim. A simulação utilizou o modelo funcional de um painel fotovoltaico (PFV) com as características elétricas do arranjo utilizado neste trabalho, apresentadas na Tabela 9. O objetivo do uso do modelo funcional é simplificar a simulação, uma vez que ele será utilizado apenas para validar o projeto do algoritmo MPPT. Além disso, um modelo mais detalhado do comportamento físico

das células fotovoltaicas exige que sejam obtidas curvas experimentais em ambiente com temperatura e irradiância controladas.

O ambiente de simulação contém o bloco que executa o algoritmo perturba e observa (P&O), o modelo ideal do conversor *boost* de três níveis (CBTN) e um banco de baterias como carga. A Figura 47 apresenta os blocos utilizados na simulação.

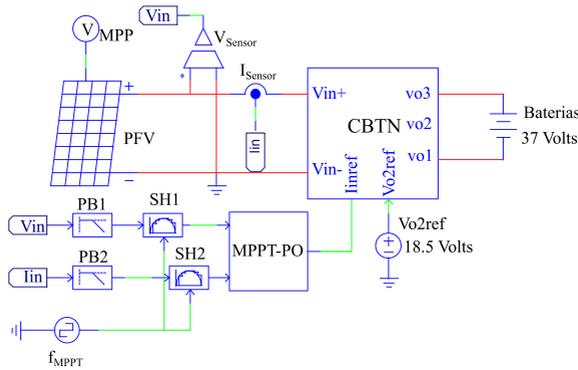


Figura 47 – Ambiente de simulação do algoritmo MPPT.

Uma simulação foi executada para obter a curva de resposta da potência do painel fotovoltaico em função da corrente de entrada no conversor CC-CC para a irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$ . Para isso, o valor de referência para o controle da corrente de entrada foi variado entre zero e a corrente de curto-circuito do painel. Através dos sensores de tensão  $V_{sensor}$  e corrente de entrada  $I_{sensor}$ , a potência do painel fotovoltaico foi obtida e o resultado é apresentado na Figura 48. Nessa figura, o eixo horizontal apresenta a corrente de entrada no conversor e a potência obtida do painel fotovoltaico o eixo vertical.

O algoritmo perturba e observa é executado no bloco MPPT-PO da Figura 47. Tal bloco permite a programação do algoritmo diretamente na linguagem C, o que facilita sua migração para o ambiente real de execução, ou seja, o microcontrolador utilizado no EMS. Os sinais de entrada são a corrente e tensão de entrada que são obtidas pelos sensores  $V_{sensor}$  e  $I_{sensor}$ , filtradas pelos filtros passa-baixas nos blocos PB1 e PB2 e amostradas pelos blocos SH1 e SH2 com frequência  $f_{MPPT}$ . Como saída, o algoritmo fornece o valor de referência da corrente de entrada do conversor ( $I_{ref}$ ) de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 10 no Capítulo 2.

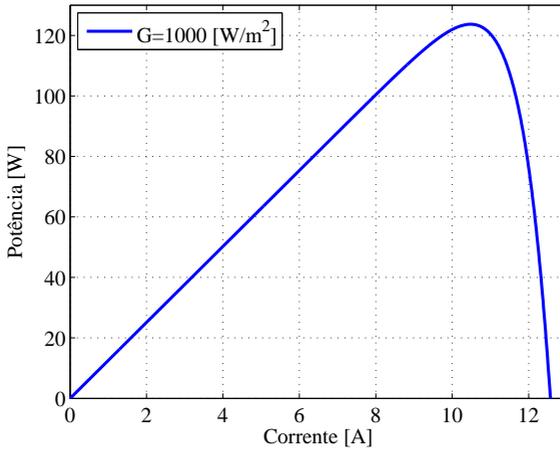


Figura 48 – Resultado de simulação da potência do arranjo fotovoltaico em função da corrente de entrada do CBTN.

#### 5.4.1 Definição do período de perturbação

A frequência de perturbação do MPPT ( $f_{MPPT}$ ) define o tempo de convergência do algoritmo até a obtenção do MPP. A restrição do período de perturbação é o tempo de acomodação do sistema de controle da corrente de entrada do CBTN, que neste trabalho foi utilizado o tempo de acomodação de 5% da corrente de entrada. Logo, o período de perturbação deve ser

$$T_{MPPT} \geq \tau_{5\%}. \quad (5.30)$$

O período  $\tau_{5\%}$  é encontrado através da equação (5.24), onde  $T_a = T_{ai}$  :

$$\tau_{5\%} = T_{ai} \cdot 20 \quad (5.31)$$

Assim,

$$T_{MPPT} \geq 2ms. \quad (5.32)$$

Um compromisso entre o período mínimo e oscilação em torno do MPP definiu a escolha do período em  $T_{MPPT} = 20 \text{ ms}$ .

### 5.4.2 Definição do valor de perturbação da corrente de entrada

Como apresentado anteriormente, o valor do passo de perturbação é um compromisso entre o tempo de convergência e eficiência estática do rastreador de máxima potência. Para definir o valor da perturbação uma simulação com o sistema apresentado anteriormente foi realizada. O passo de perturbação foi ajustado para se obter a potência média em regime permanente de no mínimo 99% da potência máxima disponível no painel fotovoltaico, fornecida pelo modelo funcional através do sinal MPP da figura 47. O valor obtido é

$$\delta I = 0,1A. \quad (5.33)$$

## 5.5 Projeto do banco de baterias e BMS

Os motores propulsores especificados no projeto aeronáutico, apresentado na seção 4.3.2, definem a tecnologia e o número de células do banco de baterias utilizado pelo projeto do VTOL-CP. O banco de baterias consiste de dez células de baterias de lítio-polímero agrupadas em série para fornecer a tensão nominal de 37 Volts.

Para realizar os experimentos que são apresentados no capítulo 6 um banco de baterias com características similares foi projetado. O mesmo é composto de dois pacotes de baterias de 4 células da marca *Zippy* (RCMODELSGOUT, 2017) e um pacote de baterias de 2 células da marca *Venom* (VENOM, 2017), ambas com capacidade de 4Ah. Os dados apresentados na Tabela 17 resumem as características do banco de baterias projetado.

Parâmetro	Valor
Corrente máxima de descarga ( $I_{DSC_M}$ )	20 A
Corrente máxima de carregamento ( $I_{CHG_M}$ )	4 A
Máxima tensão de carregamento em cada célula (EOCV)	4,2 V
Tensão mínima de descarregamento em cada célula (EODV)	3,0 V
Temperatura máxima em carregamento ( $T_M$ )	60 °C
Capacidade de carga (C)	4 Ah

Tabela 17 – Características do banco de baterias projetado.

Para monitorar as variáveis do banco de baterias do VTOL-CP,

usou-se um circuito integrado dedicado para essa função. O circuito integrado BQ76930, da fabricante Texas Instruments, foi escolhido e é capaz de monitorar as tensões de até 10 células, a corrente e a temperatura do pacote de baterias (TI, 2016). O CI utiliza comunicação digital com protocolo I2C e pode ser programado para gerar alertas através de uma porta de saída digital quando alguma falha ocorrer, tais como sobrecorrente, sobretensão, subtensão, etc.

O fluxo de projeto do monitor de baterias segue as orientações fornecidas pelo fabricante na folha de dados do CI utilizado, por isso, detalhes do circuito são omitidos e apenas os principais componentes são detalhados. O esquemático do circuito resultante é apresentado no Apêndice D. Para cada célula de bateria monitorada um filtro de primeira ordem formado por um resistor e um capacitor é utilizado, a frequência de corte do filtro é de 159,1 Hz. A diferença de potencial gerada no resistor  $R_{SNS}$ , responsável por medir a corrente do ramo de baterias, não deve ultrapassar 200 mV. Assim, um resistor de 0,01  $\Omega$  com tolerância de 1% e baixo coeficiente de temperatura (50 ppm/ $^{\circ}C$ ) foi utilizado e é capaz de medir correntes de até 20 A. Um resistor de 10 k $\Omega$  modelo B57164K com coeficiente negativo de temperatura é utilizado como sensor de temperatura do banco de baterias.

O diagrama da Figura 49 apresenta o circuito simplificado do banco de baterias, o bloco “BMS” representa o CI BQ76930 utilizado como monitor das variáveis da bateria. A flecha “I2C” representa a saída dos dados monitorados através do protocolo de comunicação digital I2C. Cada célula de bateria ( $V_{c1}$ - $V_{c10}$ ) é conectada ao BMS para a sua tensão ser adquirida e informada ao EMS. O resistor “R(T)” é responsável por capturar a temperatura do banco de baterias.

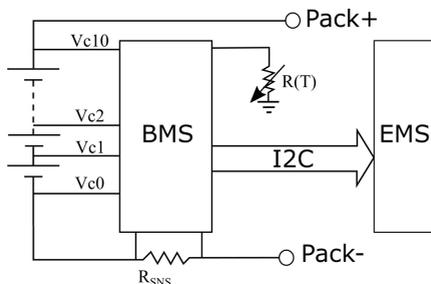


Figura 49 – Diagrama simplificado do banco de baterias.

## 5.6 Projeto do EMS

O sistema de gerenciamento de energia é resultado da integração, através de uma unidade de processamento, entre os módulos anteriormente projetados. Para gerenciar os módulos apresentados, o sistema gerenciador de energia é programado segundo a máquina de estados apresentada na seção 4.2. O valor de  $\Delta SoC$  utilizada é de 5% e o  $SoC$  é obtido pela estimação gerada pela técnica de contagem de Coulomb. As tensões de cada uma das dez células ( $V_{cell}[10]$ ) são verificadas utilizando a comunicação com o BMS. O sinal “CC-CC” é responsável por ativar e desativar o CBTN e o sinal “Alerta” é disponibilizado ao gerenciador de voo.

A unidade de processamento e periféricos do EMS é realizada em um microcontrolador modelo STM32F103C8T6, da fabricante *STMicroelectronics* (*STMICROELECTRONICS, 2015*), utilizando a frequência de *clock* em 72 MHz. A escolha do mesmo foi baseada na capacidade de realização de cálculos com 32 bits que são executados nas leis de controle, na quantidade de pinos com capacidade de conversão A-D dos sinais que necessitam ser amostrados, no modulador PWM com duas saídas complementares que são utilizadas para controlar as chaves S1 e S2 do conversor e nos diferentes canais de comunicação possíveis de se utilizar, tais como I2C, serial, USB, etc. Para programação do microcontrolador é utilizada a linguagem C e o software *IAR Embedded Workbench*<sup>1</sup>.

As atividades que a unidade de processamento realiza são: a execução do algoritmo MPPT do tipo perturba e observa, o monitoramento das variáveis do banco de baterias (tensão individual de cada uma das dez células, a corrente e a temperatura do banco de baterias), a execução das leis de controle da tensão  $V_{o2}$  e corrente de entrada do CBTN e, a comunicação com o gerenciador de voo para enviar o estado de energia.

A execução do algoritmo MPPT na unidade de gerenciamento é realizada periodicamente, com período  $T_{MPPT}$ . A sequência de instruções apresentadas no fluxograma da figura ?? da seção 5.4 é executada a cada iteração do algoritmo, consistindo da amostragem da tensão e corrente, cálculo da potência e definição do sinal de perturbação.

A unidade de processamento se comunica com o BMS em períodos fixos de 250 milissegundos a fim de obter as tensões individuais de cada célula, a corrente e a temperatura do banco de baterias. Com o valor da corrente no banco de baterias, uma técnica de obtenção do estado de carga

---

<sup>1</sup> Página do software IAREWB: <<https://www.iar.com/iar-embedded-workbench/>>

pode ser utilizada. Para isso, a corrente do ramo de baterias é obtida em períodos fixos ( $\Delta t=250\text{ ms}$ ) e o valor do estado de carga é atualizado pela relação

$$SoC[n] = \frac{Q_i - \sum_0^n I_B[n]\Delta t}{Q_M}, \quad (5.34)$$

onde  $Q_i$  é a capacidade inicial de carga no banco de baterias,  $Q_M$  é a capacidade máxima de carga e  $I_B[n]$  é a corrente amostrada da bateria. O sinal da corrente foi definido como positivo quando a mesma é drenada da bateria e negativo quando imposta à ela. O valor acumulado no somador representa a carga que foi drenada ou imposta à bateria, no qual a unidade utilizada é o Ampère-hora (Ah).

Para realizar a lei de controle da corrente de entrada do CBTN, uma sequência de interrupções geradas por temporizador (TIM2) foi programada para ocorrer em períodos fixos ( $T_{ai}$ ). Quando uma interrupção ocorre, as instruções para aquisição, cálculos da lei de controle e atuação são realizadas conforme apresentado na Figura 50. Da mesma forma, para a lei de controle da tensão  $V_{o2}$ , em que o temporizador TIM4 é programado para gerar interrupções em períodos fixos ( $T_{av}$ ), conforme apresentado na Figura 51. A Tabela 18 apresenta o tempo médio de processamento para cada interrupção utilizada do microcontrolador.

Motivo da interrupção	Tempo de processamento ( $\mu s$ )
Lei de controle da corrente	26,4
Lei de controle da tensão $V_{o2}$	17,8
Algoritmo MPPT	10,0

Tabela 18 – Tempos de processamento em cada interrupção do processador.

A atuação das leis de controle é feita alterando-se o valor das razões cíclicas que comandam as chaves semicondutoras S1 e S2. Um modulador PWM com duas saídas é utilizado através da comparação entre os valores de referência com uma onda triangular gerada pelo temporizador TIM3 do microcontrolador. A onda triangular é programada para ter a frequência de chaveamento definida para o conversor ( $f_c = 50\text{ kHz}$ ).

Para proteger o circuito do conversor contra sobretensão na saída, caso a carga seja desconectada acidentalmente, uma interrupção é gerada caso a tensão de saída ultrapasse o valor determinado ( $V_{OMax} > 45\text{ Volts}$ ).

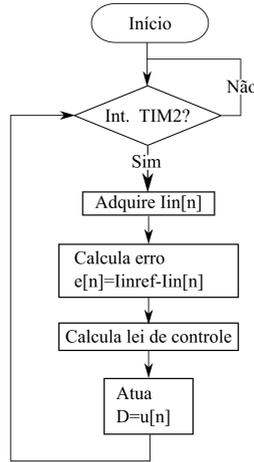


Figura 50 – Fluxograma da lei de controle da corrente de entrada,  $I_L$ , executada na unidade de processamento.

Como resultado, a Figura 52 apresenta um diagrama simplificado da unidade de processamento do EMS, com suas respectivas entradas e saídas. As entradas  $I_{LAD}$ ,  $V_{INAD}$  e  $V_{2AD}$  são sinais de tensão que são conectados aos conversores A-D para aquisição. O sinal  $V_{om\acute{a}x}$  é conectado ao periférico que gera interrupção na unidade de processamento e é utilizado para proteger o conversor CC-CC em caso de tensão de saída elevada. Os sinais de saída do modulador de largura de pulso (PWM)  $DS1$  e  $DS2$  são enviados aos *gate drivers* responsáveis por acionar as chaves S1 e S2 do conversor. Dois canais de comunicação são utilizados. Para troca de informações com o circuito integrado responsável pelo BMS o protocolo I2C é utilizado, enquanto que para a comunicação com o gerenciador de voo (GV) a porta serial é disponibilizada.

## 5.7 Comentários finais

Este capítulo apresentou o projeto de cada módulo do sistema de gerenciamento de energia proposto para a aplicação no VTOL-CP. O conversor boost de três níveis foi projetado para processar a potência nominal fornecida pelo painel de células fotovoltaicas através do algoritmo

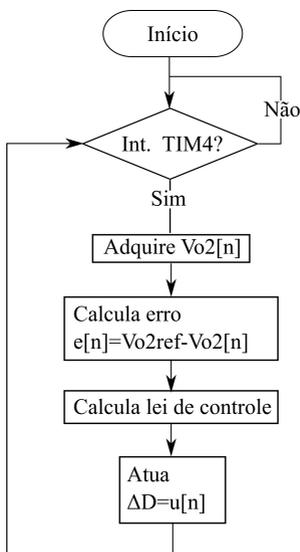


Figura 51 – Fluxograma da lei de controle da tensão  $V_{o2}$  executada na unidade de processamento.

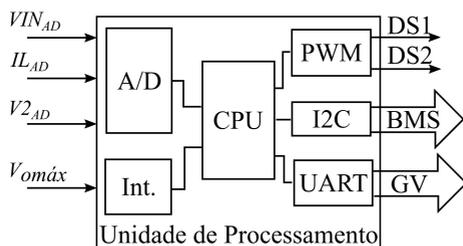


Figura 52 – Diagrama simplificado da unidade de processamento.

rastreador de máxima potência do tipo perturba e observa, que se mostrou um método simples e eficiente. Os sistemas de controle do conversor foram projetados com objetivo de utilizarem controladores simples, contudo, capazes de rastrear os sinais desejados.

O banco de baterias foi definido de acordo com os requisitos do projeto do VTOL-CP e um subsistema de gerenciamento do mesmo foi projetado e é utilizado para prover dados à unidade de processamento para

---

estimação do estado de carga das baterias. Assim, a técnica de contagem de Coulomb foi sugerida para essa função. A máquina de estados que gerencia os módulos foi finalmente proposta e implementa o sistema de gerenciamento de energia fotovoltaica.

Pode-se observar que para cada módulo do sistema, diferentes técnicas podem ser aplicadas. Entretanto, neste trabalho foram utilizadas técnicas consolidadas com o objetivo do desenvolvimento do sistema gerenciador de energia e atingir o aumento da autonomia de um VANT. Nesse sentido, os resultados obtidos com os protótipos construídos e detalhes dos experimentos são apresentados no próximo capítulo.



## 6 Implementação e resultados

Este capítulo apresenta o protótipo do sistema gerenciador de energia que foi construído e experimentado a fim de validar o projeto realizado no capítulo anterior. Inicialmente, cada módulo do sistema e os resultados individuais são apresentados. A respeito do conversor *boost* de três níveis, são apresentadas as formas de ondas, o rendimento e a resposta ao degrau para os sistemas de controle. Os resultados do rastreador MPPT em simulação e experimentos são descritos. São expostos os resultados do experimento de calibração do banco de baterias utilizando o BMS. Com a integração dos módulos, a máquina de estados do sistema gerenciador de energia é experimentada e as formas de ondas resultantes discutidas. Finalmente, utilizando os resultados obtidos, são apresentadas estimativas do aumento do tempo de voo do VTOL-CP para quatro casos distintos.

### 6.1 Arranjo fotovoltaico na estrutura do VTOL-CP

Com o resultado da disposição das células fotovoltaicas apresentado na Figura 40 do capítulo anterior, as células escolhidas foram inseridas em estruturas fabricadas em isopor de alta densidade com as dimensões do projeto mecânico do VTOL-CP. O objetivo dessas estruturas é simular o perfil curvo das asas do VTOL-CP e permitir que a disposição das células seja a mesma projetada, uma vez que o protótipo do VTOL-CP está em desenvolvimento.

A construção das asas e fixação das células fotovoltaicas nas mesmas foi realizada no Laboratório de Montagem Mecatrônica do DAS/UFSC. Para fixar e conferir robustez mecânica nas células fotovoltaicas, na etapa de laminação da estrutura das asas foi empregada resina de epóxi sobre as mesmas. A massa adicionada pela resina em cada célula fotovoltaica foi obtida através da medida da massa da asa antes e após a aplicação da mesma, resultando em um valor médio de 5,6 gramas.

O resultado da construção das asas e fuselagem com as células fotovoltaicas é apresentado na Figura 53. Observam-se as células inseridas no perfil curvo das asas. A superfície em que as células foram alocadas na fuselagem não apresenta curvatura e, por isso, nesse protótipo são dispostas em uma placa plana.



Figura 53 – Estrutura utilizada no experimento do arranjo fotovoltaico

Parâmetro	Valor
Tensão de circuito aberto	10,69 V
Corrente de curto-circuito	10,62 A

Tabela 19 – Resultados do arranjo fotovoltaico.

Um experimento é realizado para obter as características reais do arranjo fotovoltaico com o posicionamento das células conforme apresenta a Figura 53. Para isso, a estrutura foi posicionada em um local plano, durante o meio-dia solar, sob condição climática de dia ensolarado sem nuvens, onde se simula o VTOL-CP com a dianteira da aeronave apontada para o sul geográfico. Com isso, as características elétricas medidas do arranjo fotovoltaico, para o 263º dia do ano, são apresentadas na Tabela 19.

## 6.2 Conversor *boost* de três níveis

O protótipo desenvolvido do CBTN é apresentado na Figura 54. Além do conversor, a unidade de processamento, que inclui o modulador PWM e os circuitos auxiliares, está integrada à placa de circuito impresso projetada. A massa do protótipo foi medida e resultou em 65 gramas. Com isso, a relação entre a potência nominal e a massa é de 1892 W/kg. A partir do protótipo do conversor construído, alguns experimentos para comprovar o funcionamento do mesmo foram realizados e são apresentados a seguir.

### 6.2.1 Principais formas de onda

Para observar as principais formas de onda do conversor boost de três níveis um primeiro experimento em bancada foi conduzido. Nos terminais de entrada do conversor foi utilizada uma fonte de bancada modelo

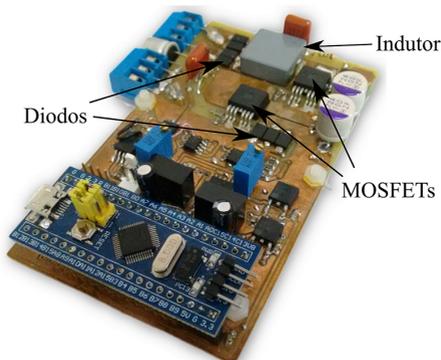


Figura 54 – Fotografia do protótipo do conversor *boost* três níveis.

PS-6000 da fabricante ICEL com a tensão de 10,4 Volts para simular a condição de máxima potência do arranjo fotovoltaico. O experimento foi realizado com a malha de controle da tensão de saída no ponto médio ( $V_{o2}$ ) fechada, o valor de referência utilizado foi a metade da tensão de saída ( $V_o$ ). A razão cíclica média foi ajustada em malha aberta até o conversor operar na potência nominal, ou seja, com  $D=0,675$ .

Com objetivo de observar o funcionamento, as formas de onda da corrente do indutor ( $I_L$ ) e das tensões de comando das chaves S1 e S2 foram obtidas utilizando o osciloscópio Tektroniks TDS3014C e são apresentadas na Figura 55. Pode-se observar a onda triangular característica da corrente no indutor, onde a inclinação positiva significa o carregamento do mesmo através da energia de entrada e a inclinação negativa o descarregamento nas cargas. Como projetado, o valor da corrente de entrada com o conversor operando em potência nominal é  $I_L = 11,8$  A.

### 6.2.2 Rendimento do conversor

De modo a obter a curva de rendimento em função da potência processada pelo conversor, o seguinte experimento em bancada foi realizado. Foram utilizados dois resistores de  $16 \Omega$  em paralelo como cargas, com a capacidade de dissipar 160 W cada e uma fonte de bancada PS-6000 para fornecer a tensão de entrada. Para alterar a potência de saída, a razão cíclica média ( $D$ ) foi modificada para cada ponto medido. As medidas foram realizadas com o osciloscópio TDS3014C utilizando duas ponteiros

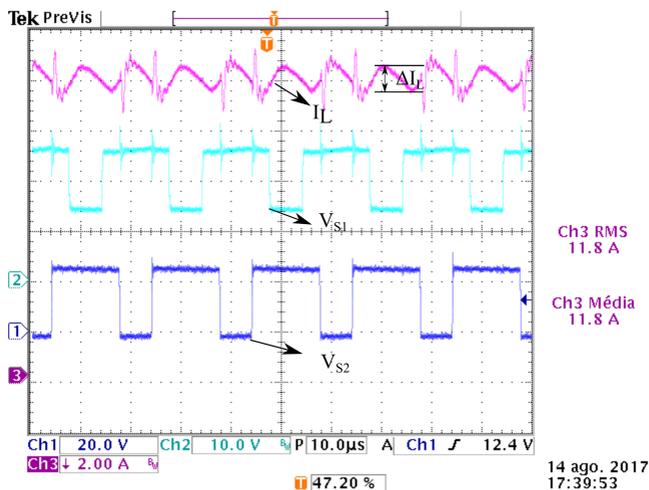


Figura 55 – Formas de onda experimentais da corrente do indutor e tensões de comando das chaves S1 e S2.

de tensão, sendo uma para a entrada e outra para a saída do conversor, e uma ponteira de corrente modelo A622 para medir a corrente de entrada e saída.

O resultado do experimento é apresentado na Figura 56. A escala horizontal apresenta a faixa de potência de saída do conversor, enquanto a escala vertical apresenta o rendimento obtido através da relação entre a potência de saída e entrada do CBTN. Para a faixa de potência de saída entre 22 e 114,5 W o rendimento foi superior a 93,5%.

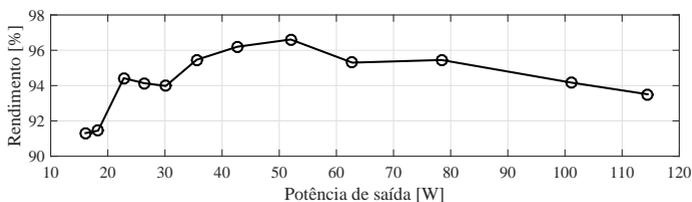
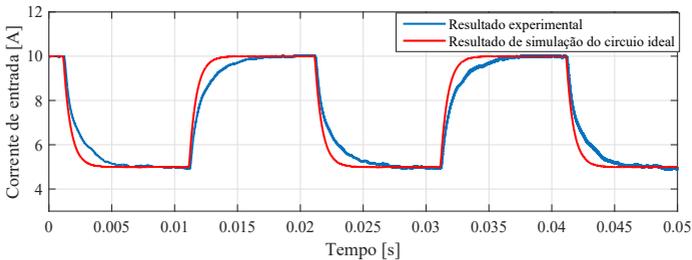


Figura 56 – Resultado do rendimento do conversor *boost* de três níveis em função da potência de saída.

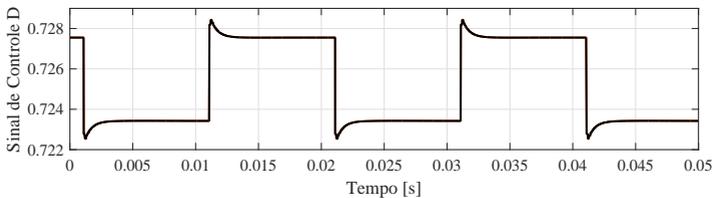
### 6.2.3 Controle da corrente de entrada

A validação da lei de controle através do seguimento de referência da corrente de entrada foi realizada em bancada. O conversor *boost* de três níveis foi alimentado por fonte de tensão contínua com tensão de 10,4 V e o banco de baterias conectado à saída ( $V_{Bat} = 37$  V), a lei de controle e referências foram executadas no microcontrolador do sistema EMS.

A referência da corrente de entrada foi uma onda retangular com amplitude de 5 e 10 A com frequência de 50 Hz. A corrente de entrada foi adquirida utilizando osciloscópio e, para filtrar os ruídos, a média de 16 amostras foi utilizada. A Figura 57a apresenta uma comparação entre as respostas aos degraus de referência da corrente de entrada para o caso do experimento realizado e da simulação do circuito ideal. Observa-se que foi possível obter rastreamento da corrente desejada, porém com um tempo de acomodação maior do que o projetado, mas que não compromete o funcionamento do sistema. O resultado de simulação do sinal de atuação do compensador é apresentado na Figura 57b a fim de observar o seu valor máximo quando aplicados os degraus de referência.



(a) Comparação da resposta ao degrau da corrente de referência entre o resultado experimental e simulado.

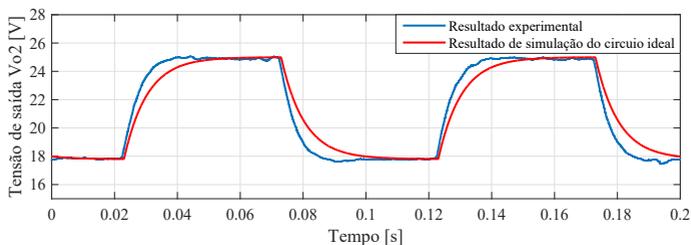


(b) Resultado de simulação do sinal de atuação do sistema de controle.

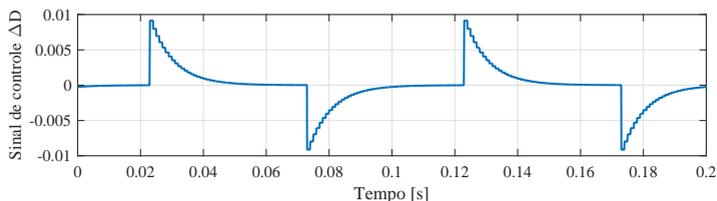
Figura 57 – Resultados do sistema de controle da corrente de entrada do conversor *boost* de três níveis.

### 6.2.4 Controle da tensão de saída $V_{o2}$

O experimento para verificação da lei de controle da tensão de saída no ponto médio é realizado com a corrente de entrada constante em 10 A. A fonte de tensão alimenta o conversor e o banco de baterias impõe a tensão de saída no mesmo. A referência da tensão de saída  $V_{o2}$  utilizada foi uma onda retangular com amplitude de 18 e 25 Volts com frequência de 10 Hz. Os valores da tensão  $V_{o2}$  adquiridos com osciloscópio são comparados aos resultados de simulação do circuito ideal e apresentados na Figura 58a. O sinal de saída do compensador é apresentado na Figura 58b.



(a) Comparação da resposta ao degrau entre o resultado experimental e simulado.



(b) Resultado de simulação do sinal de saída do sistema de controle.

Figura 58 – Resultados do sistema de controle da tensão de saída  $V_{o2}$ .

## 6.3 Rastreador do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico

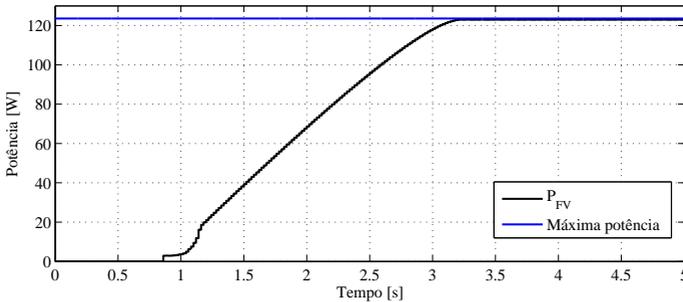
### 6.3.1 Resultados de simulação

Inicialmente, o algoritmo rastreador do ponto de máxima potência das células fotovoltaicas foi programado no ambiente de simulação apresentado na Figura 47. O painel fotovoltaico foi configurado para fornecer a

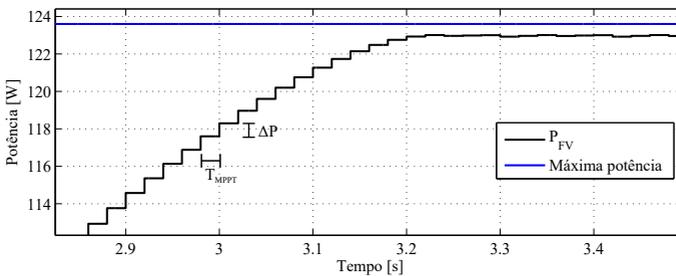
potência nominal no MPP=123,4 W, e o banco de baterias conectado à saída do CBTN com a tensão nominal ( $V_{Bat} = 37$  V).

Como resultado do algoritmo rastreador do tipo perturba e observa, a Figura 59a apresenta a curva de potência na saída do arranjo fotovoltaico e o valor esperado, representado pela máxima potência.

Para observar os efeitos da curva de rastreamento, a Figura 59b apresenta a curva de potência obtida próxima do ponto de convergência do algoritmo (MPP). É possível notar os degraus nos valores de potência ( $\Delta P$ ) a cada período de perturbação,  $T_{MPPT}$ , que são resultados dos incrementos na corrente de referência,  $\delta I$ , impostos pelo algoritmo perturba e observa.



(a) Resultado do algoritmo perturba e observa aplicado à simulação.



(b) Resultado do algoritmo perturba e observa aplicado à simulação próximo da máxima potência.

Figura 59 – Resultado da curva de rastreamento do ponto de máxima potência.

Com esse resultado é possível calcular a eficiência estática do algoritmo MPPT projetado neste trabalho. Para isso, os valores da potência

do arranjo fotovoltaico em regime permanente e a da potência máxima disponível são utilizados na equação (2.4), logo

$$\eta_e = \frac{122,9}{123,4} = 99,6\%. \quad (6.1)$$

### 6.3.2 Resultados experimentais

Com objetivo de observar o funcionamento do algoritmo MPPT sendo executado no protótipo construído neste trabalho, o experimento detalhado a seguir foi realizado.

A estrutura apresentada na Figura 53 foi exposta à luz solar no 248.º dia do ano, durante o pico de irradiância solar, ao meio-dia. A energia obtida pelas células fotovoltaicas é imposta ao banco de baterias através do CBTN. A potência de entrada do conversor foi adquirida através dos sensores de tensão e corrente do protótipo e a mesma é apresentada na Figura 60. Pode-se observar a convergência da potência obtida para um valor médio constante, que representa o MPP.

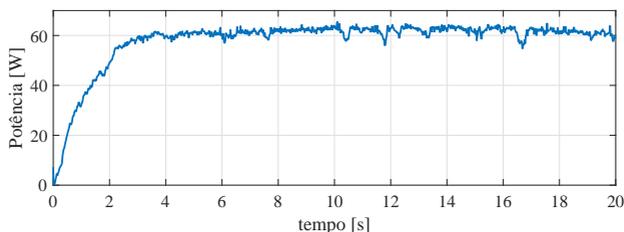


Figura 60 – Resultado da curva de rastreamento de máxima potência do arranjo fotovoltaico do protótipo.

Outro experimento com a estrutura da Figura 53 foi realizado no 263.º dia do ano, durante o meio-dia solar e em condição climática de dia ensolarado sem nuvens. Nestas condições, a potência média obtida na entrada do sistema, com o algoritmo MPPT sendo executado, foi de 72 W. Esse aumento se deve à irradiância no momento do experimento, que para essa data foi de  $821 \text{ W/m}^2$ , segundo registro da estação do INMET (Instituto Nacional de Meteorologia) em Florianópolis, para o período entre 12 e 13 horas <sup>1</sup>. Esse resultado é utilizado para realizar as estimativas do

<sup>1</sup> Obtido em: <http://www.inmet.gov.br>

aumento do tempo de voo no VTOL-CP que são apresentadas posteriormente.

## 6.4 Banco de baterias e BMS

Uma placa de circuito impresso com o circuito integrado BQ76930 foi confeccionada, como mostrada na fotografia da Figura 61. Observa-se a conexão para os terminais de cada célula ( $V_{c1} - V_{c10}$ ), o resistor responsável por medir a corrente ( $R_{SNS}$ ) e a conexão para o sensor de temperatura ( $R(T)$ ). Além disso, os terminais de saída do banco de baterias são mostrados ( $Pack$ ).

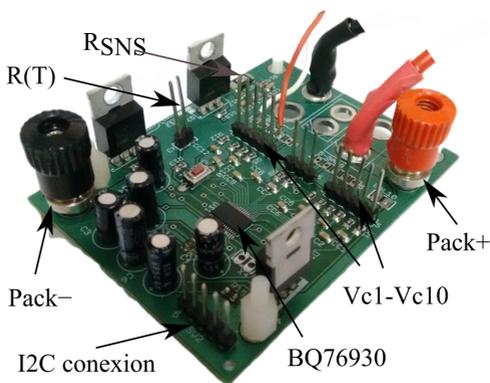


Figura 61 – Fotografia da placa de circuito impresso com o circuito BMS.

Para validar o sistema de gerenciamento de baterias o mesmo foi utilizado para obter cinco curvas de descarga do banco de baterias. Esses experimentos fazem parte do processo de calibração da técnica de estimação do estado de carga por contagem de Coulomb, em que a capacidade máxima do banco de baterias ( $Q_M$ ) deve ser definida por meio de uma média. Os resultados e o procedimento utilizado são apresentados a seguir.

### 6.4.1 Resultado de calibração do banco de baterias

Estes experimentos são iniciados com as baterias completamente carregadas com perfil de carregamento CC-CV. Foram utilizados dois resistores de  $16 \Omega$  em paralelo como cargas que dissipam a energia do banco de baterias e uma conexão utilizando protocolo de comunicação I2C para

obter os dados. Foram adquiridas as tensões de cada uma das dez células e a corrente do banco de baterias.

O resultado de uma descarga completa do banco de baterias é apresentado na Figura 62. As tensões das células são mostradas nas Figuras 62a e 62b, ao passo que a corrente é apresentada na Figura 62c. É possível observar a curva característica da tensão de descarga em cada célula até o instante  $t = 2900$  segundos. Neste momento, a tensão de fim de descarga (EODV) é atingida na célula *Vc6* e os resistores são desconectados, o que resulta em  $I_{Bat} = 0$ .

O valor da carga extraída do banco de baterias ( $Q_x$ ), através da técnica de contagem de Coulomb, é apresentado na Figura 62d. Observa-se que o valor ao final do experimento,  $t = 2900$  segundos, se refere à capacidade máxima de carga na bateria ( $Q_M$ ).

A Tabela 20 exhibe a capacidade máxima obtida para cada um dos cinco experimentos realizados e o valor médio resultante. O valor médio é utilizado para calibrar a capacidade de carga do banco de baterias usada no estimador do estado de carga.

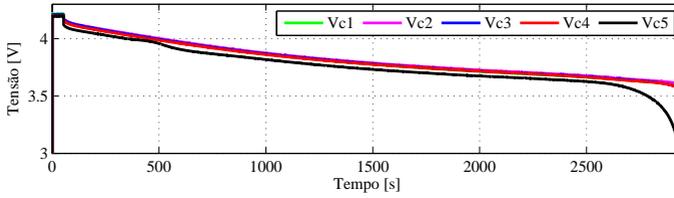
Experimento de descarga	Capacidade de carga (Ah)
1º	4,00
2º	4,03
3º	4,04
4º	3,98
5º	3,95
<i>Média</i>	4,00

Tabela 20 – Resultados dos experimentos de descarga do banco de baterias.

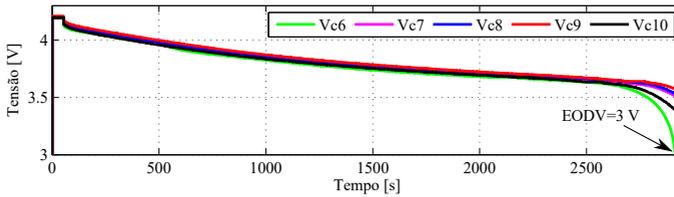
## 6.5 Sistema gerenciador de energia

O sistema de gerenciamento de energia, com a integração dos módulos apresentados anteriormente, foi testado em laboratório. O objetivo deste experimento foi validar a máquina de estados projetada. A energia de entrada foi fornecida pela fonte de alimentação de bancada, simulando uma condição de irradiância no painel fotovoltaico.

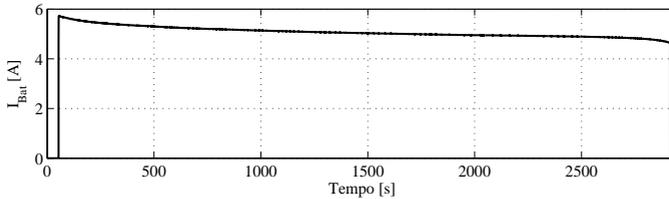
Os componentes presentes nesse experimento são ilustrados no diagrama da Figura 63. Esse consiste em uma fonte de alimentação PS-6000



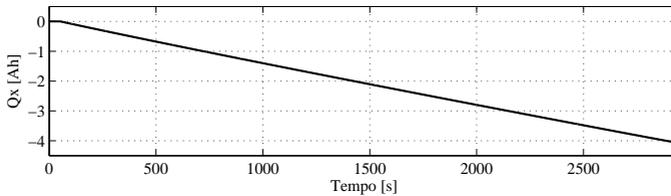
(a) Tensões das células Vc1-Vc5.



(b) Tensões das células Vc6-Vc10.



(c) Corrente no banco de baterias.



(d) Capacidade de descarga do banco de baterias.

Figura 62 – Resultado das curvas de descarga do banco de baterias.

conectada à entrada do conversor *boost* de três níveis e a saída do mesmo alimenta o banco de baterias e a carga ( $R_L$ ), comandada por uma chave. No banco de baterias, o BMS é responsável por adquirir e informar à unidade de processamento as tensões das baterias e a corrente por meio do canal

de comunicação com protocolo I2C.

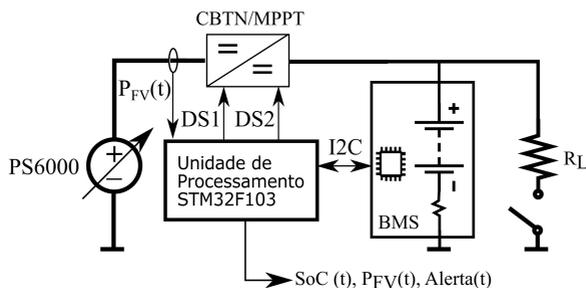


Figura 63 – Diagrama do ambiente utilizado para teste do EMS em laboratório.

A configuração da bancada de testes apresentada anteriormente foi montada conforme mostra a fotografia na Figura 64. Pode-se observar as conexões entre a fonte de entrada ( $P_{FV}$ ), o conversor *boost* de três níveis (CBTN), a placa com o circuito BMS e as cargas resistivas. Além disso, um conversor USB/Serial foi utilizado para obter as variáveis do sistema.

Para iniciar os testes, cada bateria foi totalmente carregada e balanceada utilizando um carregador com perfil CC-CV. Esse procedimento visa garantir que no início do experimento as baterias estejam com a capacidade máxima de carga, assim o estado de carga do banco de baterias é atualizado com um valor de  $SoC=100\%$ .

A Figura 65 apresenta os resultados obtidos em laboratório para um experimento do sistema gerenciador de energia. São apresentadas: as curvas de tensões de cada uma das dez células de baterias (Fig. 65a), a potência de entrada do sistema (Fig. 65b), o estado de carga (Fig. 65c) e a condição da máquina de estados do EMS (Fig. 65d).

O experimento inicia com o sistema no estado “Bateria carregada” em  $t_0$ , o conversor desligado e as cargas conectadas. Quando o SoC reduz 5% do seu valor, em  $t_1$ , o sistema entra no estado “Bateria normal”. Nesse caso, a energia da entrada pode ser imposta ao barramento de tensão do banco de baterias, como ocorre entre os instantes  $t_2$  e  $t_3$ , em que a fonte de alimentação simula uma condição de irradiância.

Quando a tensão na célula  $V_{c6}$  atinge a tensão de fim de descarga

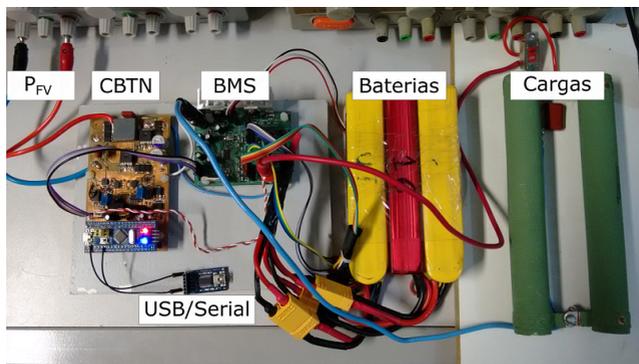
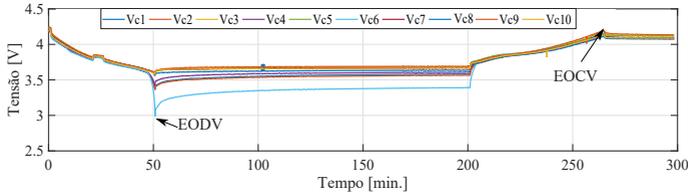


Figura 64 – Fotografia da bancada utilizada para testes do sistema gerenciador de energia.

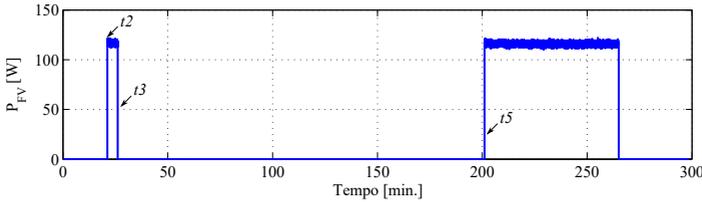
(EODV) no instante  $t_4$ , o estado do sistema se altera para “Bateria descarregada” e o sinal de “Alerta” é acionado, o que permite o gerenciador de voo aterrisar a aeronave e desconectar as cargas. O sistema permanece nesse estado até o instante  $t_5$ , em que a energia de entrada, simulando uma condição de irradiância no arranjo fotovoltaico, é acionada. Com a energia de entrada sendo imposta ao barramento e as cargas desligadas, essa energia é transferida às baterias para carregá-las, como pode ser visto pela inclinação positiva do SoC na Figura 65c a partir do instante  $t_5$ .

Após o SoC da bateria ultrapassar o  $\Delta SoC = 5\%$ , o estado do sistema é alterado para “Bateria normal” no instante  $t_6$  e permanece no mesmo estado até que a tensão de fim de carga (EOCV) é atingida na célula  $Vc2$ , no instante  $t_7$ . A partir de  $t_7$ , o CBTN é desligado através do sinal “CC-CC=0” e o sistema permanece no estado “Bateria carregada” até o final do experimento.

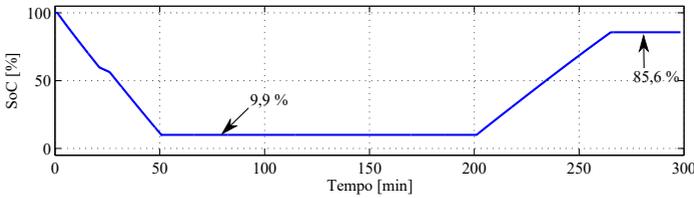
Na Figura 65c estão indicados os valores estimados do SoC quando as tensões de fim de descarga e carga são atingidas, assim é possível observar o desempenho da técnica de estimação do estado de carga das baterias utilizando contagem de Coulomb. O SoC esperado no fim da descarga é zero, assim, para essa condição de teste, o erro obtido foi de 9,9 %. Ao fim do período de carregamento das baterias com imposição de corrente constante, o valor esperado do SoC é de 80% (NG et al., 2009). Como o sistema permite apenas a imposição de corrente, o carregamento completo não é atingido, podendo ser realizado com a imposição de tensão constante. Entretanto, esta funcionalidade não foi adicionada neste trabalho.



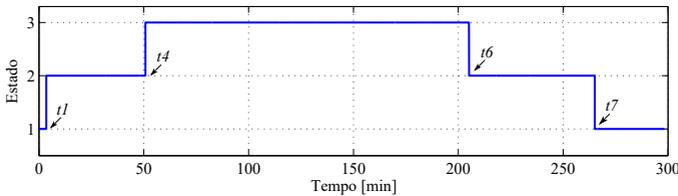
(a) Tensões individuais das células do banco de baterias.



(b) Potência fotovoltaica.



(c) Estado de carga do banco de baterias.



(d) Estado do sistema gerenciador de energia.

Figura 65 – Resultados do experimento do EMS em laboratório.

## 6.6 Resultado do aumento de autonomia estimado do VTOL-CP

A disposição das células fotovoltaicas na aeronave não permite que um modelo simples seja usado para calcular a potência absorvida

pelas mesmas, uma vez que o perfil curvo e diferentes inclinações são características do VTOL-CP. Assim, os resultados obtidos nos experimentos com as células fotovoltaicas na estrutura do VTOL-CP são utilizados em uma planilha de cálculo (vide Apêndice E) para estimar o aumento de autonomia do VTOL-CP com o sistema proposto.

As massas adicionadas pelos módulos do sistema são incluídas no cálculo, tais como a massa da placa de circuito impresso do conversor, das células fotovoltaicas e dos cabos. Além disso, as perdas no CBTN são consideradas, utilizando os valores de rendimento do mesmo. Essa planilha é utilizada para obter os resultados que são apresentados nos quatro casos a seguir.

### 6.6.1 Caso 1: 263.º dia do ano

A potência fotovoltaica obtida no experimento realizado no 263.º dia do ano com a estrutura que representa o VTOL-CP foi usada para o cálculo do aumento de autonomia do VTOL-CP. A Tabela 21 apresenta os parâmetros utilizados no cálculo, e, como resultado, a estimativa do aumento do tempo de voo é de 3,99%.

Parâmetro	Valor
Massa do conversor e unidade de processamento	0,065 kg
Massa das células fotovoltaicas	0,288 kg
Massa dos cabos	0,067 kg
Potência fotovoltaica	72 W
Dia do ano	263º
Aumento de tempo de voo	3,99 %

Tabela 21 – Estimativa de aumento de autonomia do caso 1.

### 6.6.2 Caso 2: 263.º dia do ano considerando a massa de resina sobre as células fotovoltaicas

Nesta estimativa, para as mesmas condições do caso anterior, a massa em cada célula fotovoltaica devido à resina epóxi é adicionada no cálculo. O aumento do tempo de voo nesse caso é de 2,79%, como apresentado na Tabela 22.

Parâmetro	Valor
Massa da resina epóxi	0,201 kg
Potência fotovoltaica	72 W
Dia do ano	263°
Aumento de tempo de voo	2,79 %

Tabela 22 – Estimativa de aumento de autonomia do caso 2.

### 6.6.3 Caso 3: Condição de potência fotovoltaica nominal

Considerando que a condição de irradiância seja tal que forneça a potência nominal nas células fotovoltaicas, esta estimativa apresenta o aumento de tempo de voo de 9,0 %, como consta na Tabela 23. Contudo, essa estimativa é feita para condições de picos de irradiância solar ( $G > 1000 \text{ W/m}^2$ ) que acontecem apenas na estação de verão.

Parâmetro	Valor
Massa do EMS	0,42 kg
Potência fotovoltaica	123,42 W
Aumento de tempo de voo	9,0 %

Tabela 23 – Estimativa de aumento de autonomia no caso 3.

### 6.6.4 Caso 4: Irradiância nula e diminuição da autonomia

A adição de massa do sistema projetado neste trabalho ao VTOL-CP ocasiona o aumento de consumo de energia dos propulsores. Por isso, quando a irradiância for nula, a energia da bateria é usada para suprir o aumento de consumo. Nesse caso, uma diminuição da autonomia do voo em -2,3% é estimada.

## 6.7 Comentários finais

Este capítulo apresentou os protótipos de cada módulo do sistema proposto, os resultados obtidos e os experimentos realizados nos mesmos.

O protótipo da estrutura com as células fotovoltaicas na sua superfície possibilitou obter as características elétricas do mesmo. A estrutura

foi utilizada posteriormente para experimentar o algoritmo MPPT, que apresentou um nível de potência captado que é menor do que o nominal devido às inclinações e perfil curvo das asas.

O protótipo do conversor *boost* de três níveis apresentou as características desejadas, ou seja, alto rendimento e relação entre potência processada e massa.

O banco de baterias foi monitorado com o BMS prototipado, com isso, foi possível se obter as curvas dos parâmetros da bateria que foram utilizados para calibração da mesma.

A integração dos protótipos mostrou que o sistema gerenciador proposto é capaz proteger e possibilitar o carregamento do banco de baterias. Ao mesmo tempo, permite o aumento de autonomia com a captação de energia elétrica através das células fotovoltaicas utilizadas no protótipo.

Os resultados dos aumentos de autonomia apresentam uma estimativa real, que considera as não-idealidades da execução do sistema real. Por isso, as massas e eficiências dos módulos foram utilizadas no cálculo. A redução do valor esperado de autonomia, em comparação com a primeira estimativa, se deve ao uso de um modelo de célula fotovoltaica com menor eficiência e relação potência/massa, às eficiências e massas dos módulos prototipados.



## 7 Considerações Finais

Neste trabalho foi proposto um sistema de gerenciamento de energia fotovoltaica aplicado a veículos aéreos não-tripulados que possuam asas e sejam alimentados por baterias.

Com a introdução do EMS ao sistema de alimentação do VANT foi possível aumentar a autonomia em até 9% em condições ideais. Ainda que esse aumento seja relativamente baixo, a desvantagem em se adicionar as células fotovoltaicas e EMS ao VTOL-CP não são significantes, uma vez que essa adição diminuiu em apenas 2% a autonomia, no pior caso. Dessa forma, este trabalho apresentou um sistema capaz de aumentar a autonomia e carregar as baterias de um VANT, possibilitando que em determinadas missões, a aeronave possa aterrizar em local remoto e recarregar as baterias com energia solar, aumentando o tempo e cobertura de voo.

O sistema gerenciador de energia que foi apresentado é aplicável a qualquer VANT que possua asas com área suficiente para inserção de células fotovoltaicas, resultando em um aumento de autonomia de acordo com o tipo de aeronave utilizada. Contudo, a contribuição da possibilidade de recarregamento das baterias é válida para todos os VANTs.

É notável que os resultados apresentados foram obtidos com um modelo de célula fotovoltaica disponível comercialmente e já oferecem vantagens na utilização do sistema, entretanto, com a evolução dos materiais e processos de produção, novas células com melhores características serão de fácil acesso, tornando mais vantajosa a adição desse sistema. Por exemplo, células flexíveis e mais leves já vêm sendo estudadas e fabricadas. Com isso, o preenchimento maior das áreas é possível, resultando em aumento significativo da autonomia, como no caso estudado, de 29,7%.

A aplicação do conversor *boost* de três níveis no EMS se mostrou interessante, apresentando alta eficiência e pouca massa. Além disso, as leis de controle simplificadas foram capazes de auxiliar o rastreamento de ponto de máxima potência de forma satisfatória, que apresentou eficiência maior que 99%.

Algumas sugestões são propostas pelo autor para trabalhos futuros que possam dar seguimento ao projeto aqui apresentado, são elas:

- Investigação da inclusão de outras fontes de energia no sistema de alimentação de VANTs. Podendo ser elas armazenadoras, tal como pilha de combustível a hidrogênio (VILAR, 2017), ou captadas do ambiente, por exemplo através de transdutores de vibração.
- Otimização do projeto do conversor CC-CC com objetivo de aumentar a relação entre potência e massa.
- Para aplicações que exijam que o banco de baterias seja carregado com a capacidade máxima, a utilização de outras técnicas de carregamento, tais como as apresentadas no Capítulo 2, podem ser propostas para o sistema apresentado.
- Realização de voos com o VTOL-CP para obter dados de captação de energia solar em diferentes condições climáticas e trajetórias.

## Referências

- ACKERMAN, E. (Ed.). *Giant Solar-Powered UAVs Are Atmospheric Satellites*. 2013. Disponível em: <<http://spectrum.ieee.org/automan/robotics/drones/giant-solar-powered-uavs-are-atmospheric-satellites>>. Citado 2 vezes nas páginas xv e 12.
- ALTADEVICES. *Technology Performance*. [S.l.]: AltaDevices, 2017. <<https://www.altadevices.com/wp-content/uploads/2017/04/Tech-Performance-Brief.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 62.
- ANTON, S.; ERTURK, A.; INMAN, D. Energy harvesting from small unmanned air vehicles. In: IEEE. *Applications of Ferroelectrics, 2008. ISAF 2008. 17th IEEE International Symposium on the*. [S.l.], 2008. v. 1, p. 1–2. Citado na página 11.
- ATLANTIK-SOLAR. *Gallery*. 2017. Disponível em: <[https://www.atlantiksolar.ethz.ch/?attachment\\_id=429](https://www.atlantiksolar.ethz.ch/?attachment_id=429)>. Citado 2 vezes nas páginas xvi e 50.
- AZURSPACE. *Silicon Solar Space Cell S 32*. [S.l.]: AzurSpace, 2016. <[http://www.azurspace.com/images/pdfs/0002162-00-03\\_DB\\_SIA.pdf](http://www.azurspace.com/images/pdfs/0002162-00-03_DB_SIA.pdf)>. Citado na página 62.
- BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª edição*. [S.l.]: Florianópolis, UFSC: Edição do Autor, 2007. Citado na página 64.
- BENETTI, V. *Estimação conjunta de estado de carga e modelo por técnicas não lineares de filtro de Kalman*. 2017. Monografia em andamento (Bacharel em Engenharia de Controle e Automação), UFSC (Universidade Federal de Santa Catarina), Florianópolis, Brazil. Citado na página 54.
- BLAKE, C.; BULL, C. IGBT or MOSFET: choose wisely. *International Rectifier*, 2001. Citado na página 65.
- BOSE, B. K. Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 28, n. 2, p. 403–413, 1992. Citado na página 65.
- BOSSO, A.; CONFICONI, C.; TILLI, A. Multirotor UAV flight endurance and control: The drive perspective. In: IEEE. *Industrial Electronics*

*Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2016. p. 1839–1845. Citado na página 2.

BOURNS. *SRP1770TA*. [S.l.]: Bourns, 2016. <<https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/SRP1770TA.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas xix e 70.

CHENG, M.-W. et al. Fuzzy controlled fast charging system for lithium-ion batteries. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 1498–1503. Citado na página 28.

CHOI, S. S.; LIM, H. S. Factors that affect cycle-life and possible degradation mechanisms of a li-ion cell based on licoo 2. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 111, n. 1, p. 130–136, 2002. Citado 4 vezes nas páginas xv, 22, 23 e 24.

CHUNG CAROLYN DAVIDSON, R. F. K. A. D.; MARGOLIS, R. Technical Report, *U.S. Photovoltaic Prices and Cost Breakdowns: Q1 2015 Benchmarks for Residential, Commercial, and Utility-Scale Systems*. 2015. Citado na página 7.

DEVICES, A. *ADuM3220 - Isolated, 4 A Dual-Channel Gate Driver*. [S.l.]: Analog Devices, 2012. <[www.analog.com/media/en/technical-documentation/data.../ADuM3220\\_3221.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data.../ADuM3220_3221.pdf)>. Citado na página 75.

DIAB-MARZOUK, A. *Lightweight DC-DC Converter with Partial Power Processing and MPPT for a Solar Powered Aircraft*. Dissertação (Mestrado) — University of Toronto, 2015. Citado na página 19.

DONG, C.; WANG, G. Estimation of power battery soc based on improved bp neural network. In: IEEE. *Mechatronics and Automation (ICMA), 2014 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 2022–2027. Citado na página 28.

DUFFIE, J. A.; BECKMAN, W. A. *Solar engineering of thermal processes*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. Citado na página 8.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. Citado na página 41.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on energy conversion*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007. Citado na página 15.

- FEMIA, N. et al. Optimizing sampling rate of p&o mppt technique. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.], 2004. v. 3, p. 1945–1949. Citado na página 17.
- FORTUNE. *How Solar Can Keep a Drone Flying All Day*. [S.l.]: Fortune, 2016. <<http://fortune.com/2016/09/23/solar-drones-alta-devices/>>. Citado na página 63.
- FRANKLIN, G. F. et al. *Feedback control of dynamic systems*. [S.l.]: Addison-Wesley Reading, MA, 1994. v. 3. Citado na página 72.
- FRERIS, L.; INFIELD, D. *Renewable energy in power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008. Citado na página 7.
- GARCIA, O. et al. Comparison of boost-based mppt topologies for space applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, IEEE, v. 49, n. 2, p. 1091–1107, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 65.
- INCORPORATED, D. *PDS760*. [S.l.]: Diodes Incorporated, 2012. <<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30477.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas xix e 69.
- INFINEON. *IPB180N04S3*. [S.l.]: Infineon, 2007. <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB180N04S3\\_02-DS-v01\\_00-en.pdf?fileId=db3a304412b407950112b42ba6cf45ab](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB180N04S3_02-DS-v01_00-en.pdf?fileId=db3a304412b407950112b42ba6cf45ab)>. Citado 2 vezes nas páginas xix e 69.
- IXYS. *IXOLARTM High Efficiency SolarMD*. [S.l.]: IXYS Corporation, 2016. <[ixapps.ixys.com/datasheet/slmd600h101\\_nov16.pdf](http://ixapps.ixys.com/datasheet/slmd600h101_nov16.pdf)>. Citado na página 62.
- JESUS, V. M. R. de et al. Comparison of mppt strategies applied in three-phase photovoltaic inverters during harmonic current compensation. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1–8. Citado na página 76.
- JEWELL, W. T.; RAMAKUMAR, R. The history of utility-interactive photovoltaic generation. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 3, n. 3, p. 583–588, 1988. Citado na página 7.
- KASAP, S. O. *Optoelectronics & Photonics: Principles & Practices*. [S.l.]: Pearson Higher Ed, 2012. Citado 2 vezes nas páginas xv e 8.
- KAZMIERSKI, T. J.; BEEBY, S. P. *Energy harvesting systems*. [S.l.]: Springer, 2010. Citado 3 vezes nas páginas xv, 9 e 10.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. *Electric vehicle technology explained*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. Citado 2 vezes nas páginas xv e 21.

LEE, B. et al. Active power management system for an unmanned aerial vehicle powered by solar cells, a fuel cell, and batteries. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, IEEE, v. 50, n. 4, p. 3167–3177, 2014. Citado na página 22.

LEE, E. A.; SESHIA, S. A. *Introduction to embedded systems: A cyber-physical systems approach*. [S.l.]: MIT Press, 2016. Citado na página 55.

LEE, J.-S.; PARK, H.-B.; YU, K.-H. Flight path optimization of solar powered uav for endurance flight. In: IEEE. *Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE), 2015 54th Annual Conference of the*. [S.l.], 2015. p. 820–823. Citado na página 2.

LIN, F.; LI, H.; ZHANG, X. Research and development of energy monitoring system for solar powered uav. In: IEEE. *Signal Processing (ICSP), 2014 12th International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 393–398. Citado na página 22.

LINEAR, T. *LTC2942*. 2010. Citado 2 vezes nas páginas xvi e 53.

MARAÑDA, W.; PIOTROWICZ, M. Efficiency of maximum power point tracking in photovoltaic system under variable solar irradiance. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, v. 62, n. 4, p. 713–721, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

MICROSYSTEMS, A. *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*. [S.l.]: Allegro MicroSystems, 2017. <[www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx](http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx)>. Citado na página 74.

MORNSUN. *1W, Fixed input voltage, isolated and unregulated single output*. [S.l.]: Mornsun, 2015. <[http://www.mornsunpower.de/uploads/pdf/B\\_S-1WR2.pdf](http://www.mornsunpower.de/uploads/pdf/B_S-1WR2.pdf)>. Citado na página 76.

NG, K. S. et al. Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries. *Applied energy*, Elsevier, v. 86, n. 9, p. 1506–1511, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 23, 27 e 99.

NOTH, A. History of solar flight. *Autonomous Systems Lab, Switzerland: ETH Zürich*, 2008. Citado 2 vezes nas páginas xv e 11.

- OETTERSHAGEN, P. et al. A solar-powered hand-launchable uav for low-altitude multi-day continuous flight. In: IEEE. *2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*. [S.l.], 2015. p. 3986–3993. Citado 4 vezes nas páginas [xv](#), [11](#), [12](#) e [22](#).
- OETTERSHAGEN, P. et al. Design of small hand-launched solar-powered uavs: From concept study to a multi-day world endurance record flight. *Journal of Field Robotics*, Wiley Online Library, 2016. Citado na página [12](#).
- OSU, A. D. *Helios-OSU*. 2017. Disponível em: <https://aerodesign.okstate.edu/helios-0>. Acesso em: 08.10.2017. Citado 2 vezes nas páginas [xvi](#) e [50](#).
- OVASKA, S. Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic applications. *Diss. Aalto University*, 2010. Citado na página [16](#).
- PRIYA, S.; INMAN, D. J. (Ed.). *Energy Harvesting Technologies*. Springer Nature, 2009. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1007/978-0-387-76464-1>. Citado 3 vezes nas páginas [xv](#), [1](#) e [10](#).
- RAPINETT, A. *Zephyr: A High Altitude Long Endurance Unmanned Air Vehicle*. Dissertação (Mestrado) — University of Surrey, 2009. Citado na página [2](#).
- RCMODELSCOUT. *ZIPPY Compact 4000mAh 4S 25C Lipo Pack*. [S.l.]: RCModelScout, 2017. <http://www.rcmodelsout.com/Batteries-and-Chargers/ZIPPY-Compact-4000mAh-4S-25C-Lipo-Pack/49505>. Citado na página [79](#).
- RUBYCON. *PZF SERIES - CONDUCTIVE POLYMER ALUMINUM SOLID ELECTROLYTIC CAPACITORS (HYBRID TYPE)*. [S.l.]: rubycon, 2016. [http://www.rubycon.co.jp/en/catalog/e\\_pdfs/pzcap/e\\_PZF.pdf](http://www.rubycon.co.jp/en/catalog/e_pdfs/pzcap/e_PZF.pdf). Citado 2 vezes nas páginas [xix](#) e [70](#).
- SAVVARIS, A. et al. Development of a fuel cell hybrid-powered unmanned aerial vehicle. In: IEEE. *Control and Automation (MED), 2016 24th Mediterranean Conference on*. [S.l.], 2016. p. 1242–1247. Citado na página [2](#).
- SERA, D. et al. Improved mppt algorithms for rapidly changing environmental conditions. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*. [S.l.], 2006. p. 1614–1619. Citado na página [18](#).

SHEN, W.; VO, T. T.; KAPOOR, A. Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview. In: IEEE. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012 7th IEEE Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1567–1572. Citado 5 vezes nas páginas xv, 23, 24, 25 e 26.

SOLANKI, C. S. *Solar photovoltaics: fundamentals, technologies and applications*. [S.l.]: PHI Learning Pvt. Ltd., 2011. Citado na página 9.

SOLOPOWER. *SoloPanel Model SP1*. [S.l.]: SoloPower, 2013. <[solopower.com/wp-content/uploads/.../solopower\\_solopanel\\_sp1\\_product\\_specs.pdf](http://solopower.com/wp-content/uploads/.../solopower_solopanel_sp1_product_specs.pdf)>. Citado na página 62.

STMICROELECTRONICS. *Medium-density performance line ARM®-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces*. [S.l.]: STMicroelectronics, 2015. <[www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103tb.pdf](http://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103tb.pdf)>. Citado na página 81.

TI, T. I. *AMC1100 Fully-Differential Isolation Amplifier*. [S.l.]: Texas Instruments, 2014. <[www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1100.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1100.pdf)>. Citado na página 75.

TI, T. I. *bq769x0 3-Series to 15-Series Cell Battery Monitor Family for Li-Ion and Phosphate Applications*. [S.l.]: Texas Instruments, 2016. <[www.ti.com/lit/gpn/BQ76940](http://www.ti.com/lit/gpn/BQ76940)>. Citado na página 80.

VALAVANIS, K. P. *Advances in unmanned aerial vehicles: state of the art and the road to autonomy*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2008. v. 33. Citado 4 vezes nas páginas xv, 19, 20 e 51.

VENOM. *Venom 20C 2S 4000mAh 7.4V Hard Case LiPo Battery with UNI Plug System x2 Packs*. [S.l.]: Venom, 2017. <<https://www.venompower.com/products/>>. Citado na página 79.

VILAR, J. R. P. *Integración de pilas de combustible para propulsión en una aeronave*. 2017. Citado na página 106.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. In: IEEE. *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*. [S.l.], 2009. p. 1244–1254. Citado 2 vezes nas páginas xv e 13.

WILLIAMS, C.; YATES, R. B. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. *sensors and actuators A: Physical*, Elsevier, v. 52, n. 1, p. 8–11, 1996. Citado na página 9.

- ZHANG, C. et al. A modified mppt method with variable perturbation step for photovoltaic system. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*. [S.l.], 2009. p. 2096–2099. Citado na página [18](#).
- ZHANG, M. T. et al. Single-phase three-level boost power factor correction converter. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC'95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.], 1995. p. 434–439. Citado 2 vezes nas páginas [19](#) e [40](#).
- ZHENG, Y. et al. Lifepo 4 battery pack capacity estimation for electric vehicles based on charging cell voltage curve transformation. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 226, p. 33–41, 2013. Citado na página [28](#).
- ZHOU, Y.; LI, X. Overview of lithium-ion battery soc estimation. In: IEEE. *Information and Automation, 2015 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 2454–2459. Citado 2 vezes nas páginas [27](#) e [29](#).



# Apêndices



# APÊNDICE A – Cálculos do dimensionamento do CBTN

## Características do arranjo fotovoltaico:

$$V_{MPP} := 10.46V$$

$$I_{MPP} := 11.8A$$

$$I_{FVpk} := 12.5A$$

## Especificações :

$$V_{Bat} := 42V$$

$$\Delta I_{LMax} := 0.2 \cdot I_{MPP} = 2.36 A$$

## Definições :

$$\Delta V_C := 0.01 \cdot V_{Bat} = 0.42 V$$

$$P_n := V_{MPP} \cdot I_{MPP} = 123.428 W$$

$$V_{OMax} := V_{Bat} = 42 V$$

$$f_c := 50000Hz$$

$$T_c := \frac{1}{f_c} = 2 \times 10^{-5} s$$

## Projeto do conversor:

$$I_L := I_{MPP} = 11.8 A$$

$$I_{Lrms} := \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{LMax}}{2\sqrt{3}}\right)^2 + I_{MPP}^2} = 11.82 A$$

$$I_{LMax} := I_{Lrms} + \frac{\Delta I_{LMax}}{2} = 13 A$$

$$L := \frac{V_{OMax}}{16 \cdot f_c \cdot \Delta I_{LMax}} = 2.225 \times 10^{-5} H$$

$$D_n := 1 - \frac{V_{MPP}}{V_{OMax}} = 0.751$$

$$\Delta I_{LN} := \frac{V_{OMax} \cdot (1 - D_n) \cdot (D_n - 0.5)}{L \cdot f_c} = 2.36 A$$

$$I_M := I_{MPP} + \frac{\Delta I_{LN}}{2} = 12.98 \text{ A}$$

$$I_m := I_{MPP} - \frac{\Delta I_{LN}}{2} = 10.62 \text{ A}$$

$$I_S(t) := \frac{\Delta I_{LN} \cdot f_c \cdot t}{D_n} + I_m$$

$$I_{S_{rms}} := \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{D_n \cdot T_c} I_S(t)^2 dt} = 10.243 \text{ A}$$

$$I_{Spk} := I_{FVpk} = 12.5 \text{ A}$$

$$I_D(t) := \frac{-\Delta I_{LN} \cdot t}{(1 - D_n) \cdot T_c} + I_M + \frac{\Delta I_{LN} \cdot D_n}{1 - D_n}$$

$$I_{D_{media}} := \frac{1}{T_c} \int_{D_n \cdot T_c}^{T_c} I_D(t) dt = 2.939 \text{ A}$$

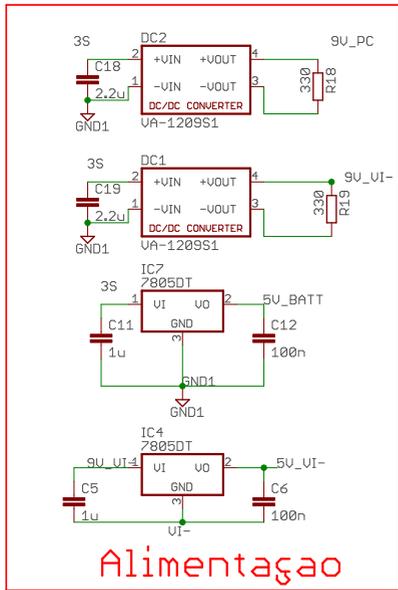
$$I_{D_{rms}} := \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_{D_n \cdot T_c}^{T_c} I_D(t)^2 dt} = 5.899 \text{ A}$$

$$I_{Dpk} := I_{FVpk} = 12.5 \text{ A}$$

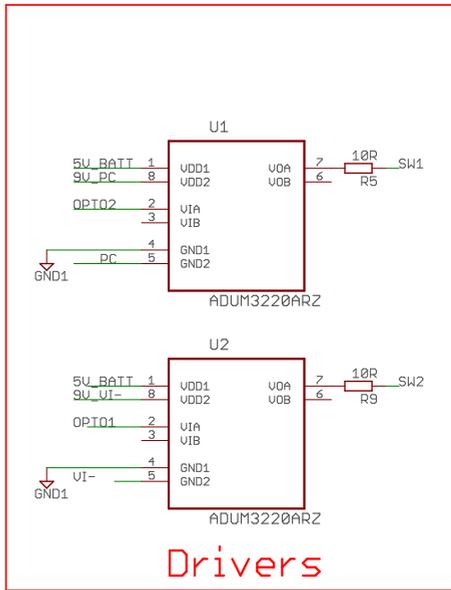
$$C_w := \frac{I_{MPP} \cdot (1 - D_n)}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_C} = 6.997 \times 10^{-5} \text{ F}$$



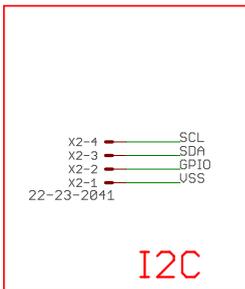
# APÊNDICE B – Esquemático do CBTN



Alimentação



Drivers



I2C

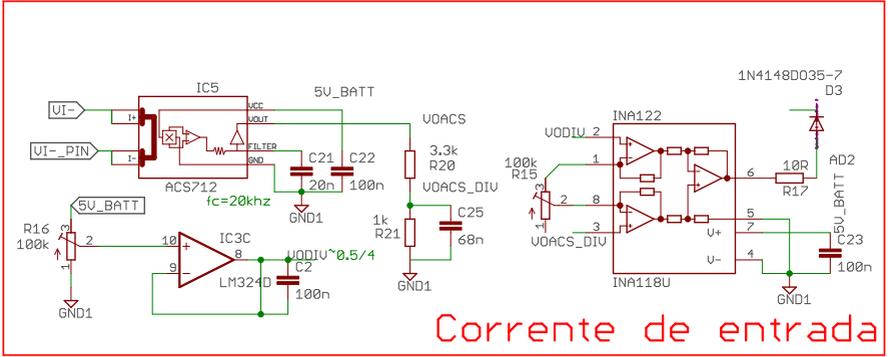
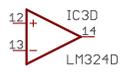
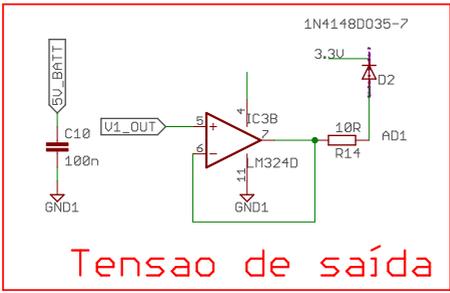
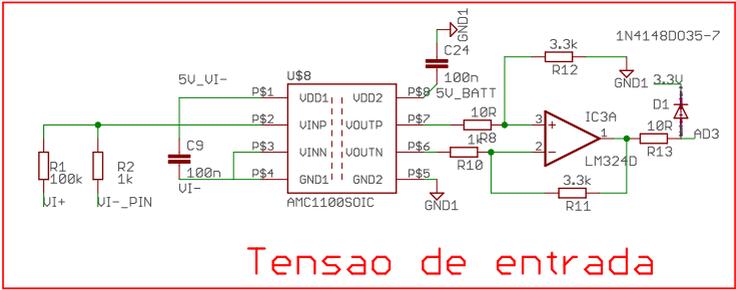


Conector para bateria

Autor: Gabriel Manoel

Título: Esquemático CBTN

Sheet: 1/3



Autor: Gabriel Manoel  
 Título: Esquemático CBTN  
 Sheet: 2/3



# APÊNDICE C – Cálculos do aumento de temperatura dos componentes de potência do CBTN

## Cálculo de aumento de temperatura nos diodos e chaves

$$I_{Srms} := 10.24A$$

$$R_{thMos} := 62 \frac{K}{W}$$

Resistência térmica para o tamanho mínimo dos pads do MOSFET IPB180N04S3

$$R_{mos} := 1.5 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Mos} := I_{Srms}^2 \cdot R_{mos} = 0.157 W$$

$$DT_{mos} := P_{Mos} \cdot R_{thMos} = 9.752 K$$

$$R_{thD} := 85 \frac{K}{W}$$

Resistência térmica para o tamanho mínimo dos pads do diodo PDS760

$$I_{Dmed} := 2.93A$$

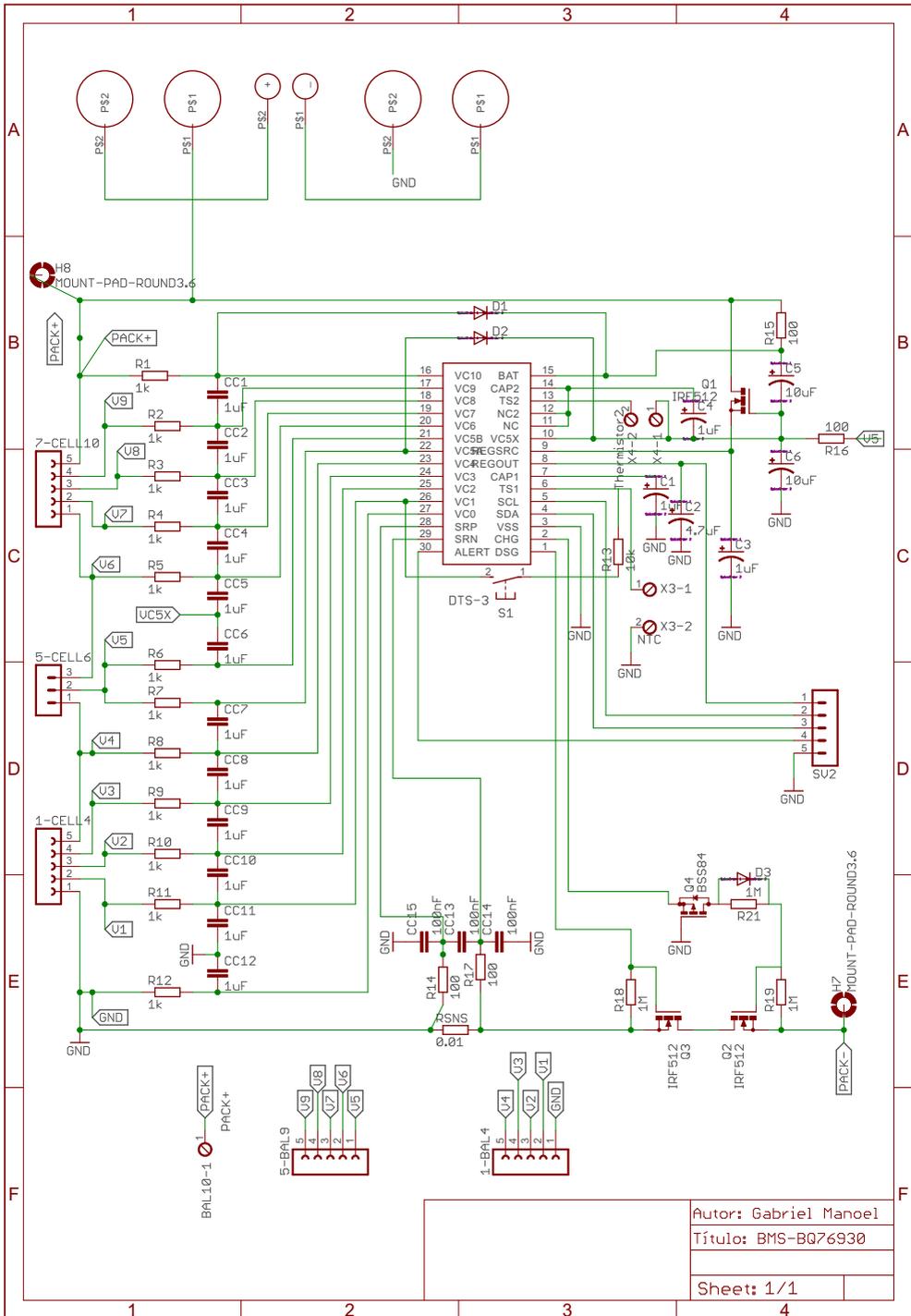
$$I_{Drms} := 5.89A$$

$$V_{Dmed} := 0.4V$$

$$P_D := \frac{I_{Dmed}}{3} \cdot V_{Dmed} = 0.391 W$$

$$DT_{Diodo} := R_{thD} \cdot P_D = 33.207 K$$

# APÊNDICE D – BMS



Autor: Gabriel Manoel

Título: BMS-BQ76930

Sheet: 1/1

## APÊNDICE E – Cálculos do aumento de autonomia

## Especificações :

$M_{\text{CBTN}} := 0.065\text{kg}$	Massa do conversor e unidade de processamento
$\eta_{\text{CBTN}} := 0.935$	Rendimento do CBTN
$M_{\text{C60}} := 0.008\text{kg}$	Massa por célula fotovoltaica
$N_{\text{CFV}} := 36$	Numero de celulas fotovoltaicas
$M_{\text{F}} := 0.067\text{kg}$	Massa dos cabos do arranjo fotovoltaico
$M_{\text{VTOLCP}} := 17.9\text{kg}$	Massa do VTOL-CP
$V_{\text{MC}} := 25 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Velocidade em modo cruzeiro
$P_{\text{MC}} := 1088\text{W}$	Consumo do VTOL-CP em modo cruzeiro
$P_{\text{FV}} := 72\text{W}$	Potência fotovoltaica obtida em experimento
$CP_{\text{MC}}(M) := \frac{P_{\text{MC}} \cdot M}{M_{\text{VTOLCP}}}$	Consumo em modo cruzeiro em função da massa da aeronave (linearizado)

## Cálculos

$M_{\text{EMS}} := M_{\text{CBTN}} + N_{\text{CFV}} \cdot M_{\text{C60}} + M_{\text{F}} = 0.42 \text{ kg}$	Massa adicionada pelo EMS
$P_{\text{L}} := P_{\text{FV}} \cdot \eta_{\text{CBTN}} = 67.32 \text{ W}$	Potência líquida na saída do conversor
$P_{\text{MC\_com\_EMS}} := CP_{\text{MC}}(M_{\text{VTOLCP}} + M_{\text{EMS}}) = 1.114 \times 10^3 \text{ W}$	Consumo em modo cruzeiro com EMS
$CP_{\text{LMCB}} := P_{\text{MC\_com\_EMS}} - P_{\text{L}} = 1.046 \times 10^3 \text{ W}$	Consumo em modo cruzeiro da bateria
$E_{\text{Batt}} := 577.2\text{W}\cdot\text{hr}$	Energia armazenada na bateria
$E_{\text{VTOL}} := 66.13\text{W}\cdot\text{hr}$	Energia consumida no modo VTOL
$E_{\text{MC}} := E_{\text{Batt}} - E_{\text{VTOL}} = 511.07\cdot\text{W}\cdot\text{hr}$	Energia consumida no modo cruzeiro
$t_{\text{MC1}} := \frac{E_{\text{MC}}}{CP_{\text{LMCB}}} = 29.31\cdot\text{min}$	Tempo de voo em modo cruzeiro com energia fotovoltaica

$$t_{MC2} := \frac{E_{MC}}{P_{MC}} = 28.184 \cdot \text{min}$$

$$\text{Dist}_{\text{voo}} := t_{MC1} \cdot V_{MC} = 43.965 \cdot \text{km}$$

$$\text{Dist}_{\text{voo}2} := t_{MC2} \cdot V_{MC} = 42.276 \cdot \text{km}$$

$$\% \text{tempo} := \frac{(t_{MC1} - t_{MC2})}{t_{MC2}} = 3.995\%$$

$$T_{\text{carga}} := \frac{E_{\text{Batt}}}{P_L} = 8.574 \cdot \text{hr}$$

Tempo de voo em modo cruzeiro sem energia fotovoltaica

Distância de voo com energia fotovoltaica

Distância de voo sem energia fotovoltaica

Razão de aumento de tempo de voo

Tempo de carregamento do banco de baterias



# APÊNDICE F – Cálculos do aumento de autonomia com célula fotovoltaica da fabricante Alta Devices

## Especificações :

$\eta_{\text{CBTN}} := 0.95$	Rendimento do conversor
$A_{\text{fv}} := 1.1$	Area de células fotovoltaicas m <sup>2</sup>
$M_{\text{cf}} := 0.191\text{kg}$	Massa de células fotovoltaicas
$M_{\text{VTOLCP}} := 17.9\text{kg}$	Massa do VTOL-CP
$V_{\text{MC}} := 25 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Velocidade em modo cruzeiro
$P_{\text{MC}} := 1088\text{W}$	Consumo do VTOL-CP em modo cruzeiro
$P_{\text{FV}} := 275\text{W}$	Potência fotovoltaica nominal na entrada do EMS
$CP_{\text{MC}}(M) := \frac{P_{\text{MC}} \cdot M}{M_{\text{VTOLCP}}}$	Consumo em modo cruzeiro em função da massa da aeronave (linearizado)

## Cálculos

$P_{\text{L}} := P_{\text{FV}} \cdot \eta_{\text{CBTN}} = 261.25 \text{ W}$	Potência líquida na saída do conversor
$P_{\text{MC\_com\_EMS}} := CP_{\text{MC}}(M_{\text{VTOLCP}} + M_{\text{cf}}) = 1.1 \times 10^3 \text{ W}$	Consumo em modo cruzeiro com EMS
$CP_{\text{LMCB}} := P_{\text{MC\_com\_EMS}} - P_{\text{L}} = 838.359 \text{ W}$	Consumo em modo cruzeiro da bateria
$E_{\text{Batt}} := 577.2\text{W}\cdot\text{hr}$	Energia armazenada na bateria
$E_{\text{VTOL}} := 66.13\text{W}\cdot\text{hr}$	Energia consumida no modo VTOL
$E_{\text{MC}} := E_{\text{Batt}} - E_{\text{VTOL}} = 511.07 \cdot \text{W}\cdot\text{hr}$	Energia consumida no modo cruzeiro
$t_{\text{MC1}} := \frac{E_{\text{MC}}}{CP_{\text{LMCB}}} = 36.576\text{-min}$	Tempo de voo em modo cruzeiro com energia fotovoltaica
$t_{\text{MC2}} := \frac{E_{\text{MC}}}{P_{\text{MC}}} = 28.184\text{-min}$	Tempo de voo em modo cruzeiro sem energia fotovoltaica

$$\text{Dist}_{\text{voo}} := t_{\text{MC1}} \cdot V_{\text{MC}} = 54.865 \cdot \text{km}$$

$$\text{Dist}_{\text{voo2}} := t_{\text{MC2}} \cdot V_{\text{MC}} = 42.276 \cdot \text{km}$$

$$\% \text{tempo} := \frac{(t_{\text{MC1}} - t_{\text{MC2}})}{t_{\text{MC2}}} = 29.777\%$$

$$T_{\text{carga}} := \frac{E_{\text{Batt}}}{P_{\text{L}}} = 2.209 \cdot \text{hr}$$

Distância de voo com energia  
fotovoltaica

Distância de voo sem energia  
fotovoltaica

Razão de aumento de tempo de voo

Tempo de carregamento do banco  
de baterias



# Anexos



# ANEXO A – Folha de dados da célula fotovoltaica modelo C60

### BENEFITS

#### Maximum Light Capture

SunPower's all-back contact cell design moves gridlines to the back of the cell, leaving the entire front surface exposed to sunlight, enabling up to 10% more sunlight capture than conventional cells.

#### Superior Temperature Performance

Due to lower temperature coefficients and lower normal cell operating temperatures, our cells generate more energy at higher temperatures compared to standard c-Si solar cells.

#### No Light-Induced Degradation

SunPower n-type solar cells don't lose 3% of their initial power once exposed to sunlight as they are not subject to light-induced degradation like conventional p-type c-Si cells.

#### Broad Spectral Response

SunPower cells capture more light from the blue and infrared parts of the spectrum, enabling higher performance in overcast and low-light conditions.

#### Broad Range Of Application

SunPower cells provide reliable performance in a broad range of applications for years to come.

The SunPower™ C60 solar cell with proprietary Maxeon™ cell technology delivers today's highest efficiency and performance.

The anti-reflective coating and the reduced voltage-temperature coefficients provide outstanding energy delivery per peak power watt. Our innovative all-back contact design moves gridlines to the back of the cell, which not only generates more power, but also presents a more attractive cell design compared to conventional cells.



#### SunPower's High Efficiency Advantage

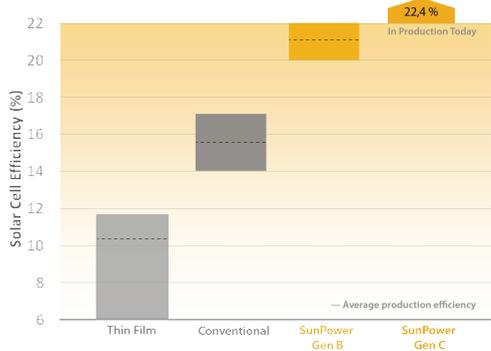


Photo courtesy of 3S Photovoltaics



### Electrical Characteristics of Typical Cell at Standard Test Conditions (STC)

STC: 1000W/m<sup>2</sup>, AM 1.5g and cell temp 25°C

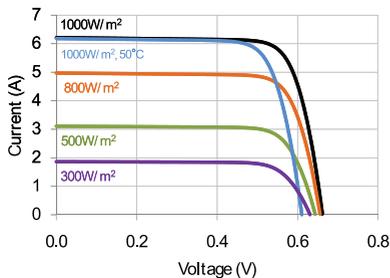
Bin	P <sub>mpp</sub> (Wp)	Eff. (%)	V <sub>mpp</sub> (V)	I <sub>mpp</sub> (A)	V <sub>oc</sub> (V)	I <sub>sc</sub> (A)
G	3.34	21.8	0.574	5.83	0.682	6.24
H	3.38	22.1	0.577	5.87	0.684	6.26
I	3.40	22.3	0.581	5.90	0.686	6.27
J	3.42	22.5	0.582	5.93	0.687	6.28

All Electrical Characteristics parameters are nominal  
 Unlaminated Cell Temperature Coefficients  
 Voltage: -1.8 mV / °C      Power: -0.32% / °C

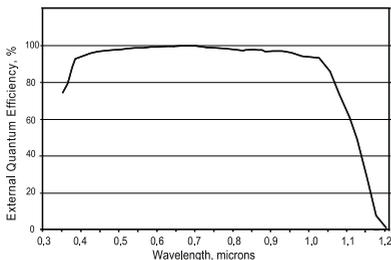
### Positive Electrical Ground

Modules and systems produced using these cells must be configured as "positive ground systems".

### TYPICAL I-V CURVE



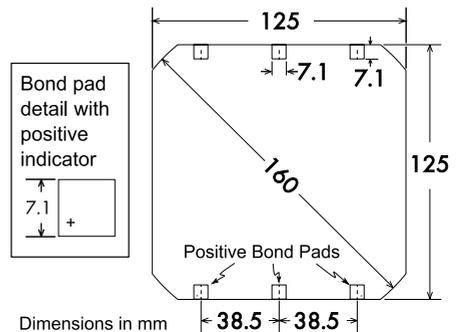
### SPECTRAL RESPONSE



### Physical Characteristics

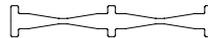
Construction:	All back contact
Dimensions:	125mm x 125mm (nominal)
Thickness:	165µm ± 40µm
Diameter:	160mm (nominal)

### Cell and Bond Pad Dimensions



Bond pad area dimensions are 7.1mm x 7.1mm  
 Positive pole bond pad side has "+" indicator on leftmost and rightmost bond pads.

### Interconnect Tab and Process Recommendations



Tin plated copper interconnect. Compatible with lead free process.

### Packaging

Cells are packed in boxes of 1,200 each; grouped in shrink-wrapped stacks of 150 with interleaving. Twelve boxes are packed in a water-resistant "Master Carton" containing 14,400 cells suitable for air transport.

Interconnect tabs are packaged in boxes of 1,200 each.

### About SunPower

SunPower designs, manufactures, and delivers high-performance solar electric technology worldwide. Our high-efficiency solar cells generate up to 50 percent more power than conventional solar cells. Our high-performance solar panels, roof tiles, and trackers deliver significantly more energy than competing systems.



# ANEXO B – Folha de dados do motor AXI5345/18

AXI 5345/18HD GOLD LINE	WEIGHT OF MODEL grams	ounces	Li-pool CELLS	CURRENT MAX I <sub>MAX</sub>	JETI ADVANCE PRO	PROPELLER	GLOW ENGINE CONVERSION
TRAINER	9800	346	10s	75A/30s	90A	22x12	60 - 75 ccm / 3.6-4.6 gasoline
TRAINER	13000	459	12s	75A/30s	90A up to 12lipol	24x10	
3D	6800	240	10s	75A/30s	90A	26x10	
AEROBATIC	9000	317	12s	75A/30s	90A up to 12lipol	22x12	
AEROBATIC	9000	317	10s	75A/30s	90A	24x12	

AXI 5345/18HD GOLD LINE	Order no. 534518HD
<b>No. Of cells</b> Betriebsspannung / Počet článků	Li-Poly 8 - 12
<b>RPM/V</b> / Drehzahl/Volt / Ot/V	171
<b>Max. efficiency</b> / Max. Wirkungsgrad / Max. účinnost	94 %
<b>Max. efficiency current</b> Strom bei max. Wirk. / Proud při max. účinnosti ( > 85 % )	25 - 63 A
<b>Current capacity</b> / Max. Strom / Max. zatížitelnost	75 A / 30 s
<b>No load current</b> / Leer Strom / Proud na prázdno 30 V	1.6 A
<b>Internal Resistance</b> / Innenwiderstand Ri / Vnitřní odpor Ri	42 mΩ
<b>Dimensions</b> (Ø x L) / Abmessungen / Rozměr	63x81 mm
<b>Shaft diameter</b> / Achsdurchmesser / Průměr hřídele	8 mm
<b>Weight with cables</b> / Gewicht / Hmotnost vč. kabelů	995 g

**NEW**



Donatas Pauzuolis, Lithuania  
1st place in Artistic aerobatics (F6A) in World Air Games 2009, AXI 5320/18 6s lipol



Juan Rombaut, Spain, Team RO-IMPORT F3A  
Spain Champion 2008, 2009, 2010 in F3A, AXI 5330/F3A, AXI 5325/24

## AXI 5360/20 GOLD LINE



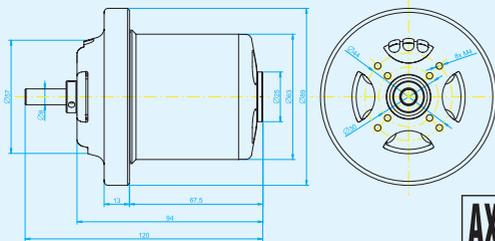
This low RPM but enormously high torque motor was custom designed for realistic flying with scale planes up to 15000g in weight. Because of its great success it was released to production. AXI 5360/20 GOLD LINE with unique design has three ball bearings on the shaft and additional supporting ball bearing on rotating case. This motor reach extremely high efficiency through all operation range which is necessary for these models.

Dieser sehr niedrig drehende Motor mit sehr hohem Drehmoment wurde für vorbildgetreue Flugzeugmodelle bis zu 15kg konstruiert. AXI 5360/20 GOLD LINE Motoren verfügen über 3 Kugellager, 2 Lager auf der Welle, 1 Lager stützt die rotierende Glocke. Der Motor erreicht einen sehr hohen Wirkungsgrad im gesamten benötigten Leistungsbereich.

Pro realistické létání s velkými maketami a polomaketami o hmotnosti do 15000g byl konstruován tento výkonný nízkotáčkový motor s extrémě vysokým kroutícím momentem. Díky dosaženým parametřům byl tento motor zařazen do sériové výroby. AXI 5360/20 GOLD LINE vyniká velmi vysokou účinností v celém rozsahu otáček. Svým designem a konstrukcí se třemi ložisky na hřídeli a čtvrtým podpurným ložiskem zajišťuje výbornou mechanickou stabilitu i s vrtulemi o průměru až 30'.



### AXI 5360



AXI 5360/20 GOLD LINE	WEIGHT OF MODEL grams	ounces	Li-pool CELLS	CURRENT MAX I <sub>MAX</sub>	JETI ADVANCE PRO	PROPELLER
SCALE PLANE / TRAINER	15000	529	10s	65A/30s	90A	AXI 30x20 E

AXI 5360/20 GOLD LINE	Order no. 536020
<b>No. Of cells</b> Betriebsspannung / Počet článků	Li-Poly 10
<b>RPM/V</b> / Drehzahl/Volt / Ot/V	120
<b>Max. efficiency</b> / Max. Wirkungsgrad / Max. účinnost	94 %
<b>Max. efficiency current</b> Strom bei max. Wirk. / Proud při max. účinnosti ( > 85 % )	20 - 59 A
<b>Current capacity</b> / Max. Strom / Max. zatížitelnost	65 A / 30 s
<b>No load current</b> / Leer Strom / Proud na prázdno 30 V	1.8 A
<b>Internal Resistance</b> / Innenwiderstand Ri / Vnitřní odpor Ri	68 mΩ
<b>Dimensions</b> (Ø x L) / Abmessungen / Rozměr	89x94 mm
<b>Shaft diameter</b> / Achsdurchmesser / Průměr hřídele	8 mm
<b>Weight with cables</b> / Gewicht / Hmotnost vč. kabelů	1350 g