

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUSTAVO CARLOS KNABBEN

SONNE - SISTEMA DE GERENCIAMENTO, CONVERSÃO E ARMAZENAMENTO
DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM ARMADILHA
LUMINOSA COM LEDs

JOINVILLE, SC

2014

GUSTAVO CARLOS KNABBEN

**SONNE - SISTEMA DE GERENCIAMENTO, CONVERSÃO E ARMAZENAMENTO
DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM ARMADILHA
LUMINOSA COM LEDs**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

Co-orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE, SC

2014

GUSTAVO CARLOS KNABBEN

**SONNE - SISTEMA DE GERENCIAMENTO, CONVERSÃO E ARMAZENAMENTO
DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICAÇÃO EM ARMADILHA
LUMINOSA COM LEDs**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Dr. Yales Rômulo de Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Co-orientador:

Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro:

Dr. André Bittencourt Leal
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro:

Dr. Eduardo Rodrigues Hickel
Empresa de Pesquisa Agropecuária e Extensão Rural de Santa
Catarina - EPAGRI

Joinville, SC, 01/07/2014

A Deus, que nos criou e foi criativo nessa tarefa. Seu fôlego de vida em mim me foi sustento e me deu coragem para questionar realidades e propor sempre um novo mundo de possibilidades.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Yales, pela orientação e dedicação.

Ao professor Sérgio, pela coorientação.

Ao professor André, pelos ensinamentos e pela interminável força de vontade.

Aos professores Fabrício, Ana e Fergütz, pelas conversas.

Ao professor Zanon, pelos ensaios ópticos e pela grande vontade em ajudar.

A todos os professores citados, pelo companheirismo.

Ao Sr. Marcos, da Tecnometal, pela imensa disposição e simpatia.

Ao Sr. Eduardo, da EPAGRI, pela constante boa vontade.

Aos amigos integrantes e egressos do grupo PET Engenharia Elétrica da UDESC, pela amizade e tutoria.

Aos amigos mestrandos do nPEE, pelas intermináveis ajudas.

Às amigas do Colégio Bom Jesus que perpetuaram após o Terceirão, pelos momentos de alegria e parceria.

Às amigas que me foram oportunizadas nesses cinco anos de graduação.

À EPAGRI e aos colegas pesquisadores, pela oportunidade e auxílio.

A todos os servidores, funcionários, professores e estudantes da UDESC, pelo contato.

À FAPESC, pelo fomento.

Ao MEC/SESu e FNDE, pela manutenção do PET e pela bolsa de iniciação científica.

Ao nPEE, pela estrutura laboratorial.

Ao grupo PET Engenharia Elétrica da UDESC, pelas infinitas oportunidades, as quais faltam palavras para descrever.

À UDESC, pelo conhecimento.

À minha família, especialmente e carinhosamente, aos meus pais, Marga, Egon e Helga, e aos meus irmãos, Marcel e Renan, por absolutamente tudo.

A Deus.

"Por isso, não fiquem preocupados com o dia de amanhã, pois o dia de amanhã trará as suas próprias preocupações. Para cada dia bastam as suas próprias dificuldades."

(Mateus 6.34)

RESUMO

KNABBEN, Gustavo Carlos. **SONNE - Sistema de gerenciamento, conversão e armazenamento de energia solar fotovoltaica para aplicação em armadilha luminosa com LEDs.** Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica – Área: Eletrônica de Potência) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2014.

O presente trabalho foi concebido numa parceria entre a Empresa de Pesquisa Agropecuária e de Extensão Rural de Santa Catarina - EPAGRI e a Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, na busca pelo desenvolvimento de soluções alternativas para o controle de pragas do campo. A proposta do trabalho está fundamentada nas armadilhas luminosas, dispositivos capazes de capturar insetos através do estímulo visual destes e aplicar técnicas de controle na lavoura. Os equipamentos atualmente utilizados necessitam da rede elétrica para operar, o que torna sua utilização uma prática limitada às regiões supridas por energia elétrica. Apesar de já existirem iniciativas na utilização de energia solar fotovoltaica para alimentação elétrica das armadilhas, essas são pouco eficientes do ponto de vista energético e ocupam grande volume de espaço em equipamentos eletrônicos. A proposta do presente trabalho tem por objetivo desenvolver uma armadilha luminosa mais eficiente e compacta que as usadas atualmente pela EPAGRI, através do emprego de Diodos Emissores de Luz (LEDs), conversor C.C.-C.C., baterias de menor tamanho e método de rastreamento de máxima potência adequado para conversão de energia solar em energia elétrica, utilizando um módulo fotovoltaico. Nesse sentido, foram realizados alguns estudos em sequência. Primeiramente, foi feita uma análise teórica acerca do fototropismo dos insetos, ou seja, a sensibilidade destes a diferentes frequências de luz (cores). Na sequência, foi proposta a utilização do LED como fonte luminosa da armadilha e, para isso, uma revisão bibliográfica sobre esse componente e maneiras de acioná-lo foi desenvolvida. Nas etapas subsequentes do trabalho, descreveram-se as soluções encontradas para o processamento de energia solar fotovoltaica e o carregamento do banco de baterias da armadilha. Para controle geral do sistema elétrico, recorreu-se à teoria de Controle Supervisório de Sistemas a Eventos Discretos. Todas essas etapas integradas contribuíram para a construção de um protótipo de armadilha luminosa diferenciado e melhor adaptado às necessidades dos engenheiros da EPAGRI.

Palavras-chave: LEDs, fotovoltaico, armadilhas luminosas, controle supervisão

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Diagrama de blocos do sistema elétrico antigo	24
Figura 1.2 - Diagrama de blocos do sistema elétrico	25
Figura 2.1 - O espectro eletromagnético, com destaque para a região visível	27
Figura 2.2 - Sensibilidade dos insetos e do homem a diferentes comprimentos de onda	29
Figura 2.3 - Partes que compõem uma armadilha luminosa	29
Figura 2.4 - (a) Espectro da lâmpada fluorescente de luz negra;	30
Figura 2.5 - Comparação das fontes luminosas com a sensibilidade dos insetos à luz	31
Figura 2.6 - (a) Lâmpada fluorescente de luz negra; (b) LEDs ultravioleta	32
Figura 3.1 - Classificação dos LEDs	33
Figura 3.2 - Representação do deslocamento de cargas em uma junção PN	34
Figura 3.3 - Curvas de corrente versus tensão dos LEDs: extraída do	35
Figura 3.4 - Resultado da linearização, à esquerda, e pontos linearmente dispostos, à direita.	39
Figura 3.5 - Sobreposição das curvas advindas do modelo proposto e do datasheet	40
Figura 3.6 - Curva do modelo matemático para diferentes temperaturas de operação	41
Figura 3.7 - Circuito com fonte de tensão variável para simular o componente criado	41
Figura 3.8 - Comparação do modelo matemático com o modelo do SIMPLORER®	42
Figura 3.9 - Forma do gráfico da função $V\lambda$ para a visão fotópica	43
Figura 3.10 - Esfera de integração do Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPEL	45
Figura 3.11 - Medição angular de um LED	46
Figura 3.12 - Circuito resistor - LED	47
Figura 3.13 - Arranjo de m por n LEDs	48
Figura 3.14 - Acionamento de LED por conversor elevador de tensão	49
Figura 3.15 - Circuito com espelhos de corrente	50
Figura 3.16 - Rendimento do circuito com espelho de corrente em função de m	51
Figura 3.17 - Sensibilidade dos insetos e do homem a diferentes comprimentos de onda	53
Figura 3.18 - Aparelho para teste do fototropismo em insetos	54
Figura 3.19 - Suporte para os LEDs do experimento	55
Figura 3.20 - Detalhe das partes do aparelho experimental	55
Figura 3.21 - Placas de circuito impresso da lâmpada de LEDs	59
Figura 3.22 - Diagrama interno do CD4007UBE	60
Figura 3.23 - Evolução da construção da lâmpada de LEDs da armadilha	61
Figura 4.1 - Bateria de chumbo-ácido da fabricante <i>Vision</i>	63
Figura 4.2 - Método de carga de baterias de chumbo-ácido	67
Figura 5.1 - (a) Dopagem do Silício; (b) Junção PN	69
Figura 5.2 - Célula fotovoltaica do ponto de vista físico	70
Figura 5.3 - Curvas de corrente e potência por tensão de uma célula fotovoltaica	71
Figura 5.4 - Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica	72
Figura 5.5 - Associação série de células fotovoltaicas	73
Figura 5.6 - Associação paralela de células fotovoltaicas	73
Figura 5.7 - Associação mista de células fotovoltaicas	74
Figura 5.8 - (a) Variação da irradiação com temperatura fixa em 25 °C;	76
Figura 5.9 - (a) Variação da irradiação com temperatura fixa em 45 °C;	77
Figura 5.10 - Detalhes da construção dos módulos fotovoltaicos	81
Figura 5.11 - Compromisso entre resposta dinâmica e oscilação em regime do método P&O	84
Figura 5.12 - Fluxograma do método P&O	85
Figura 5.13 - Curva de potência versus corrente dos módulos conectados em série	86
Figura 6.1 - Estrutura genérica de um conversor CC-CC	87

Figura 6.2 - Topologia do conversor Boost	89
Figura 6.3 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> em função da razão cíclica	90
Figura 6.4 - Primeira etapa de operação do Boost	91
Figura 6.5 - Segunda etapa de operação do Boost	91
Figura 6.6 - Formas de onda do conversor Boost em modo de condução contínua	92
Figura 6.7 - Imagens da construção do indutor	98
Figura 6.8 - Contribuição de cada um dos elementos nas perdas totais	105
Figura 6.9 - Malha de controle da corrente de entrada do Boost.....	106
Figura 6.10 - Modelo elétrico do Boost para equacionamento.....	107
Figura 6.11 - Diagrama de bode da planta de corrente	112
Figura 6.12 - Diagrama de Bode do compensador de corrente	114
Figura 6.13 - Diagrama de Bode da planta de corrente controlada	115
Figura 6.14 - Compensador analógico "avanço e atraso de fase"	115
Figura 6.15 - Diagrama interno do UC3525A	118
Figura 6.16 - Configuração da saída do 3525 para chaveamento único	119
Figura 6.17 - Circuito do <i>driver</i> para acionamento do MOSFET	120
Figura 6.18 - Formas de onda simuladas da tensão de saída e da corrente de entrada	121
Figura 6.19 - Correntes medida e de referência do controlador	122
Figura 6.20 - Sinais do modulador PWM.....	123
Figura 6.21 - Formas de onda de tensão na chave e no diodo.....	123
Figura 6.22 - Sensor de corrente de efeito <i>Hall</i>	124
Figura 6.23 - Estrutura de um divisor resistivo	125
Figura 6.24 - Estrutura do filtro RC.....	126
Figura 6.25 - Plataforma <i>Black Board</i>	128
Figura 6.26 - Módulo de comunicação RF	129
Figura 6.27 - Imagem da PCI de potência do conversor.....	130
Figura 6.28 - Imagem da PCI de controle do conversor	130
Figura 6.29 - Protótipo em fase de testes	131
Figura 6.30 - Formas de onda elementares do conversor Boost.....	132
Figura 6.31 - Formas de onda da tensão de saída e da tensão no gate da chave	132
Figura 6.32 - Forma de onda da tensão de saída com o capacitor de desacoplamento	133
Figura 6.33 - Tensões na chave e no diodo, sem <i>snubber</i>	133
Figura 6.34 - Destaque para as tensões na chave e no diodo, sem <i>snubber</i>	134
Figura 6.35 - Simulação do conversor com indutância parasita de trilha	134
Figura 6.36 - Formas de onda simuladas de tensão na chave e no diodo	135
Figura 6.37 - Simulação do conversor com <i>snubber</i> no diodo.....	136
Figura 6.38 - Formas de onda simuladas de tensão na chave e no diodo, com <i>snubber</i>	136
Figura 6.39 - Tensões na chave e no diodo, com <i>snubber</i>	137
Figura 6.40 - Destaque para as tensões na chave e no diodo, com <i>snubber</i>	137
Figura 6.41 – “Sol artificial” utilizado para validação do protótipo em laboratório.....	138
Figura 7.1 - Diagrama global de supervisão do sistema elétrico	140
Figura 7.2 - Comportamento de um SED	141
Figura 7.3 - Exemplo de autômato	142
Figura 7.4 - Exemplo de modelagem por autômatos	142
Figura 7.5 - Autômato resultante da composição síncrona das sub-plantas	143
Figura 7.6 - Autômatos dos modelos de planta.....	144
Figura 7.7 - Autômato da especificação de controle E1.....	146
Figura 7.8 - Autômatos das especificações de controle E2 e E3.....	147
Figura 7.9 - Autômatos das especificações de controle E4, E5, E6 e E7	148
Figura 7.10 - (a) Autômato do supervisor de controle de geração;.....	151
Figura 7.11 - Fluxograma de implementação do supervisor	155
Figura 7.12 - Imagem do posicionamento dos módulos para teste do protótipo	155
Figura 7.13 - Análise do sistema operando com potência de 36 W na entrada	157

Figura 7.14 - Análise do sistema operando com potência de 24 W na entrada	157
Figura 7.15 - Análise do sistema operando sem potência na entrada	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Classificação da radiação ultravioleta segundo a ANVISA.....	28
Tabela 3.1 - Comparação entre os LEDs UV, azul e verde	56
Tabela 3.2 - Comparação entre os LEDs UV, azul e a lâmpada de luz negra	57
Tabela 3.3 - Comparação entre os LEDs UV, azul e branco	57
Tabela 3.4 - Comparação entre misturas de LEDs UV, azul e branco	58
Tabela 5.1 – Rendimento da célula fotovoltaica I6MU1580 2S	78
Tabela 5.2 – Energia média diária, em Wh, gerada por uma célula durante	79
Tabela 6.1 - Ganho estático das topologias básicas de conversores C.C.-C.C. não isolados	88
Tabela 6.2 - Especificações de projeto do Boost	93
Tabela 6.3 - Especificações de projeto do indutor	94
Tabela 6.4 - Especificações do núcleo de Ferrite do indutor	95
Tabela 6.5 - Especificações do condutor do indutor	96
Tabela 6.6 - Características do capacitor de saída	99
Tabela 6.7 – Características do interruptor especificado	101
Tabela 6.8 - Características do diodo especificado	103
Tabela 6.9 - Grandezas do compensador analógico da corrente de entrada.....	117
Tabela 6.10 - Especificações do sensor <i>Hall</i>	124
Tabela 7.1 - Descrição dos eventos controláveis.....	143
Tabela 7.2 - Descrição dos eventos não-controláveis	144
Tabela 7.3 - Código do supervisor de geração	151
Tabela 7.4 - Geração de eventos não controláveis.....	152
Tabela 7.5 - Processamento dos eventos	153
Tabela 7.6 - Geração dos eventos controláveis.....	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANVISA	Agência Nacional de Vigilância Sanitária
C.C.-C.C.	Corrente Contínua - Corrente Contínua
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
EPAGRI	Empresa de Pesquisa Agropecuária e Extensão Rural de Santa Catarina
LED	<i>Light Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz)
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
P&O	Perturba & Observa
PCI	Placa de Circuito Impresso
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RF	Rádiofrequência
SED	Sistema a Eventos Discretos
TCS	Teoria de Controle Supervisório
UV	Ultravioleta

LISTA DE SÍMBOLOS

Grandezas

i	Corrente variável
v	Tensão variável
I	Corrente constante
V	Tensão constante
P	Potência ativa
R	Resistência
η	Rendimento
T	Temperatura
E	Energia
k	Constante de Boltzmann
q	Carga do elétron
h	Constante de Planck
c	Velocidade da luz
λ	Comprimento de onda
n	Fator de idealidade ou índice numérico
m	Índice numérico

Unidades de medida

V	Volt (unidade de tensão)
A	Ampère (unidade de corrente)
W	Watt (unidade de potência)
J	Joule (unidade de energia)
K	Kelvin (unidade de temperatura)
$^{\circ}C$	Grau Celsius (unidade de temperatura)
C	Coulomb (unidade de carga elétrica)
nm	Nanômetro (unidade de distância equivalente a 10^{-9} metros)
m/s	Metro por segundo (unidade de velocidade)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	23
1.2	JUSTIFICATIVA.....	24
1.3	OBJETIVOS.....	25
1.3.1	Objetivo geral.....	25
1.3.2	Objetivos específicos	25
1.4	HIPÓTESE.....	25
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	26
2	ARMADILHAS LUMINOSAS EM CAMPO.....	27
2.1	O ESPECTRO ELETROMAGNÉTICO	27
2.2	SENSIBILIDADE DOS INSETOS À LUZ	28
2.3	PARTES DE UMA ARMADILHA LUMINOSA	29
3	A FONTE LUMINOSA DA ARMADILHA: O LED	33
3.1	FUNCIONAMENTO E CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LED	34
3.2	O MODELO MATEMÁTICO DO LED	35
3.3	PRINCÍPIOS DA MEDIÇÃO ÓPTICA	42
3.4	CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDs	46
3.4.1	Circuito com resistor	47
3.4.2	Circuito com conversor elevador	48
3.4.3	Circuito com espelhos de corrente	49
3.5	TESTES DOS LEDs COM INSETOS EM LABORATÓRIO	53
3.6	CONSTRUÇÃO DA LÂMPADA DE LEDs.....	59
4	ARMAZENAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA	62
4.1	BATERIAS – UMA ANÁLISE GERAL	62
4.2	A BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO.....	64
4.3	DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE BATERIAS.....	65
4.4	CARACTERÍSTICAS E MÉTODOS DE CARGA	66
5	A GERAÇÃO FOTOVOLTAICA.....	68
5.1	O EFEITO FOTOVOLTAICO	68
5.2	A CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	70
5.3	MODELAGEM E ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS	72
5.4	A GERAÇÃO NA REGIÃO DE ITAJAÍ – SC	77
5.5	DIMENSIONAMENTO E CONSTRUÇÃO DE UM MÓDULO	79
5.6	RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE UM MÓDULO	82

6	CONVERSOR C.C.-C.C.....	87
6.1	BREVE INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES C.C.-C.C.	87
6.2	O CONVERSOR <i>BOOST</i>	89
6.3	PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	93
6.3.1	Projeto do indutor	94
6.3.2	Projeto do filtro de saída	99
6.3.3	Escolha do interruptor e esforços.....	100
6.3.4	Escolha do diodo e esforços	103
6.3.5	Eficiência teórica do conversor	105
6.4	PROJETO DO CONTROLE GERAL DO CONVERSOR.....	105
6.4.1	Controle da corrente de entrada	106
6.4.2	Comando do interruptor	115
6.4.3	Simulação do conversor	120
6.4.4	Circuitos de sensoriamento e condicionamento	124
6.4.5	Supervisão digital microcontrolada.....	127
6.5	PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	130
6.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	131
7	CONTROLE SUPERVISÓRIO DO SISTEMA.....	139
7.1	CONTROLE DE SISTEMAS A EVENTOS DISCRETOS	140
7.2	MODELAGEM DO SISTEMA ELÉTRICO DA ARMADILHA	143
7.3	ESPECIFICAÇÕES DE CONTROLE	145
7.4	SINTETIZAÇÃO DOS SUPERVISORES	149
7.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	155
8	CONCLUSÃO	159
9	TRABALHOS FUTUROS	161
	REFERÊNCIAS	162
	ANEXOS.....	165

1 INTRODUÇÃO

A introdução deste trabalho contará com a formulação do problema proposto, a justificativa para a sua realização e a descrição detalhada dos objetivos almejados, bem como uma hipótese de resultado final.

1.1 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A exploração agropecuária enfrenta o desafio de produzir alimentos para uma população mundial que cresce a níveis preocupantes. A agricultura moderna, para conseguir uma produtividade máxima, caracteriza-se pelo uso intensivo de tecnologias aplicadas primariamente a monocultivos. Esse modelo, apesar de falho, tem apresentado resultados satisfatórios nos países desenvolvidos, onde existem condições de acompanhamento das diversas variáveis desse contexto, possibilitando a correção de alguns desvios que possam ocorrer [1].

No Brasil, um país tropical com fauna e flora muito diversificadas, a implantação de monoculturas favorece o aparecimento de diversas pragas. Esse fato, somado à inadequada utilização de inseticidas, provoca o surgimento de insetos resistentes, ressurgência de pragas, contaminação humana e ambiental e elevação desnecessária dos custos de produção.

O controle de insetos por métodos físicos enquadra-se nessa filosofia e, dentre estes, o uso de armadilhas luminosas vem crescendo em interesse no controle de pragas agrícolas. Esse método baseia-se na interrupção do ciclo de vida do inseto no estágio adulto, dessa forma, cada fêmea atraída e morta antes da postura representa a eliminação de centenas de larvas que eclodiriam, caso ocorresse a oviposição [1].

As armadilhas hoje existentes e utilizadas no campo são constituídas, na maioria dos casos, por uma lâmpada fluorescente tubular de 15 Watts que emite raios de luz ultravioleta no comprimento de onda de 365 nanômetros. A emissão de luz próxima a esse comprimento de onda provoca estímulo e, por consequência, movimento de insetos em direção à fonte, onde são aprisionados. Esse comportamento é chamado de fototropismo, mais especificamente, positivo, se o movimento for em direção à fonte de luz; ou negativo, se o movimento for contrário.

A Empresa de Pesquisa Agropecuária e Extensão Rural de Santa Catarina – EPAGRI promove estudos em armadilhas luminosas que utilizam energia fotovoltaica e conversores eletrônicos para gerar, armazenar e disponibilizar energia elétrica para o acionamento da fonte luminosa da armadilha. Os sistemas eletrônicos utilizados, porém, são pouco otimizados, pois necessitam converter a energia advinda dos módulos fotovoltaicos para carregar as baterias e, posteriormente, convertê-la novamente para que o acionamento da lâmpada fluorescente possa ser efetuado. Esse processo, representado pelo diagrama de blocos da Figura 1.1, apresenta perdas consideráveis, tanto nos estágios de conversão quanto na baixa eficiência da fonte luminosa, o que exige maior capacidade de armazenamento de energia e, por conseguinte, baterias maiores.

Figura 1.1 - Diagrama de blocos do sistema elétrico antigo



Fonte: produção do próprio autor

1.2 JUSTIFICATIVA

A proposta deste trabalho é melhorar a eficiência das armadilhas luminosas utilizadas pela EPAGRI através do estudo e aplicação de Diodos Emissores de Luz – LEDs na substituição da lâmpada fluorescente; pesquisa e desenvolvimento de um conversor eletrônico adequado para a conversão da energia proveniente do módulo fotovoltaico; e estudo de uma técnica para rastreamento da máxima potência fornecida pelo módulo fotovoltaico.

A Figura 1.2 apresenta o diagrama de blocos do sistema elétrico proposto para a armadilha luminosa. Este é composto pelos estágios de conversão da energia solar em energia elétrica, através de um módulo fotovoltaico; armazenamento da energia coletada, através de um banco de baterias; e acionamento de um arranjo de LEDs, como estágio final do sistema. A especificação e projeto de cada um desses blocos será exposta nos tópicos que sucedem essa introdução.

Figura 1.2 - Diagrama de blocos do sistema elétrico



Fonte: produção do próprio autor

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Desenvolver uma armadilha luminosa mais eficiente e compacta que as usadas atualmente pela EPAGRI, através do emprego de LEDs, conversor C.C.-C.C., baterias de menor tamanho e método de rastreamento de máxima potência adequado para conversão de energia solar em energia elétrica utilizando um módulo fotovoltaico.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudar modelos e arranjos de LEDs que proporcionem melhor rendimento no consumo da energia armazenada e sejam adequados para estimular o fototropismo positivo dos insetos;
- Estudar métodos de rastreamento da máxima potência de um módulo fotovoltaico e selecionar o melhor método para aplicação no sistema;
- Estudar, modelar, simular e construir um conversor C.C.-C.C. para conectar o módulo fotovoltaico à bateria ou banco de baterias;
- Realizar testes da armadilha construída, segundo orientação e acompanhamento de profissionais especializados da EPAGRI, para validação do protótipo desenvolvido.

1.4 HIPÓTESE

A hipótese do sistema elétrico proposto ser mais eficiente e compacto que o atual está baseada na proposta de substituição da lâmpada fluorescente por LEDs, os quais apresentam melhor rendimento e, dessa forma, não exigem um sistema

eletrônico de grande porte para geração e armazenamento de energia. Isso resultará no desenvolvimento de uma armadilha com provável raio de alcance reduzido em relação à atualmente utilizada pela EPAGRI, mas, em compensação, que possua um sistema eletrônico compacto e de maior eficiência.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

Para oferecer maior comodidade ao leitor, será explicado, sucintamente, de que forma se estrutura o presente documento.

O trabalho foi dividido em seis capítulos de desenvolvimento, cada um relacionado a uma parte do sistema elétrico da armadilha. Dependendo do seu conteúdo, foram incorporadas também as etapas experimentais realizadas durante o período de estudo.

No Capítulo 2, o leitor é introduzido aos detalhes construtivos das armadilhas luminosas e a um breve estudo motivacional quanto à emissão de luz e excitação dos insetos por essas. O Capítulo 3 contém um detalhado estudo acerca de Diodos Emissores de Luz (LEDs), os circuitos que os acionam, dentre outras questões que estão relacionadas à construção da lâmpada de LEDs para a armadilha.

O Capítulo 4 trata do armazenamento de energia elétrica por baterias. O Capítulo 5 realiza uma revisão bibliográfica sobre geração fotovoltaica e antecede o Capítulo 6, o mais completo de todos, o qual trata detalhadamente do conversor C.C.-C.C. escolhido e projetado para o protótipo. O desenvolvimento do trabalho é concluído com a explanação acerca do controle supervisor do sistema elétrico, presente no Capítulo 7.

As conclusões do estudo e os trabalhos futuros que deste advém estão detalhadamente descritos nos Capítulos 8 e 9, respectivamente.

2 ARMADILHAS LUMINOSAS EM CAMPO

O conteúdo exposto neste capítulo contém a revisão bibliográfica de conceitos e tecnologias empregadas nas armadilhas luminosas mais utilizadas em atividades agronômicas.

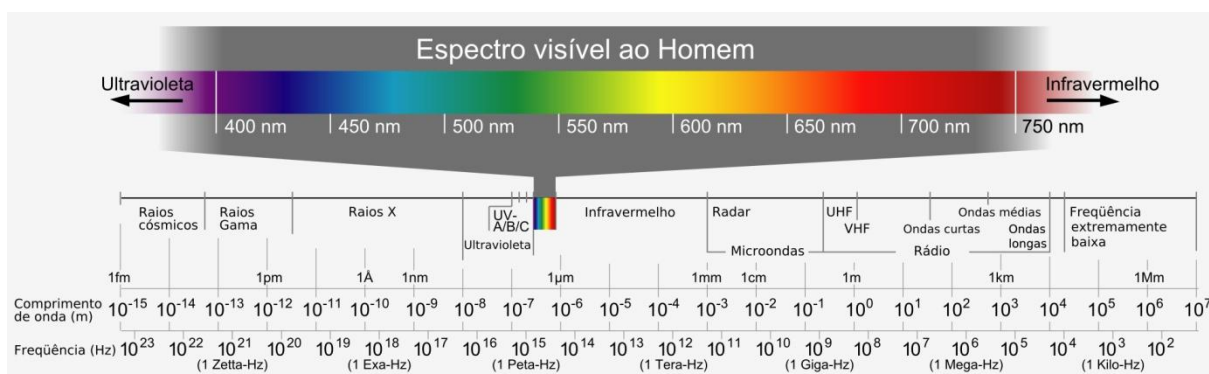
Armadilhas luminosas podem ser definidas como dispositivos para atração e captura de insetos. Baseiam-se no fenômeno do fototropismo positivo, ou seja, a característica de certas espécies de insetos de serem atraídas pela luz.

O conceito de armadilha luminosa pode ser ampliado para o de equipamento destinado à atração e captura de insetos fototrópicos positivos de atividade noturna, ou seja, que voam entre 19 e 5 horas. Assim sendo, todo o funcionamento dessas armadilhas fundamenta-se nas características da radiação luminosa do espectro eletromagnético [1].

2.1 O ESPECTRO ELETROMAGNÉTICO

Um grande número de frequências visualizadas em ordem numérica constitui um espectro. O espectro eletromagnético inclui ondas de rádio, sinais de TV, feixes de radar e raios luminosos. As frequências usadas para comunicações de rádio estão localizadas próximas à parte inferior do espectro eletromagnético. Conforme a frequência aumenta, a energia eletromagnética torna-se perigosa ao homem. [2]. A Figura 2.1 apresenta o espectro eletromagnético, com destaque para a região do espectro visível ao ser humano.

Figura 2.1 - O espectro eletromagnético, com destaque para a região visível
(melhor visualizado em cores)



Fonte: <http://pion.sbfisica.org.br/>

A radiação visível é a parte do espectro eletromagnético visível pelo homem e está situada entre 400 e 750 nanômetros (*nm*), abrangendo as cores básicas: violeta, anil, azul, verde, amarelo, laranja e vermelho. Radiações com comprimento de onda entre 200 *nm* e 400 *nm* são denominadas ultravioletas e aquelas situadas entre 750 *nm* e 2500 *nm*, como infravermelhas. A Agência Nacional de Vigilância Sanitária - ANVISA divide a parcela do espectro correspondente à radiação ultravioleta segundo a classificação apresentada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Classificação da radiação ultravioleta segundo a ANVISA¹

Classificação	Sub-classificação	Faixa de comprimentos de onda (<i>nm</i>)
UVA	UVA I	340 - 400
	UVA II	320 - 340
UVB		290 - 320
UVC		200 - 290

Fonte: [3]

Tanto a radiação ultravioleta quanto a infravermelha são invisíveis para o homem, embora seus efeitos possam ser sentidos.

2.2 SENSIBILIDADE DOS INSETOS À LUZ

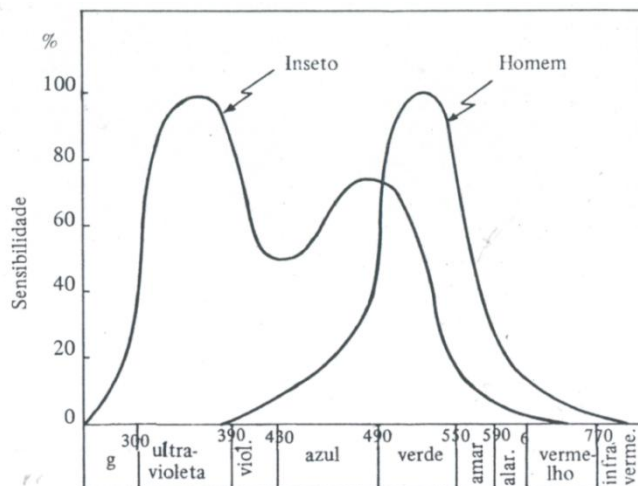
O comportamento dos insetos e do homem em relação à luz é muito diferente. Isso ocorre devido ao sistema visual dos insetos, que pode reagir a diferentes comprimentos de onda das radiações monocromáticas na faixa de 250 a 700 *nm*. Para o homem, essa faixa situa-se entre 400 *nm* e 800 *nm* [1].

A Figura 2.2 apresenta as curvas de sensibilidade visual dos insetos e do homem a diferentes comprimentos de onda de radiação luminosa. O pico de acuidade visual humana situa-se ao redor dos 556 *nm*, enquanto que nos insetos isso ocorre aos 365 *nm*. O fato da curva de sensibilidade dos insetos à luz ter

¹ A ANVISA regulamenta apenas produtos com indicação médica (diagnóstico / terapia) e alguns com indicação estética. Para a faixa do ultravioleta de interesse neste trabalho, a agência apenas recomenda que se procure normas técnicas ou estudos indicativos de níveis seguros de exposição para este comprimento de onda. Com o objetivo de esclarecer os riscos de exposição prolongada da pele à radiação ultravioleta e justificar os cuidados que serão tomados no desenvolvimento do protótipo, um artigo que trata sobre câmaras de bronzamento artificial está disponível para leitura no Anexo A deste trabalho.

largura maior que a curva de sensibilidade do homem explica porque aqueles, de maneira geral, são mais influenciados pela luminosidade do que este.

Figura 2.2 - Sensibilidade dos insetos e do homem a diferentes comprimentos de onda

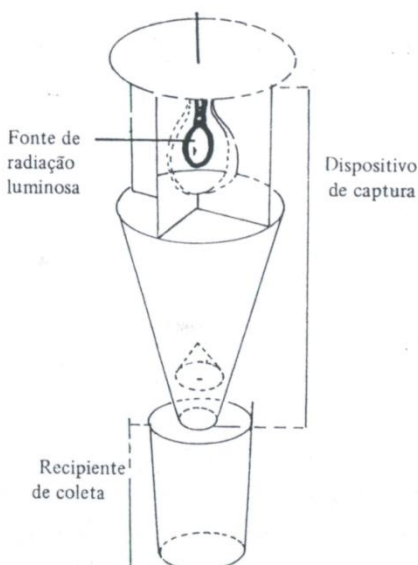


Fonte: [1]

2.3 PARTES DE UMA ARMADILHA LUMINOSA

As armadilhas luminosas compõem-se, basicamente, de três partes: fonte de radiação luminosa, dispositivo de captura e recipiente para coleta dos insetos capturados, como esquematizado na Figura 2.3. Apesar da relativa simplicidade dessa arquitetura, existem centenas de modelos e variações de armadilhas que se adaptam a diferentes finalidades.

Figura 2.3 - Partes que compõem uma armadilha luminosa

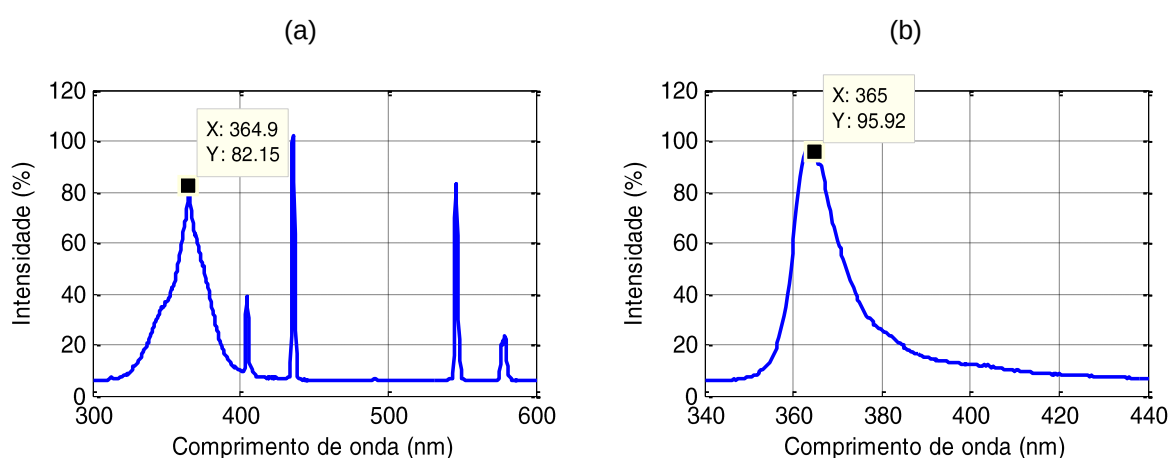


Fonte: [1]

Para a emissão de luz, podem ser utilizados diversos tipos de lâmpadas. Deve-se reiterar que inúmeros estudos têm demonstrado que a radiação ultravioleta é a mais eficiente na atração dos insetos, razão pela qual a lâmpada fluorescente de 15 W do tipo luz negra tem sido a mais utilizada no Brasil.

A EPAGRI utiliza uma armadilha com a lâmpada fluorescente mencionada, cuja variação de intensidade luminosa de acordo com o comprimento de onda está representada na Figura 2.4a.

Figura 2.4 - (a) Espectro da lâmpara fluorescente de luz negra;
(b) Espectro do LED UV



Fonte: produção do próprio autor

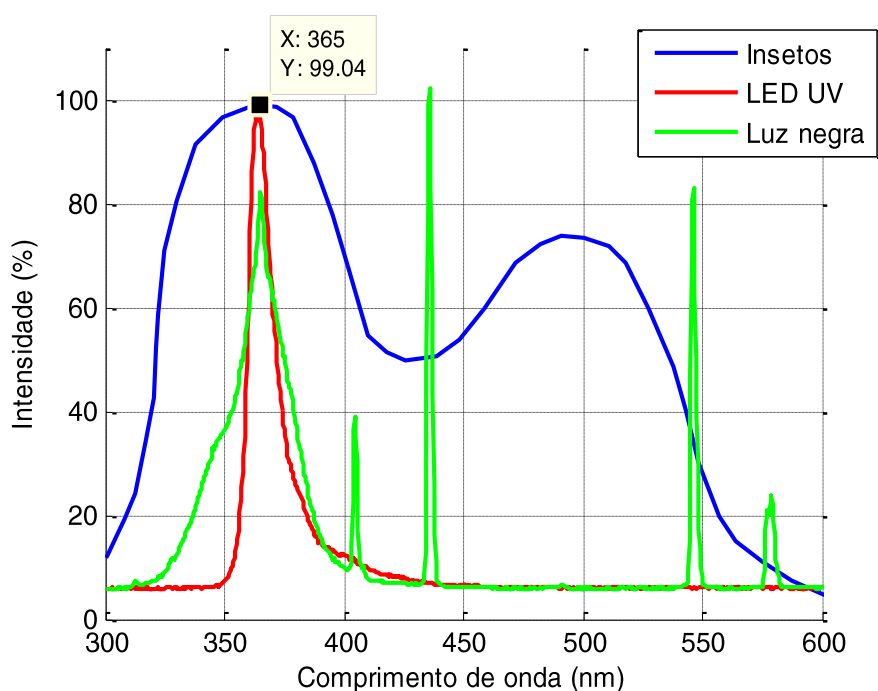
Nota-se, da figura, que esse tipo de lâmpada emite luz em alguns comprimentos de onda, representados pelos picos de intensidade luminosa. Destaca-se o pico correspondente ao comprimento de onda de 365 nm, pico esse de interesse, pois provoca o efeito fototrópico nos insetos com maior força.

Por motivos que ficarão claros nos tópicos seguintes, mas principalmente pela vida útil prolongada e maior eficiência, o presente trabalho propõe a troca da fonte luminosa fluorescente de luz negra por Diodos Emissores de Luz - LEDs que, com o avanço da tecnologia de fabricação, podem emitir luz em vários comprimentos de onda diferentes, inclusive na região do ultravioleta.

A Figura 2.4b apresenta a curva de radiação luminosa de um LED ultravioleta experimentada em laboratório, cuja folha de dados (*datasheet*) pode ser consultada em [4]. Nota-se que o pico de intensidade luminosa do LED, destacado na figura, corresponde ao comprimento de onda de interesse, cujo valor corresponde a 365 nanômetros.

A sobreposição dos espectros da Figura 2.4 com a curva de sensibilidade dos insetos à luz, anteriormente apresentada na Figura 2.2, permite confirmar, através da Figura 2.5, que ambas as fontes luminosas discutidas excitam visualmente os insetos no comprimento de onda para o qual estes são mais sensíveis.

Figura 2.5 - Comparação das fontes luminosas com a sensibilidade dos insetos à luz

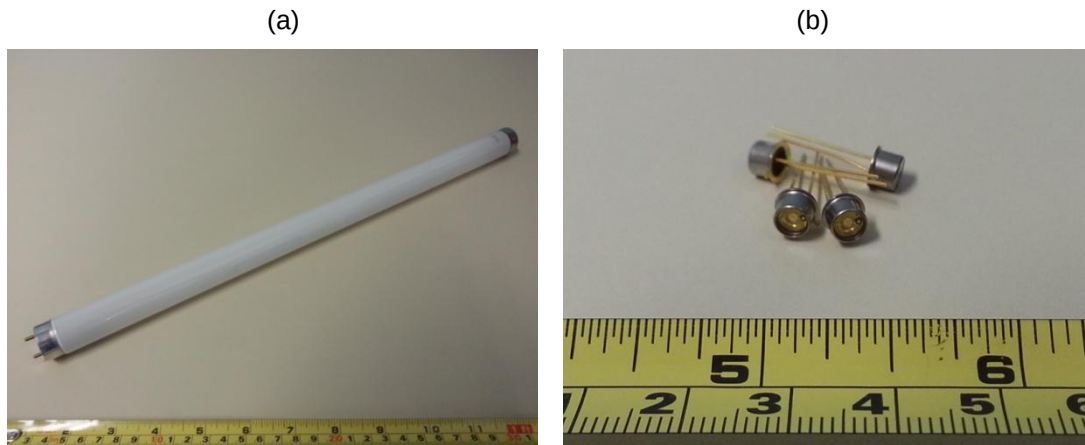


Nota-se que o espectro do LED não emite luz nos comprimentos de onda em que aparecem picos de intensidade luminosa no espectro da lâmpada fluorescente, que não na região do ultravioleta. Isso ficará mais claro nos próximos capítulos, mas esses picos são menos significativos em potência de luz irradiada do que a porção centrada no comprimento de onda de 365 nm , apesar de poderem contribuir para a sensibilidade visual dos insetos. Para contornar esse problema, será proposta a solução de utilizar, na composição da lâmpada, LEDs com outros comprimentos de onda, diferentes do ultravioleta.

O detalhamento dessa solução será feito no Capítulo 3. Entretanto, até que sejam definidas as outras cores pertinentes na excitação dos insetos, o estudo elétrico do Diodo Emissor de Luz será pautado no LED UV, foco do presente trabalho.

A Figura 2.6 mostra, para familiarização do leitor, imagens das duas fontes luminosas até aqui discutidas.

Figura 2.6 - (a) Lâmpada fluorescente de luz negra; (b) LEDs ultravioleta



Fonte: produção do próprio autor

3 A FONTE LUMINOSA DA ARMADILHA: O LED

O capítulo que aqui se inicia abordará uma revisão bibliográfica em diodos emissores de luz, contendo a evolução dessa tecnologia, princípios de funcionamento, características construtivas, modelo elétrico, introdução à medição óptica de fontes luminosas e circuitos para acionamento de LEDs. Um experimento realizado para teste da eficiência dos LEDs no estímulo fototrópico dos insetos será introduzido e discutido. Por fim, todos os detalhes da construção de uma lâmpada de LEDs serão apresentados ao leitor.

O Diodo Emissor de Luz, em inglês *Light Emitting Diode* (LED), é essencialmente uma junção de materiais positivamente e negativamente dopados que emite luz monocromática, uma única cor, quando opera com corrente direta [5].

Surgido na década de 60, o primeiro LED comercial era resultado da combinação de três elementos primários: Gálio, Arsênio e Fósforo, que resultava em um componente com a capacidade de emitir luz vermelha no comprimento de onda de 655 nanômetros, mas com baixa intensidade luminosa.

Com o passar do tempo, a tecnologia de LEDs evoluiu e atualmente tem atraído a atenção de pesquisadores e fabricantes para o desenvolvimento de novos produtos, por serem dispositivos pequenos e eficientes [6]. A Figura 3.1 apresenta a classificação atual dos LEDs em três categorias distintas: indicativos, de alto brilho e de potência.

Figura 3.1 - Classificação dos LEDs



Fonte: [6]

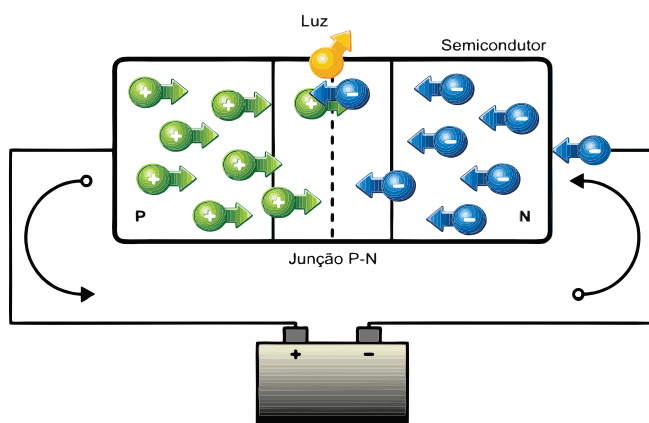
A maior aplicabilidade dos LEDs está na iluminação indicativa, em painéis de automóveis e equipamentos eletrônicos; na iluminação sinalizadora, em semáforos e sistemas de emergência; e na iluminação decorativa, de fachadas e interna.

3.1 FUNCIONAMENTO E CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO LED

O LED é composto por dois materiais distintos formando uma junção PN, como acontece em alguns dispositivos semicondutores. Nessa junção, o lado P contém essencialmente lacunas, ou falta de elétrons, enquanto o lado N contém essencialmente cargas negativas, ou excesso de elétrons. Quando polarizado diretamente, os elétrons e lacunas se movimentam em direção ao mesmo ponto. Assim, a combinação entre esses elementos resulta na emissão de fótons, ou seja, luz. [6]

A Figura 3.2 representa uma junção PN de um LED e o deslocamento de cargas nesta quando diretamente polarizada.

Figura 3.2 - Representação do deslocamento de cargas em uma junção PN



Fonte: [6]

A luz emitida pelo LED é monocromática e o comprimento de onda está relacionado ao tipo de material utilizado na composição do semicondutor. A dopagem do cristal pode ser feita com gálio, alumínio, arsênio, fósforo, índio e nitrogênio. Essa variedade de elementos químicos e a combinação deles permite a emissão de luz em uma ampla faixa do espectro. [6]

A escolha de um LED que emita uma determinada radiação desejada está, portanto, condicionada ao processo de fabricação do componente. Para gerar cores diferentes é necessário realizar a mistura de cores e intensidades utilizando diferentes LEDs em um mesmo sistema.

A intensidade luminosa em um LED está diretamente relacionada à corrente direta que passa pelos seus terminais. Para que esse dispositivo funcione corretamente e dentro dos limites de operação, deve-se conhecer seu modelo e, a

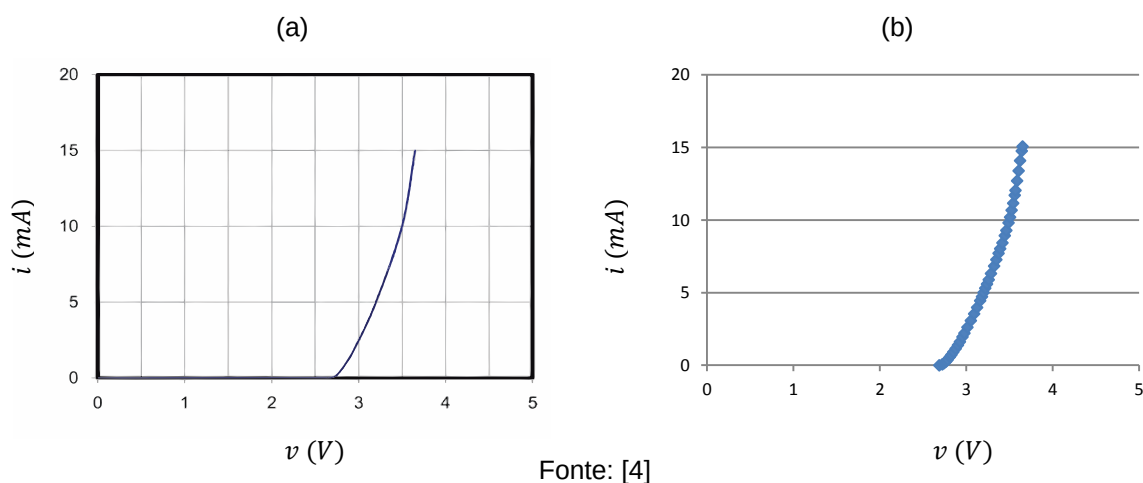
partir deste, condicionar a alimentação elétrica do componente. Em dispositivos semicondutores, esse modelo considera também aspectos construtivos e fatores como a variação da temperatura ambiente. Isso será objeto de estudo no subtópico seguinte.

3.2 O MODELO MATEMÁTICO DO LED

Para extrair o modelo elétrico que mais adequadamente caracterize o comportamento real dos LEDs ultravioleta que comporão a fonte luminosa da armadilha, recorre-se à folha de dados (*datasheet*) fornecida pela empresa fabricante.

O *datasheet* do LED especificado, disponível em [4], fornece diversas informações quanto às condições de funcionamento deste, sendo a curva de corrente direta *versus* tensão direta, representada à esquerda na Figura 3.3, de conhecimento imprescindível ao projetista. Dessa curva, utilizando um editor de imagens, foram extraídos 42 pontos, representados à direita na Figura 3.3, os quais serão utilizados na proposição e adequação do modelo.

Figura 3.3 - Curvas de corrente versus tensão dos LEDs: extraída do *datasheet* (a); e esboçada por pontos (b)



Fonte: [4]

Segundo [5] e [7], o LED é, essencialmente, uma junção PN ou junção de materiais semicondutores positivamente e negativamente dopados que emite luz monocromática quando diretamente polarizado. O LED, como o próprio nome diz, é um Diodo Emissor de Luz (*Light Emitting Diode*) e seu comportamento físico pode ser analisado, mediante pequenas considerações, como um diodo comum.

De acordo com a teoria apresentada em [7], Capítulo 3, a região de polarização direta de uma junção PN é estabelecida quando corrente i e tensão v diretas são aplicadas sobre um dispositivo semiconductor. Nessa região, a relação $i - v$ é rigorosamente aproximada pela Equação (3.1).

$$i = I_S \cdot (e^{v/V_T} - 1) \quad (3.1)$$

Nessa equação, V_T é a constante de tensão térmica e depende da temperatura da junção PN segundo a Equação (3.2), onde k representa a constante de Boltzmann; q , a carga do elétron; e T , a temperatura de junção em Kelvin. Os valores dessas constantes são apresentados na sequência.

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} k &= 1.381 \times 10^{-23} \text{ [J/K]} \\ q &= 1.602 \times 10^{-19} \text{ [C]} \\ T &= T \text{ [}^\circ\text{C]} + 273,15 \text{ [K]} \end{aligned}$$

I_S , por sua vez, é uma constante que depende tanto da temperatura quanto dos aspectos construtivos da junção. É conhecida como corrente de saturação e representada, pela teoria da física de semicondutores, exposta em [7], segundo as Equações (3.3) e (3.4).

$$I_S = A \cdot q \cdot n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p \cdot N_D} + \frac{D_n}{L_n \cdot N_A} \right) \quad (3.3)$$

onde

$$n_i^2 = B T^3 e^{-E_g/kT} \quad (3.4)$$

Substituindo (3.4) em (3.3) e rearranjando os termos, tem-se que

$$I_S = A \cdot q \cdot B \left(\frac{D_p}{L_p \cdot N_D} + \frac{D_n}{L_n \cdot N_A} \right) T^3 \cdot e^{-E_g/(kT)} \quad (3.5)$$

Em (3.5), os termos A , B , D_p , D_n , L_p , L_n , N_D , e N_A são parâmetros físicos do LED e dependem exclusivamente do processo de fabricação do componente e do material utilizado. Considerando que serão utilizados LEDs de um mesmo lote e fabricante, que serão desprezadas possíveis diferenças entre LEDs de um mesmo lote e, finalmente, que esses não sofrerão qualquer deformação ou avaria no processo de construção da armadilha, os parâmetros físicos acima citados, mais a

carga do elétron q , serão considerados constantes e iguais a k_1 . Logo, a Equação (3.5) torna-se

$$I_S = k_1 \cdot T^3 \cdot e^{-E_g/(k \cdot T)} \quad (3.6)$$

Nesta nova equação, k e T são os mesmos parâmetros de (3.2). E_g é a energia necessária, dada em Joules, para um elétron transpor o buraco (*gap*) existente entre a banda de valência e a banda de condução da junção PN, liberando assim um fóton de mesma energia. Seu valor pode ser considerado constante para o caso de um LED que emita luz monocromática, ou seja, em um comprimento de onda bem definido. Sendo assim, considerando a equação do efeito fotoelétrico, extraída de [8], e relacionando frequência ν e comprimento de onda λ pela velocidade da luz c , segue que

$$E_g = h \cdot \nu = h \frac{c}{\lambda} \quad (3.7)$$

onde h representa a constante de Planck. Os valores das constantes são apresentados abaixo.

$$\begin{aligned} c &= 2,998 \times 10^8 \text{ [m/s]} \\ h &= 6,626 \times 10^{-34} \text{ [Js]} \end{aligned}$$

Dessa forma, conhecendo o valor do comprimento de onda λ dominante da luz emitida pelo LED, é possível determinar E_g .

Retornando à Equação (3.1), aqui repetida,

$$i = I_S \cdot (e^{v/V_T} - 1)$$

nota-se que, para valores em que $i \gg I_S$, a equação pode ser reduzida a

$$\begin{aligned} i &= I_S \cdot (e^{v/V_T} - 1) = I_S \cdot e^{v/V_T} - I_S \\ i + I_S &= I_S \cdot e^{v/V_T} \end{aligned}$$

$$i = I_S \cdot e^{v/V_T} \quad , \quad i \gg I_S \quad (3.8)$$

Essa aproximação é válida para as condições de operação dos LEDs que serão utilizados no protótipo.

Substituindo (3.2) e (3.6) em (3.8) e, em seguida, evidenciando alguns termos, encontra-se a relação de corrente por tensão dependente da temperatura para uma junção PN.

$$i = k_1 \cdot T^3 \cdot e^{-E_g/(k.T)} e^{(q.v)/(k.T)}$$

$$i = k_1 \cdot T^3 \cdot e^{\frac{1}{k.T}(q.v - E_g)} \quad (3.9)$$

Isolando k_1 , obtém-se a seguinte equação

$$k_1 = \frac{i}{T^3 \cdot e^{\frac{1}{k.T}(q.v - E_g)}} \quad (3.10)$$

Através da Equação (3.10) é possível, conhecendo o ponto de operação nominal do LED (corrente i e tensão v) a uma certa temperatura e o comprimento de onda da luz emitida por este, determinar a constante k_1 que relaciona os parâmetros físicos do LED. Uma vez determinada essa constante, retorna-se à Equação (3.9) e obtém-se a curva $i - v$ para qualquer temperatura de operação desejada.

Segundo [7], assim como diversas outras referências que tratam de microeletrônica e eletrônica analógica, a resposta $i - v$ dada por (3.9), apesar de modelar rigorosamente uma junção PN, não consegue prever certas não-idealidades decorrentes do processo construtivo dos dispositivos. A diferença do modelo exponencial apresentado para a real característica de corrente por tensão dos dispositivos semicondutores pode ser claramente visualizada experimentalmente.

Buscando otimizar a representação da resposta real desses dispositivos através do modelo proposto, acrescenta-se à Equação (3.9) o chamado fator de idealidade, representado aqui por n , que aparece dividindo o argumento da exponencial.

$$i = k_1 \cdot T^3 e^{\frac{1}{n.k.T}(q.v - E_g)} \quad (3.11)$$

Para determinar o valor do fator de idealidade n do LED que será utilizado na armadilha, recorre-se às técnicas de linearização de curvas. Para tal, aplica-se o logaritmo natural em ambos os lados de (3.11), o que leva às operações algébricas que seguem.

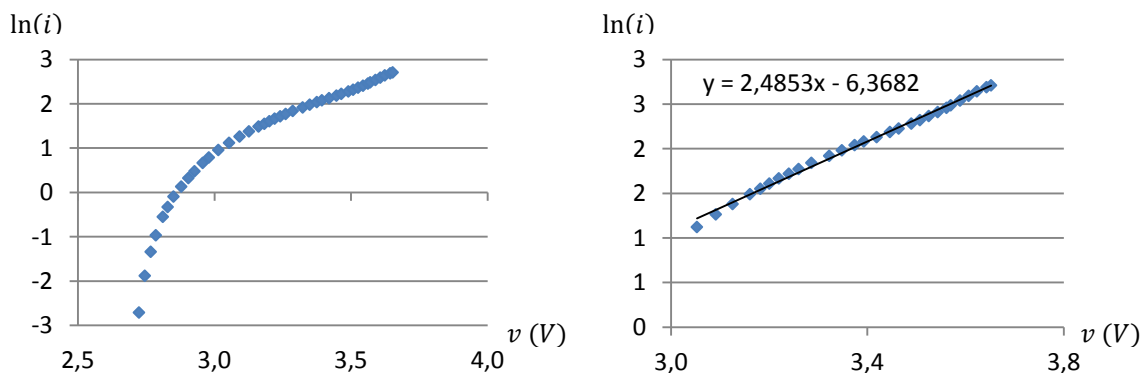
$$\begin{aligned} \ln(i) &= \ln\left(k_1 \cdot T^3 e^{\frac{1}{n.k.T}(q.v - E_g)}\right) \\ \ln(i) &= \ln(k_1 \cdot T^3) + \frac{1}{n.k.T}(q.v - E_g) \\ \ln(i) &= \left(\ln(k_1 \cdot T^3) - \frac{1}{n.k.T}E_g\right) + \frac{q}{n.k.T}v \end{aligned} \quad (3.12)$$

Nota-se, de (3.12), que o modelo foi linearizado em termos de $\ln(i)$ por v . Dessa forma, conhecendo-se a resposta $i - v$ de um determinado LED a uma determinada temperatura, pode-se aplicar o logaritmo natural aos valores de corrente da curva e assim obter esta linearizada.

Como passo subsequente, determina-se o coeficiente angular da reta encontrada e compara-se ao termo correspondente de (3.12), o qual, neste caso, é dado por $\frac{q}{n.k.T}$. Sendo k e q constantes e T conhecido, calcula-se n .

Aplicando-se, portanto, o logaritmo natural aos valores de corrente do gráfico apresentado na Figura 3.3, obtém-se a reta advinda da linearização empregada, esboçada à esquerda na Figura 3.4. Percebe-se, claramente, que os pontos acima de 3 V de tensão sobre o LED estão distribuídos de forma linear. A parcela de pontos restante, localizada entre 2,5 e 3 V, porém, se distribui de forma não-linear. Isso demonstra que o modelo exponencial proposto se adequou perfeitamente ao real comportamento do LED descrito pela curva $i - v$ do *datasheet*, para valores de tensão acima de 3 V. Para os demais valores, entretanto, isso não se aplica.

Figura 3.4 - Resultado da linearização, à esquerda, e pontos linearmente dispostos, à direita.



Fonte: produção do próprio autor

Considerando que o ponto de operação nominal dos LEDs está em torno da tensão de 3,5 V, a parcela de pontos que não apresenta distribuição linear pode ser desconsiderada da análise, pois não representa valores de corrente significativos e, portanto, não gera luz em intensidade relevante. Isso pode ser analisado diretamente na curva da Figura 3.3, onde os pontos de operação com tensão abaixo de 3 V têm correntes de, no máximo, um quarto da corrente nominal.

Com base nas afirmações acima, traçou-se a reta que melhor descreve a distribuição dos pontos considerados, representada à direita na Figura 3.4, e os coeficientes angular e linear que a descrevem.

Em posse do coeficiente angular da reta, seu valor é comparado à expressão que o descreve teoricamente, a partir de (3.12), logo

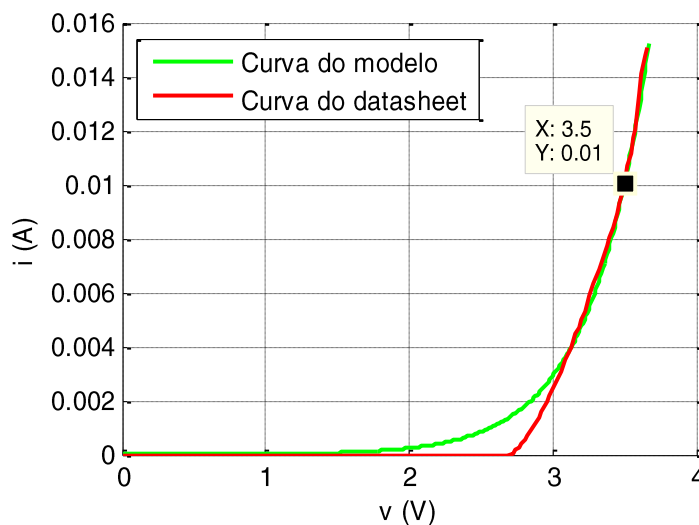
$$\frac{q}{n \cdot k \cdot T} = 2,485 \quad (3.13)$$

Isolando n , aplicando o valor da temperatura de ensaio disponibilizada pelo *datasheet* (25 °C ou 298,15 K) e substituindo o valor as constantes k e q , determina-se o valor do fator de idealidade para o LED.

$$n = 15,7$$

Uma vez encontrado o fator de idealidade que adéqua a curva do modelo matemático proposto à curva que descreve o LED segundo o *datasheet* do fabricante, todas as constantes propostas na Equação (3.11) foram devidamente determinadas. Apresenta-se, portanto, na Figura 3.5, as curvas extraídas do modelo exponencial e do próprio *datasheet* do fabricante. Nota-se a sobreposição das duas curvas para quase todos os valores, exceto, como já destacado anteriormente, para valores de corrente mais baixos. Destaca-se na figura, o ponto nominal de operação dos LEDs.

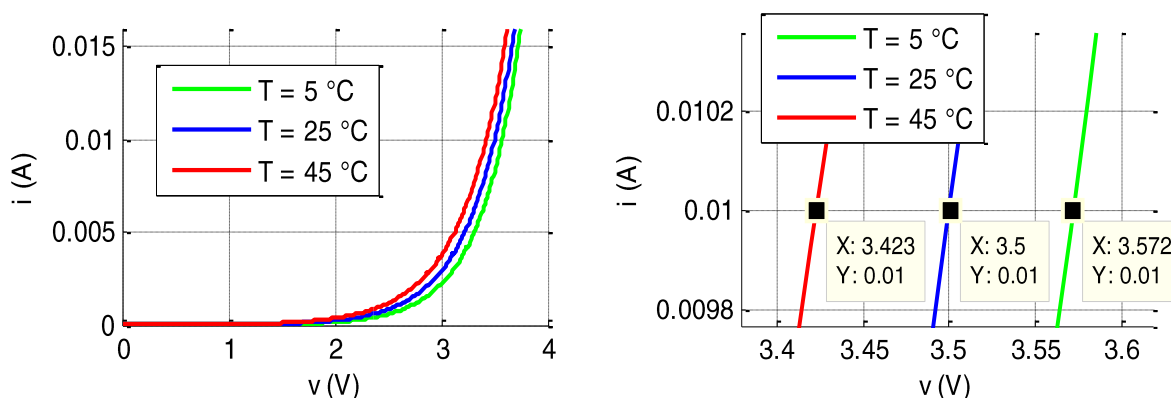
Figura 3.5 - Sobreposição das curvas advindas do modelo proposto e do *datasheet*



Fonte: produção do próprio autor

Simulando-se o modelo para diferentes temperaturas de operação, encontram-se curvas que estão deslocadas na direção do eixo X. Decréscimos na temperatura de operação acarretam no aumento da tensão sobre o LED, para um mesmo valor de corrente direta. Analogamente, acréscimos na temperatura diminuem o valor de tensão para um mesmo valor de corrente. Esta constatação está evidenciada na Figura 3.6.

Figura 3.6 - Curva do modelo matemático para diferentes temperaturas de operação

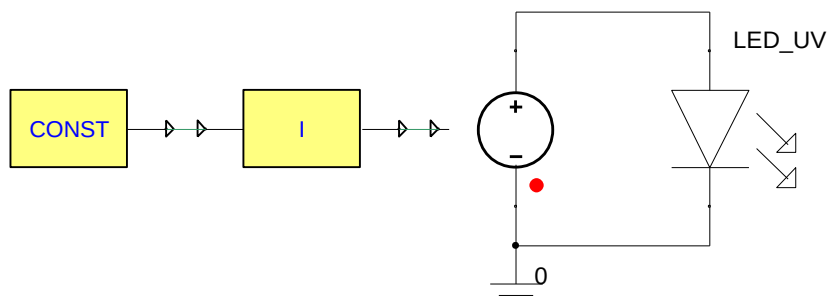


Fonte: produção do próprio autor

Através da análise apresentada neste tópico, obteve-se um modelo que caracteriza satisfatoriamente o comportamento de corrente por tensão no LED a ser utilizado no protótipo. Este foi utilizado na criação de um novo componente no *software* de simulação de circuitos SIMPLORER®, com o comportamento do LED UV aqui analisado e com a possibilidade de simulação para diferentes temperaturas de operação.

O circuito da Figura 3.7 apresenta uma fonte variável, de tensão entre 0 e 4 V, conectada ao LED criado.

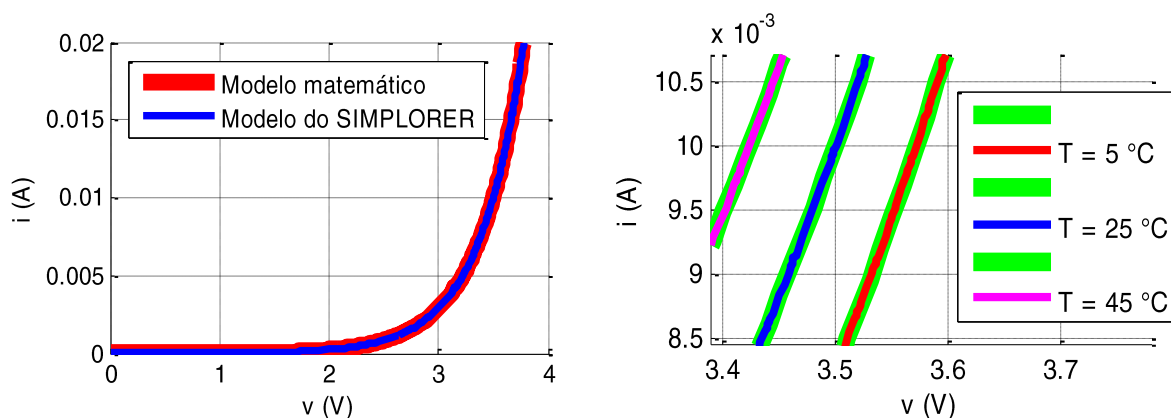
Figura 3.7 – Circuito com fonte de tensão variável para simular o componente criado



Fonte: produção do próprio autor

A simulação deste circuito a uma temperatura de 25 °C gerou um gráfico de corrente *versus* tensão. Os pontos desse gráfico foram extraídos do simulador e importados no MATLAB®. Em seguida foram esboçados juntamente com o gráfico $i - v$ do modelo matemático, à mesma temperatura. A sobreposição desses gráficos está apresentada na Figura 3.8, à esquerda. À direita, na mesma figura, estão representadas as curvas sobrepostas para 3 valores diferentes de temperatura.

Figura 3.8 – Comparação do modelo matemático com o modelo do SIMPLORER®



Fonte: produção do próprio autor

Tinha-se como ideia inicial utilizar o componente criado para simular o sistema elétrico que compõem a armadilha luminosa, com liberdade para montar arranjos série e paralelo de LEDs e simulá-los a diferentes temperaturas. Em virtude do curto período de desenvolvimento desse trabalho e da inexperiência do autor com o uso do *software* SIMPLORER®, entretanto, optou-se por migrar para o *software* de simulação de circuitos OrCAD PSpice para simular o conversor CC-CC. Essa mudança impossibilitou o uso do modelo de LED criado, o qual pode ser utilizado para trabalhos futuros.

3.3 PRINCÍPIOS DA MEDIÇÃO ÓPTICA

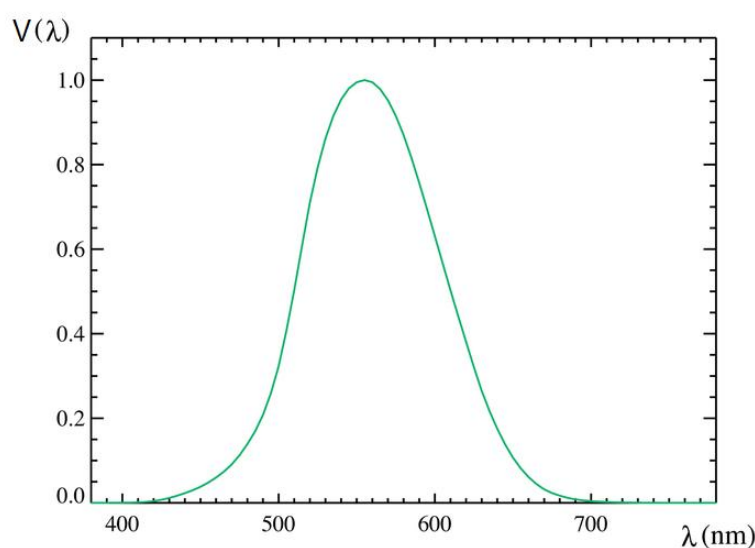
Na caracterização de fontes luminosas segundo sua capacidade de irradiar luz, alguns conceitos devem ser introduzidos e compreendidos. Esses conceitos serão abordados nesta seção e servirão para determinar uma equivalência mais detalhada entre a lâmpada fluorescente e os LEDs, não se restringindo apenas ao comprimento de onda da luz emitida, como abordado no Capítulo 2.

Quando se deseja determinar a potência total de radiação eletromagnética emitida por uma fonte luminosa ou absorvida por um corpo, utiliza-se a grandeza de fluxo radiante, ϕ_r , dado em Watts (W). Essa grandeza é determinada pela composição dos fluxos radiantes por intervalo de comprimento de onda ou fluxo radiante espectral, $\phi_{r\lambda}$, dado em Watts por nanômetro (W/nm). Matematicamente, determina-se o fluxo radiante integrando-se o fluxo radiante espectral em todo o espectro eletromagnético, como apresentado na Equação (3.14).

$$\phi_r = \int_0^{\infty} \phi_{r\lambda} d\lambda \quad [W] \quad (3.14)$$

Sabe-se, entretanto, que apenas uma estreita faixa do espectro eletromagnético é visível a olho nu. Além disso, certos comprimentos de onda de luz visível são capazes de sensibilizar mais o olho humano que outros. Essa diferença na sensibilização da vista pode ser equacionada considerando a resposta das células da retina a diferentes comprimentos de onda e é representada, segundo [9], por $V(\lambda)$, ou seja, uma função do comprimento de onda. Essa função depende de qual célula do olho humano se está estudando. No caso da visão diurna, de alta luminosidade, as células denominadas "cones" são ativadas (visão fotópica). Já no período noturno, com baixa luminosidade, as células "bastonetes" entram em operação (visão escotópica). Para cada um desses dois tipos de visão humana, existe um formato na curva $V(\lambda)$. Para a fotópica, este formato é dado conforme a Figura 3.9.

Figura 3.9 - Forma do gráfico da função $V(\lambda)$ para a visão fotópica



Fonte: [9]

Aplicando essa função no argumento da integral, em (3.14), determina-se a grandeza conhecida como fluxo luminoso, ϕ , dada em lumens (lm), segundo (3.15).

$$\phi = K_m \int_0^\infty V(\lambda) \cdot \phi_{r\lambda} d\lambda \quad [lm] \quad (3.15)$$

onde K_m é uma constante. Nota-se que a curva da Figura 3.9 está normalizada no seu valor de pico. Esse ponto tem valor numérico absoluto igual à constante K_m , a qual, para a visão fotópica, vale 683 lm/W .

As definições de fluxo radiante e fluxo luminoso podem ser utilizadas para determinar, respectivamente, a irradiância, E_r , dada em Watts por metro quadrado (W/m^2), e a iluminância, E , dada em lúmens por metro quadrado (lm/m^2) ou *lux*, de uma fonte luminosa, segundo as Equações (3.16) e (3.17).

$$E_r = \frac{d\phi_r}{dA} \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (3.16)$$

$$E = \frac{d\phi}{dA} \quad [lux] \quad (3.17)$$

A irradiância e a iluminância representam, respectivamente, o fluxo radiante e o fluxo luminoso por unidade de área que atinge uma determinada superfície. Resumidamente, a principal diferença entre essas duas grandezas é o fato da iluminância levar em consideração a sensibilidade do olho humano à luz, enquanto a irradiância desconsiderar isso, sendo aplicada independentemente do observador.

Segundo o artigo técnico da fabricante *Marktech Optoelectronics*, que trata de medição de LEDs, disponível em [10], existem quatro tipos de medição óptica que podem ser pertinentes na caracterização de uma fonte luminosa. São elas: a medição fotométrica, a medição radiométrica, a medição de espectro e a medição angular.

A medição fotométrica está baseada na leitura de intensidade luminosa no espectro visível, aproximadamente entre 380 e 770 nanômetros. Esse tipo de medição utiliza dos conceitos de fluxo luminoso e iluminância e, portanto, tem como unidades usuais o lux e o lúmen. Como esse tipo de medição está restrito ao espectro de luz visível, não é adequado para a medição de LEDs que emitem luz ultravioleta.

A medição radiométrica utiliza o Watt (W) como unidade básica de medição e, dessa forma, aborda os conceitos de fluxo radiante e irradiância. Por se tratar de uma medição absoluta, ou seja, que integra todo o espectro eletromagnético na

caracterização de uma fonte luminosa, possibilita a medição tanto do espectro de luz visível quanto dos espectros de luz infravermelha e ultravioleta. Esse tipo de medição é, por conseguinte, aplicável aos LEDs UV.

Esses dois tipos de medição até agora apresentados podem ser efetuados por equipamentos chamados de fotômetros ou radiômetros, dependendo do tipo de medição que queira ser efetuado. Esses equipamentos, entretanto, são manuais e mesmo se posicionados perto da fonte luminosa, recebem muita interferência da luz externa; além de não caracterizarem a emissão luminosa de uma fonte em toda a sua superfície. Para sanar esse problema, a medição pode ser realizada no interior de uma esfera que homogeneíze a emissão de luz de uma determinada fonte luminosa, independentemente de seu formato. Esse equipamento é conhecido como esfera de integração e está ilustrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 - Esfera de integração do Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPEL

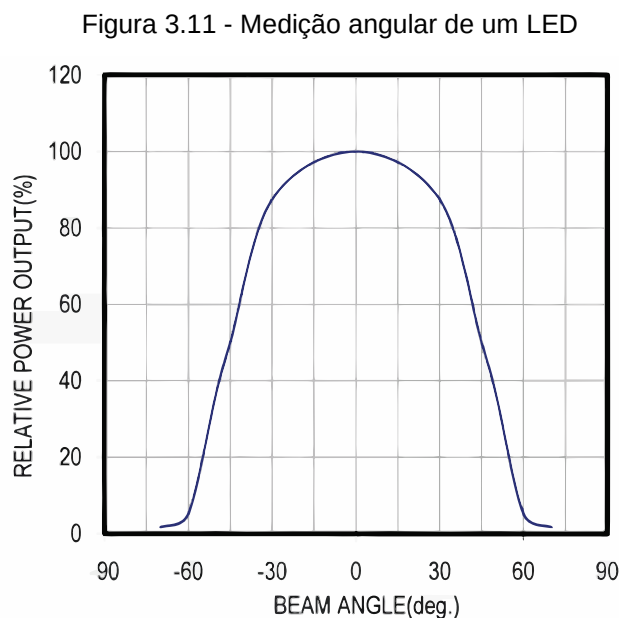


Fonte: produção do próprio autor

A medição de espectro, já apresentada no Capítulo 2 deste trabalho, corresponde à curva que relaciona intensidade luminosa, em uma unidade de medida arbitrária, com o comprimento de onda, normalmente em nanômetros, de uma fonte luminosa experimentada. Através dessa medição é possível, por cálculo, determinar as grandezas que relacionam os outros tipos de medição já apresentados.

O último tipo de medição bastante utilizado na caracterização de uma fonte luminosa é a medição geométrica ou medição angular. Esta mede a distribuição de

radiação espacial de um LED e é muito útil na determinação do ângulo lateral máximo de alcance do feixe luminoso. Um gráfico resultante da medição angular de um LED está exposto na Figura 3.11.



Fonte: [4]

Os quatro tipos de medição óptica aqui apresentados são fundamentais na caracterização de uma fonte luminosa e úteis na comparação entre lâmpadas, no que se refere a potência irradiada, capacidade de sensibilizar o olho humano, comprimentos de onda emitidos, feixe de alcance, dentre outros.

Pela dificuldade de acesso aos equipamentos de medição aqui descritos, não foi possível realizar uma análise experimental comparativa entre a emissão luminosa da lâmpada fluorescente e os LEDs UV. Nesse sentido, optou-se por montar uma lâmpada composta por LEDs num número entre 100 e 150 e verificar, em campo, os resultados dessa escolha, analisando os prejuízos no raio de atuação da armadilha.

3.4 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDs

Tendo-se estudado as características elétricas e construtivas dos LEDs, pode-se dar início ao estudo de topologias de circuitos e técnicas para o acionamento destes.

A partir dos conceitos até aqui abordados, conclui-se que pequenas variações na tensão que é aplicada sobre diodo emissor de luz geram grandes variações na

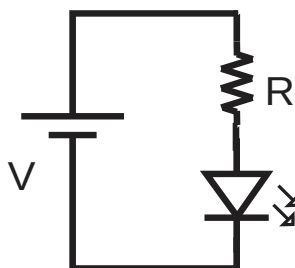
corrente que o percorre, em virtude do comportamento exponencial da corrente em função da tensão. Uma tensão ligeiramente acima da nominal imposta nos terminais de um LED já possibilita a queima deste.

Para que tensão e corrente fiquem dentro dos valores de operação nominais estipulados pelo fabricante, circuitos de acionamento que controlem ou limitem essas grandezas devem ser aplicados aos arranjos de LEDs. Três topologias de circuito para o acionamento foram escolhidas e serão abordadas na sequência.

3.4.1 Circuito com resistor

A maneira mais simples e de baixo custo para acionar um LED é através do circuito apresentado na Figura 3.12.

Figura 3.12 - Circuito resistor - LED

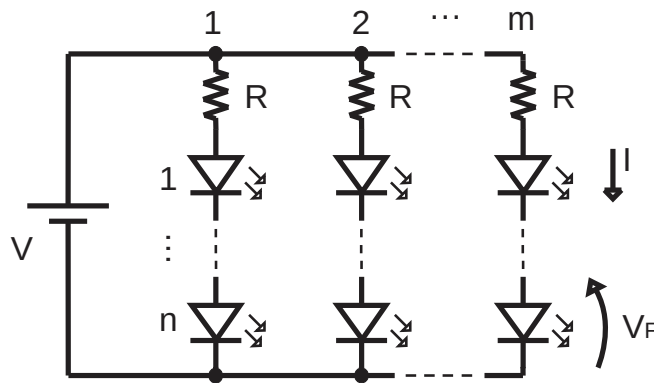


Fonte: produção do próprio autor

Considerando o ponto de operação nominal do LED, dado pelos valores de tensão e corrente V_F e I , respectivamente, pode-se determinar o valor de resistência R , que manterá a corrente constante e no valor desejado, através da Equação (3.18).

$$R = \frac{V - V_F}{I} \quad (3.18)$$

Esse circuito pode ainda ser ampliado para acomodar um arranjo de LEDs dispostos em série e em paralelo, como esquematizado na Figura 3.13. Neste caso, m representa o número de braços do circuito e n o número de LEDs conectados em cada um dos m braços.

Figura 3.13 - Arranjo de m por n LEDs

Fonte: produção do próprio autor

O resistor de cada braço agora é calculado segundo a Equação (3.19).

$$R = \frac{V - n \cdot V_F}{I} \quad (3.19)$$

Deve-se cuidar para que a tensão de alimentação do circuito seja sempre superior à soma das quedas de tensão nos LEDs de um mesmo braço, ou seja, $V > nV_F$. Dessa forma, estando R calculado adequadamente, garante-se que os LEDs estarão polarizados corretamente.

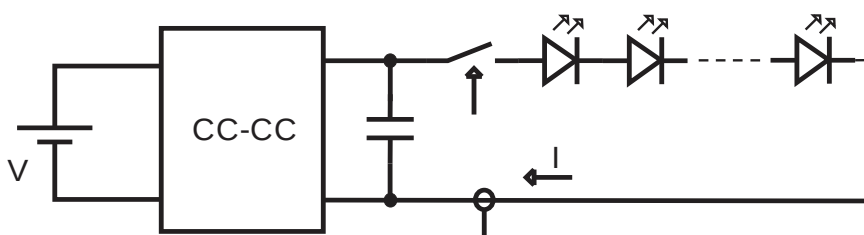
Os circuitos que utilizam resistores para polarizar LEDs apresentam a inconveniência de uma parcela de potência fornecida pela fonte estar sendo dissipada sobre os resistores. Esse fato impossibilita o circuito de apresentar elevado rendimento, pois nem toda a potência está sendo entregue aos LEDs para que gerem luz.

Além disso, os valores de resistência em resistores variam em torno do nominal até o limite de tolerância definido pelo fabricante. Isso impede o mesmo valor de corrente flua em cada um dos braços do circuito, logo, diferenças na intensidade luminosa dos LEDs podem ser perceptíveis.

3.4.2 Circuito com conversor elevador

Uma abordagem interessante para o acionamento de LEDs foi utilizada em [11]. Conectaram-se a entrada de um conversor C.C.-C.C. à fonte de alimentação e sua saída, em tensão, a um arranjo de LEDs e uma chave, todos em série. O esquema da Figura 3.14 ilustra essa técnica.

Figura 3.14 - Acionamento de LED por conversor elevador de tensão



Fonte: produção do próprio autor

O conversor C.C.-C.C. foi utilizado para elevar a tensão de entrada até um valor de tensão de saída que permita a conexão de vários LEDs em série, sem que as quedas de tensão individuais dos LEDs somem valor maior que a própria tensão de saída do conversor. Uma vez submetidos à mesma corrente, garante-se que a intensidade luminosa seja igual para todos os LEDs.

A saída em tensão do conversor elevador, entretanto, impossibilita o controle em corrente. Para contornar essa dificuldade, adicionou-se ao circuito uma chave que pulsa a corrente que passa pelos LEDs, controlando assim seu valor médio de acordo com o valor medido.

Nessa abordagem, deve-se atentar para as correntes máximas suportadas pelos LEDs, para que as pulsações não provoquem a queima de um componente. Além disso, a queima de apenas um dos LEDs, considerando que este abre quando queima, provocaria o desligamento de todos os demais.

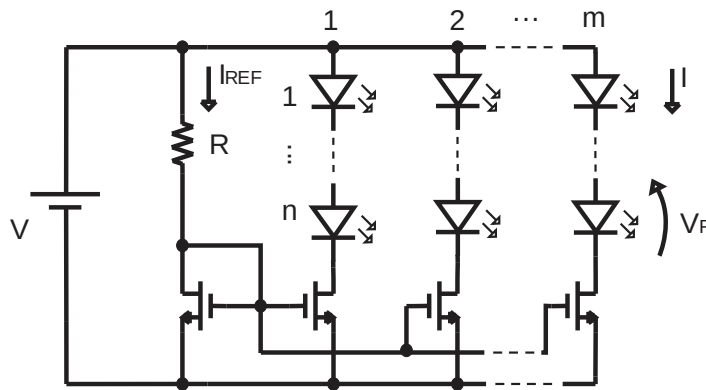
3.4.3 Circuito com espelhos de corrente

Nos trabalhos de [12] e [13], o artifício dos espelhos de corrente é utilizado para que cada um dos braços do circuito da Figura 3.15 tenha a mesma corrente e, portanto, os LEDs emitam luz na mesma intensidade.

A conexão entre os transistores dos braços e o transistor de referência possibilita uma corrente, representada por I , que está relacionada com a corrente de referência, representada por I_{REF} , pelas razões de aspecto dos transistores. Ou seja, a relação entre as correntes I e a corrente I_{REF} depende exclusivamente da geometria dos transistores. No caso particular de transistores idênticos, o circuito apenas espelha a corrente de referência nos terminais de saída. Devido a isso, esse circuito é conhecido como espelho de corrente (*current-mirror*), um nome empregado mesmo que I seja diferente de I_{REF} . [7]

No circuito da Figura 3.15, a corrente de referência é ajustada pelo valor do resistor R , facilmente determinado conhecendo-se a queda de tensão sobre o transistor de referência. O espelho de corrente é o elemento mais básico no projeto de circuitos fontes de corrente e guias de corrente.

Figura 3.15 - Circuito com espelhos de corrente



Fonte: produção do próprio autor

O circuito para acionamento de LEDs utilizando espelhos de corrente tem vantagem em relação ao circuito que utiliza resistores, pois consegue imprimir uma mesma corrente em cada um dos braços que não depende da carga acoplada a estes. A desvantagem permanece na dissipação de potência. Da mesma forma que no circuito a resistores, a tensão da fonte de alimentação é dividida entre a carga e os transistores, o que provoca em perdas no circuito e torna sua eficiência não ideal. Além disso, deve-se atentar para que o braço de referência do circuito tenha tensão suficiente a ponto de manter o transistor na região de saturação.

Em função da boa regulação de corrente que esse circuito pode oferecer e da possibilidade de se adquirir MOSFETs encapsulados, reduzindo o tamanho do circuito do protótipo final da lâmpada de LEDs, optou-se por utilizar essa topologia de *driver*. Será agora dado detalhamento explicativo do circuito. Informações complementares serão introduzidas na Seção 3.6, a qual tratará da construção da lâmpada.

A potência útil que é consumida pelos LEDs no circuito da Figura 3.15 pode ser expressa segundo a Equação (3.20).

$$P_{LEDs} = n \cdot V_F \cdot m \cdot I \quad (3.20)$$

A potência total dissipada pelo circuito é dada por (3.21).

$$P_{TOTAL} = V \cdot (m \cdot I + I_{REF}) \quad (3.21)$$

Considerando o caso em que $I_{REF} = I$, a Equação (3.21) pode ser reescrita na forma de (3.22).

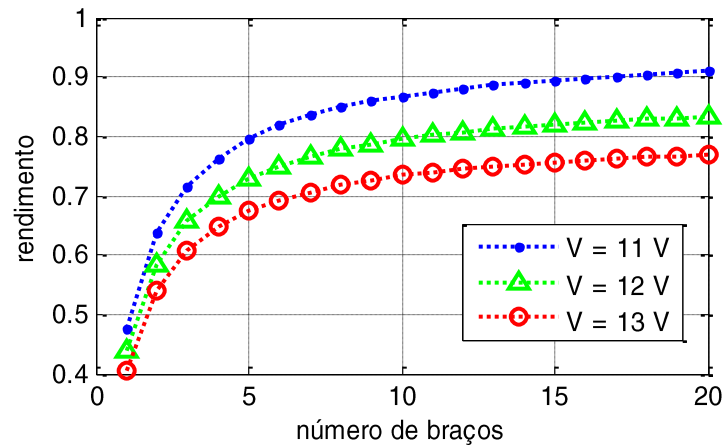
$$P_{TOTAL} = V \cdot I \cdot (m + 1) \quad (3.22)$$

Pode-se agora calcular o rendimento desse circuito. Este é dado pela Equação (3.23).

$$\eta = \frac{P_{LEDs}}{P_{TOTAL}} = \frac{n \cdot V_F \cdot m \cdot I}{V \cdot I \cdot (m + 1)} = \frac{n \cdot m}{(m + 1)} \cdot \frac{V_F}{V} \quad (3.23)$$

O LED ultravioleta possui, no ponto nominal de operação, queda de tensão de 3,5 V. Considerando uma tensão de entrada V de 12 Volts (V), é possível acoplar ao máximo três LEDs em série por braço, que resulta numa queda de tensão total de 10,5 V e dá margem para pequenas variações na tensão de alimentação. Logo, o valor de n é três. Com esses valores, é possível esboçar um gráfico do rendimento η em função do número de braços m do circuito. Este está representado na Figura 3.16.

Figura 3.16 - Rendimento do circuito com espelho de corrente em função de m



Fonte: produção do próprio autor

Optou-se por esboçar também as curvas com a tensão de alimentação em 11 e 13 V, ou seja com variação de 1 V na tensão nominal de 12 V.

Nota-se que, como esperado, o rendimento aumenta com o acréscimo de braços ao circuito. Além disso, o rendimento também é maior para menores valores da tensão de entrada, o que faz sentido, pois dessa forma uma menor tensão está

grampeada sobre os transistores e, menos potência está sendo dissipada sobre estes. Deve-se apenas garantir que os transistores MOSFET se mantenham na região de saturação, ou seja, a tensão sobre eles não pode ser reduzida a ponto de tirá-los dessa região. Essa condição é necessária para o funcionamento do espelho de corrente.

Definiu-se, na Seção 3.3 deste trabalho, que entre 100 e 150 LEDs seriam utilizados para substituir a lâmpada fluorescente da armadilha. Para uma análise preliminar, será utilizado o valor de 110 para o número de LEDs.

Considerando a mesma tensão de entrada de 12 V utilizada no cálculo do rendimento do circuito, até um máximo de três LEDs em série poderiam ser utilizados por braço. Isso resultaria em um total de 37 braços necessários para acionar os LEDs e, assim, uma quantidade grande de transistores. Optou-se, dessa forma, por elevar a tensão de entrada para 24 V e, portanto, reduzir o número de braços para 19, sendo que cada braço comportaria 6 LEDs em série.

Além disso, pretende-se utilizar um circuito integrado (CI) que integra três transistores MOSFET no mesmo invólucro. Dessa forma, será feita uma pequena adaptação no número anteriormente escolhido de 110 para 108 e, assim, todos os transistores dos seis CIs necessários serão utilizados.

Resumindo, nessa configuração, um total de 108 (6 por 18) LEDs serão acionados pelo circuito com espelhos de corrente. A queda de tensão provocada pelos LEDs em cada braço tem o valor de 21 V, com margem para variações na tensão de entrada sem prejuízo no funcionamento do circuito. Dezoito transistores serão usados no acionamento da fonte luminosa. Utilizando novamente a Equação (3.23), calcula-se o rendimento do circuito em (3.24).

$$\eta = \frac{n \cdot m}{(m + 1)} \cdot \frac{V_F}{V} = \frac{6 * 18}{(18 + 1)} * \frac{3,5}{24} = 0,829 \cong 83 \% \quad (3.24)$$

É bem provável que, na prática, o rendimento desse circuito seja inferior ao valor encontrado. Além disso, será proposta, na seção seguinte, a substituição de alguns LEDs UV por LEDs de outras cores, que apresentam queda de tensão ligeiramente inferior a 3,5 V. Nesses termos, como margem de segurança, será considerado um rendimento aproximado de 80 % para o circuito com espelhos de corrente.

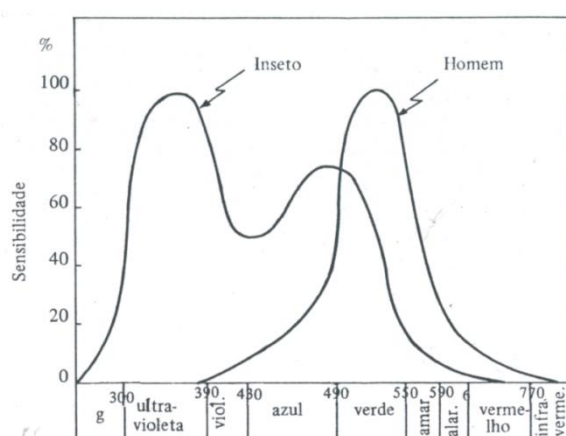
3.5 TESTES DOS LEDs COM INSETOS EM LABORATÓRIO

Na busca pela validação do uso de diodos emissores de luz como fonte luminosa de atração dos insetos-alvo, foi proposto e realizado um teste laboratorial na Estação Experimental da EPAGRI, na cidade de Itajaí - SC. O experimento tinha como objetivo analisar a eficácia do LED ultravioleta no estímulo dos insetos, testar LEDs de diferentes cores e compará-los ao UV.

Como foi apresentado no Capítulo 2, os insetos têm grande sensibilidade à luz no comprimento de onda do ultravioleta, e este tem sido o foco do trabalho até o presente momento. Entretanto, um segundo pico de sensibilidade é descrito pela curva apresentada na Figura 2.2, repetida na Figura 3.17 para a comodidade do leitor. Esse pico corresponde a uma coloração entre verde e azul.

Dessa forma, propôs-se realizar um teste laboratorial que comparasse a eficiência na atração dos insetos dos LEDs nas radiações ultravioleta, azul e verde. O experimento foi realizado entre janeiro e fevereiro de 2014, época esta a qual a Bicheira-da-raiz (*Oryzophagus oryzae*) na lavoura de arroz irrigado se encontra em bom número no estágio adulto. Essa praga possui quatro estágios de vida: ovos, larva, pupa e inseto adulto; e ataca a raiz dos cultivos de arroz irrigado, causando perdas de produtividade. Uma quantidade próxima a 5000 insetos foi coletada, com as armadilhas que operam na estação experimental, e parte dela foi usada para o experimento, que será agora descrito.

Figura 3.17 - Sensibilidade dos insetos e do homem a diferentes comprimentos de onda



Fonte: [1]

O ambiente de teste é composto por uma arena circular metálica e a ela são conectados seis tubos em forma de estrela. A arena possui uma abertura superior

vedável, por onde são colocados os insetos no início de cada seção do experimento. Na extremidade de cada um dos seis tubos é posicionada uma fonte luminosa a qual se quer testar a eficiência na atração dos insetos. Excitados pela luz, estes se deslocam para as posições marginais do aparato, através dos tubos, para perto ou para longe da fonte luminosa (dependendo se esta provoca fototropismo positivo ou negativo nos insetos). A extremidade dos tubos é vedada com um saco plástico transparente que permite a passagem da luz, entretanto, impede que os insetos saiam do interior dos tubos. Ao final da seção, cada um desses sacos é removido, os insetos são contados, os sacos são recolocados nas posições e mais uma quantidade de insetos é colocada no interior da arena central para a próxima seção. É importante salientar que os insetos que ficam no interior dos tubos não são removidos entre uma seção e outra. Deixam-se os insetos no interior da armadilha e estes podem ser contabilizados numa próxima oportunidade, se assim se deslocarem para a extremidade e permanecerem no interior dos sacos plásticos. O aparelho montado pode ser visualizado na Figura 3.18.

Figura 3.18 - Aparelho para teste do fototropismo em insetos



Fonte: produção do próprio autor

Na ponta de três dos tubos do equipamento, foram posicionadas placas com oito LEDs cada, acionados pelo circuito com espelhos de corrente proposto na seção anterior. Essas fontes luminosas foram intercaladas de forma a ficar um tubo com luz no seu interior e o seguinte sem. Dessa forma, os tubos com fonte luminosa ficam dispostos em "Y", permitindo que sempre haja um tubo do lado oposto ao que contém luz para os insetos repelidos por esta serem coletados. As três estruturas nas quais foram encaixados os LEDs estão mostradas na Figura 3.19.

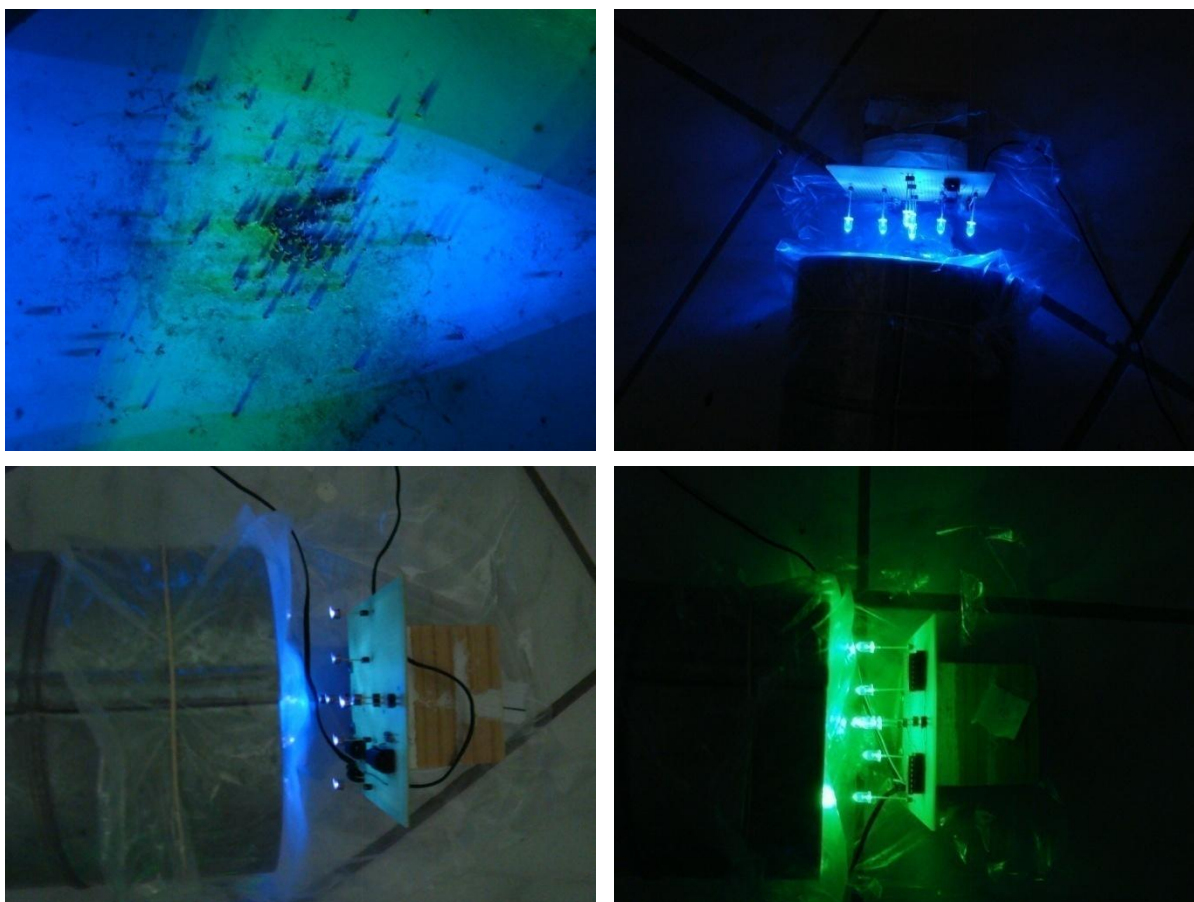
Figura 3.19 - Suporte para os LEDs do experimento



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 3.20 destaca os detalhes nas extremidades do aparelho e mostra ainda alguns insetos depositados no interior da arena central.

Figura 3.20 - Detalhe das partes do aparelho experimental



Fonte: produção do próprio autor

A primeira semana de testes serviu para confrontar a atuação, entre si, dos LEDs ultravioleta, azul e verde. Os resultados estão sintetizados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Comparação entre os LEDs UV, azul e verde

Fonte luminosa	Média de insetos atraídos*	Porcentagem (%)
LEDs UV	53,4 a	55,2
LEDs azuis	36,4 a	37,6
LEDs verdes	7,0 b	7,2
Total	96,8	100,0

* Médias seguidas por mesma letra não diferem entre si pelo teste de Tukey ($p = 0,05$)

Fonte: EPAGRI

Dentre os 200 insetos depositados diariamente no interior da arena, uma média de 53 insetos se deslocou em direção à radiação ultravioleta. Para as radiações azul e verde, a média é de 36 e 7, respectivamente. Fica claro, como previsto, que os LEDs UV se mostram bons sensibilizadores luminosos dos insetos, ficando logo atrás os LEDs azuis. Contrariando as expectativas, os LEDs da cor verde não apresentaram resultados satisfatórios de atração. Conclui-se dessa primeira semana de testes, que os LEDs ultravioleta e azul se mostram promissores para atrair insetos até a armadilha.

Para que o leitor não considere os dados equivocados, a soma dos insetos que se deslocaram tem valor 96, próximo da metade do total de insetos depositados. Isso é natural, pois alguns deles morrem no interior dos tubos, procuram outros caminhos ou simplesmente não se deslocam. Contudo, uma parcela significativa de insetos se deslocou e valida a análise estatística.

Na semana seguinte, após a confirmação da possibilidade de uso dos LEDs UV e azul, optou-se por realizar uma comparação destes com a lâmpada fluorescente de luz negra (lâmpada BL). Em função da diferença de potência dessas duas fontes, um número elevado de LEDs é necessário para que se tenha uma equivalência na emissão luminosa entre essas duas fontes. Os apenas 8 LEDs utilizados por tubo iluminado não permitem que uma experimentação igualitária seja efetuada. Entretanto decidiu-se por realizar essa comparação mesmo assim.

Substituiu-se, portanto, a placa dos LEDs verdes pela lâmpada fluorescente e uma nova rodada de 5 dias de testes foi executada, com a inserção de mais 200

insetos por dia no interior da arena. Os resultados estão apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Comparação entre os LEDs UV, azul e a lâmpada de luz negra

Fonte luminosa	Média de insetos atraídos*	Porcentagem (%)
LEDs UV	2,8 b	4,7
LEDs azuis	5,2 b	8,7
Lâmpada BL	51,8 a	86,6
Total	59,8	100,0

* Médias seguidas por mesma letra não diferem entre si pelo teste de Tukey ($p = 0,05$)

Fonte: EPAGRI

Os resultados evidenciam a diferença de atratividade dos LEDs se comparados à lâmpada fluorescente de luz negra. A efetividade desta é muito superior à daqueles, alcançando a casa dos quase 87 % de insetos atraídos. Contudo, como comentado anteriormente, a intensidade luminosa da lâmpada BL é superior à dos LEDs, pois estes estavam em pequena quantidade.

Depois de discutidas alternativas de testes com os engenheiros da EPAGRI, decidiu-se que não seriam mais realizados comparativos entre LEDs e lâmpada BL, dando-se prioridade às comparações entre LEDs, apenas. Dessa forma, o arranjo proposto para a semana seguinte foi de manter no experimento as radiações azul e ultravioleta, mas inserir como terceira opção a cor branca, a qual possui em seu espectro a junção das frequências de todas as cores visíveis. Os resultados estão sumarizados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Comparação entre os LEDs UV, azul e branco

Fonte luminosa	Média de insetos atraídos*	Porcentagem (%)
LEDs UV	24,2	37,5
LEDs azuis	24,4	37,8
LEDs brancos	16,0	24,8
Total	64,6	100,0

* Não houve diferença significativa entre tratamentos

Fonte: EPAGRI

Os LEDs brancos, ao contrário dos verdes, se mostraram efetivos na atração dos insetos e concorreram bem com os LEDs UV e azuis. Nessa rodada, os ultravioleta ficaram atrás dos azuis em quantidade de insetos atraídos, porém a diferença é desprezível e pode-se concluir que ambos apresentaram igual sensibilização dos insetos.

Por fim, na quarta e última semana de testes, foi proposta a mistura de diferentes cores de LEDs no mesmo tubo. Os arranjos montados, para as três placas, foram uma combinação de LEDs azuis e ultravioletas; uma combinação de azuis e brancos; e no terceiro tubo, uma combinação de brancos e ultravioletas. Os resultados podem ser analisados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Comparação entre misturas de LEDs UV, azul e branco

Fonte luminosa	Média de insetos atraídos*	Porcentagem (%)
LEDs Az/UV	46,8 a	44,0
LEDs Az/Br	16,5 b	15,5
LEDs Br/UV	43,0 a	40,5
Total	106,3	100,0

* Médias seguidas por mesma letra não diferem entre si pelo teste de Tukey ($p = 0,05$)

Fonte: EPAGRI

A combinação com a presença da radiação ultravioleta gerou mais atratividade de insetos. A combinação do azul com o branco, sem a presença de luz ultravioleta, se mostrou menos eficaz.

O experimento aqui descrito e os resultados apresentados servem para validar o uso de diodos emissores de luz como fonte luminosa para atrair insetos nas armadilhas. Pôde-se notar que, além da proposta inicial dos LEDs ultravioleta, que se mostrou eficiente no propósito desejado, outras cores também apresentaram bom poder de estímulo visual em insetos. O fato dos LEDs UV terem elevado custo no mercado justifica ainda mais o uso dos azuis e brancos na construção da lâmpada que comporá a armadilha luminosa.

Finalmente, propõe-se que seja construída uma lâmpada composta por LEDs que emitam luz ultravioleta, azul e branca. Os resultados experimentais mostraram que a radiação ultravioleta é a mais efetiva, seguida da azul. Logo, como serão arranjos 6 LEDs por braço do circuito com espelhos de corrente (definição

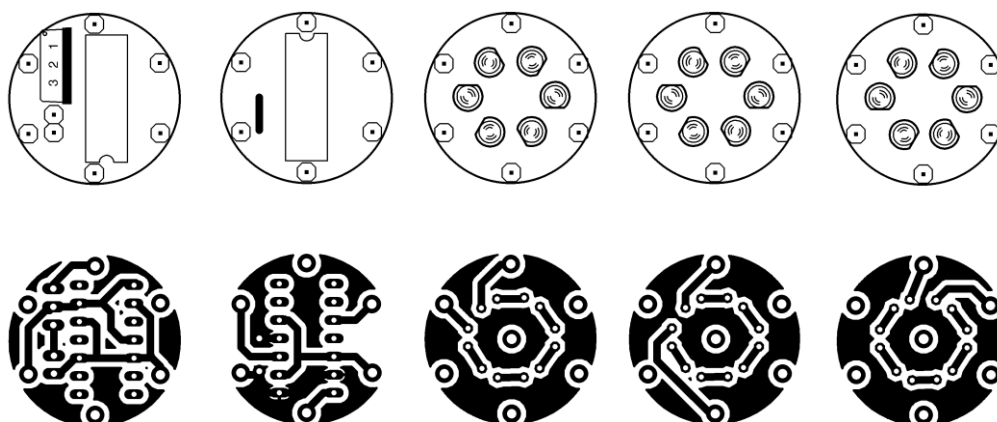
exposta na Seção 3.4.3), escolheu-se utilizar 3 deles ultravioleta, 2 azuis e 1 branco e, dessa forma, manter o mesmo padrão para todos os 18 braços. Os detalhes de construção da lâmpada serão apresentados a seguir.

3.6 CONSTRUÇÃO DA LÂMPADA DE LEDs

Para que a lâmpada de LEDs mais se assimilasse à lâmpada fluorescente já utilizada pela EPAGRI, optou-se por manter o formato e construir uma lâmpada tubular. Para isso, os LEDs deveriam ser posicionados de forma que emitissem luz radial ao longo da face cilíndrica da lâmpada.

Foram projetadas, então, as placas de circuito impresso apresentadas na Figura 3.21. Essas placas foram especialmente construídas para serem montadas uma sobre a outra, interconectadas através de seis condutores que se estendem de uma ponta à outra da lâmpada. Três desses condutores nunca são interrompidos, esses são o de tensão zero (terra), o de tensão 24 V (vcc) e o condutor que carrega o sinal do MOSFET de referência do circuito espelho de corrente (que deve ser levado a todos os transistores para garantir o espelhamento da corrente). Os outros três condutores levam o pino de dreno de cada um dos três MOSFETs do CI a três conjuntos de seis LEDs. Ou seja, cada CI alimenta 18 LEDs, arranjados em três grupos de seis. Esses grupos se repetem seis vezes, formando a lâmpada de 108 LEDs.

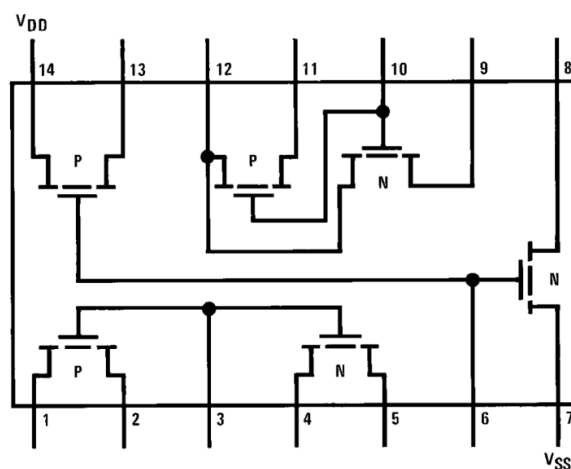
Figura 3.21 - Placas de circuito impresso da lâmpada de LEDs



Fonte: produção do próprio autor

O CI escolhido, que encapsula três transistores MOSFET em seu invólucro, tem código CD4007UBE. Esse é um circuito integrado para inversão lógica CMOS. Na realidade, ele possui, no seu interior, seis transistores MOSFET, três do tipo N e três do tipo P. Como sua configuração é de inversor, alguns de seus pinos já estão conectados internamente, o que inviabiliza o uso de todos os seis para a aplicação com espelhos de corrente e força o uso de apenas três deles. O diagrama interno do 4007 está apresentado na Figura 3.22.

Figura 3.22 - Diagrama interno do CD4007UBE

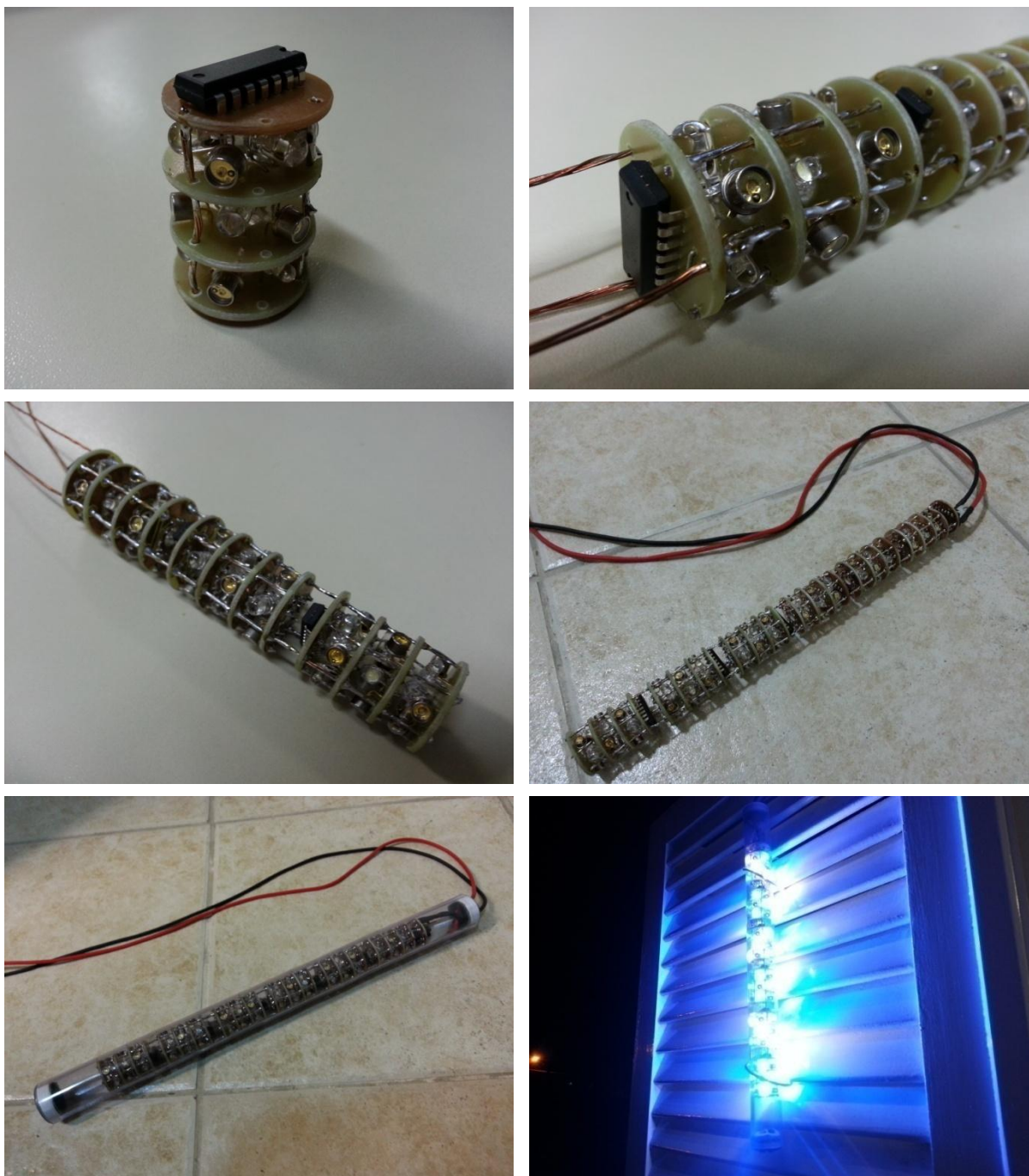


Fonte: [14]

Fora o conjunto de placas descrito, existe uma última placa, que aparece apenas uma vez no circuito todo, responsável por fornecer o sinal de referência para todos os outros transistores. Essa placa, além do CD4007UBE, possui um regulador de tensão linear, LM7815. Esse regulador fornece um sinal de tensão de saída constante, independente de variações na tensão de entrada, e é aplicado sobre um resistor, também presente na placa. Esse resistor tem seu valor escolhido de acordo com a corrente que se quer espelhar para os conjuntos de LEDs. A escolha foi feita de forma experimental, por tentativa e erro, até que o valor de 10 mA de corrente fosse medido nos braços do arranjo.

As imagens da Figura 3.23 apresentam a evolução na construção da lâmpada de LEDs até seu formato final, em funcionamento. A estrutura das placas sobrepostas na forma de um pacote de bolacha foi introduzida no interior de um tubo de polietileno, flexível e transparente, protegendo os circuitos das intempéries.

Figura 3.23 - Evolução da construção da lâmpada de LEDs da armadilha



Fonte: produção do próprio autor

4 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA

No capítulo que aqui se inicia, serão apresentadas algumas características do armazenamento de energia elétrica através de baterias, incluindo os tipos mais utilizados e as aplicações mais corriqueiras. Condições e limitações de carga e descarga serão abordadas, além dos aspectos mais pertinentes que devem ser analisados na escolha de uma bateria para determinada aplicação. Ao final do capítulo, espera-se que a escolha do banco de baterias que será utilizado neste trabalho esteja bem justificada.

4.1 BATERIAS – UMA ANÁLISE GERAL

Uma bateria é um elemento que armazena energia elétrica. Uma bateria não produz energia, somente a armazena, assim como um tanque armazena água. De acordo com a mudança na química interna de uma bateria, provocada por uma mudança na configuração do circuito externo, esta energia pode ser armazenada ou fornecida. Em baterias recarregáveis, este processo de armazenamento ou entrega de energia é retido inúmeras vezes [15].

Baterias não são 100 % eficientes. Uma parte da energia armazenada ou fornecida é perdida na forma de calor. Segundo [15], se for necessário utilizar-se 1000 Watts-hora de uma bateria, pode ser necessário 1200 Watts-hora para recarregá-la novamente. Cargas e descargas lentas são mais eficientes e os rendimentos típicos de uma bateria de chumbo-ácido, ilustrada na Figura 4.1, e de uma bateria de níquel-cádmio são de 85 % e 65 %, respectivamente.

Quanto aos tipos de baterias existentes, elas podem ser divididas de duas formas: pela aplicação ou pela construção.

Tratando-se da aplicação, podem ser para uso automotivo, como partida de motores de automóveis, e, neste caso, uma elevada corrente é necessária em um curto intervalo de tempo; para usos de ciclo profundo, nos quais são projetadas de forma que possam perder até 80 % da carga total inúmeras vezes e utilizadas em empilhadeiras elétricas, veículos de tração e *no-breaks*; e para uso em aplicações marítimas: um meio termo entre as outras duas aplicações.

Tratando-se do aspecto construtivo, as baterias diferem principalmente com relação ao meio em que suas placas internas estão imersas. A grande maioria das

baterias é construída em um dos três seguintes meios: gel, meio sólido e meio líquido. Baterias de gel contém um ácido que foi transformado em gel e têm como vantagem a impossibilidade de que o ácido seja derramado ou respingado. A desvantagem é a necessidade de descarregar essa bateria mais lentamente, para prevenir o excesso de formação de gás. Baterias de meio sólido, ou AGM (*Absorbed Glass Mat*), têm em seu interior um material parecido com a fibra de vidro e possuem características semelhantes às baterias de gel. Por último, as baterias de meio líquido possuem suas placas imersas em líquido e têm válvulas para regular a pressão interna. Se recarregadas muitas vezes, essas baterias podem perder água suficiente para levá-las à inutilidade.

Figura 4.1 – Bateria de chumbo-ácido da fabricante *Vision*



Fonte: produção do próprio autor

Dentre as principais características elétricas de uma bateria, segundo [15], podem-se citar a capacidade de fornecimento de corrente, medida em Ampères-hora, e a tensão em seus terminais. A variação dessas características conforme o uso ou a mudança de fatores externos, como a temperatura, são de grande importância na escolha da bateria mais adequada. A capacidade de uma bateria é reduzida quando a temperatura diminui. Já quando a temperatura aumenta, a capacidade da bateria aumenta, mas sua vida útil diminui.

Outra característica externa muito importante na escolha do tipo de bateria é o número de ciclos de descarga, ou descarga profunda que ela pode fornecer. Um ciclo de carga de 100 % consiste em uma drenagem de corrente, até o descarregamento completo, e uma injeção de corrente, até que a bateria recupere

100 % da carga. A vida útil de uma bateria está diretamente ligada a quão profundamente ela é descarregada a cada ciclo. As baterias de chumbo-ácido, por exemplo, apresentam 100 % de profundidade de descarga quando a tensão em seus terminais em aberto é de 10,5 V para uma bateria de 12 V, ou seja, 1,75 V por célula. Já quando está completamente carregada, apresenta 2,14 V por célula ou 12,8 V nos terminais de uma bateria de 12 V.

Segundo [15], densidade de energia armazenada pela gasolina é de 44 MJ/kg, ou seja, 12.000 Wh/kg. Já a densidade de energia armazenada em uma bateria de chumbo-ácido é de 30 Wh/kg. Muitos tipos de baterias possuem uma densidade de armazenamento de energia maior do que a bateria de chumbo-ácido, porém todas custam mais, muitas possuem desempenho menor e algumas requerem grande segurança ou apresentam riscos ao meio ambiente. É basicamente por esses motivos que se escolheu utilizar baterias de chumbo-ácido neste trabalho. Elas serão detalhadas agora.

4.2 A BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO

Mais de 90 % dos veículos automotores utilizam bateria de chumbo-ácido. Inclusive os primeiros veículos elétricos concebidos pela *General Motors*, *Ford* e outras companhias também utilizavam baterias desse tipo. A simpatia por este tipo de bateria mostra-se com clareza na sua grande disponibilidade e baixo custo. Seus principais componentes, o chumbo e o ácido sulfúrico, são baratos [15].

Algumas desvantagens do uso de baterias de chumbo-ácido incluem a dificuldade de se determinar e manter precisamente o estado de carga. A durabilidade de uma bateria desse tipo depende muito da forma como ela é descarregada e da temperatura de operação, o que traz muitos problemas na detecção do estado de carga ou carga ainda restante na bateria. Outra desvantagem da bateria de chumbo-ácido em relação às outras tecnologias de baterias é o fato de elas possuírem uma densidade de energia menor. Para aplicações onde se requer muita energia, como carros elétricos, o volume de baterias desse tipo é muito grande, o que dificulta ou até inviabiliza a aplicação.

As baterias de chumbo-ácido são encontradas no mercado em diversos tamanhos, capacidades de carga e tensão nos terminais. Um tipo bem comum é a bateria de chumbo-ácido com tensão nominal de 12 V e capacidades de carga que

vão desde 1,2 *Ah*, passando por 7 *Ah*, 9 *Ah*, até 120 *Ah* ou mais. Na seção seguinte será apresentado um procedimento de cálculo para o dimensionamento do banco de baterias que comporá o sistema elétrico da armadilha luminosa.

4.3 DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE BATERIAS

Como apresentado na Seção 3.4.3, a fonte luminosa será composta por 18 braços de 6 LEDs em série, ou seja, um total de 108 LEDs. Como serão mesclados LEDs ultravioleta, azuis e brancos, conforme Seção 3.5, será considerada uma queda de tensão média de 3,2 *V* por LED, determinada a partir de medições experimentais. Será mantida a consideração de corrente em 10 *mA* por braço. Em posse desses dados, calcula-se a potência necessária para acionar os LEDs da fonte luminosa da armadilha, através da Equação (4.1).

$$P_{LEDs} = m \cdot n \cdot I_{LED} \cdot V_{LED} = 18 * 6 * 10m * 3,2 = 3,07W \quad (4.1)$$

Para se determinar a potência que deve ser entregue ao circuito com espelhos de corrente, de forma que os LEDs sejam acionados na potência calculada, aplica-se o rendimento do *driver* com espelhos de corrente de 80 % determinado na Seção 3.4.3. Esse cálculo está apresentado na Equação (4.2).

$$P_{driver} = \frac{P_{LEDs}}{0,8} = 3,84 W \quad (4.2)$$

A operação da armadilha é noturna, logo, considera-se aqui que a bateria deva fornecer energia durante meio período diário (12 horas), sem que a mesma possa ser recarregada durante esse estágio, pois não há luz do sol para gerar energia. Nesses termos, calcula-se em (4.3) a energia diária, dada em *Watts-hora*, gasta pela fonte luminosa.

$$E_{saída_1dia} = P_{driver} * 12 = 46,1 Wh \quad (4.3)$$

Considerando que possa haver dias nublados, em que a geração de energia fotovoltaica seja prejudicada, multiplica-se, em (4.4), a energia de saída por três, considerando que a bateria possa fornecer energia para três dias de operação sem ser recarregada.

$$E_{saída_3dias} = 3 * E_{saída_1dia} = 138,2 Wh \quad (4.4)$$

Segundo o descrito na Seção 4.1, as baterias, se levadas à descarga completa, podem ter sua vida útil reduzida. Com base nisso, foi estipulado um fator máximo de descarga no valor de 80 % da capacidade da bateria. Esse fator é aplicado em (4.5).

$$E_{bat_Wh} = \frac{E_{saída_3dias}}{0,8} = 172,8 Wh \quad (4.5)$$

Como já justificado na Seção 3.4.3, serão utilizadas duas baterias de 12 V em série para criar um barramento CC de 24 V. Utilizando esse valor de tensão, pode-se determinar a capacidade da bateria em Ampères-hora, em (4.6).

$$E_{bat_Ah} = \frac{E_{bat_Wh}}{2 * 12} = 7,2 Ah \quad (4.6)$$

Através desse valor encontrado, optou-se por utilizar duas baterias de 12 V e 7 Ah, que apesar de possuírem menor capacidade de carga que a calculada, são facilmente encontradas no mercado e possuem preço reduzido pela elevada oferta. Na sequência, será apresentada a forma correta de se carregar uma bateria de chumbo-ácido.

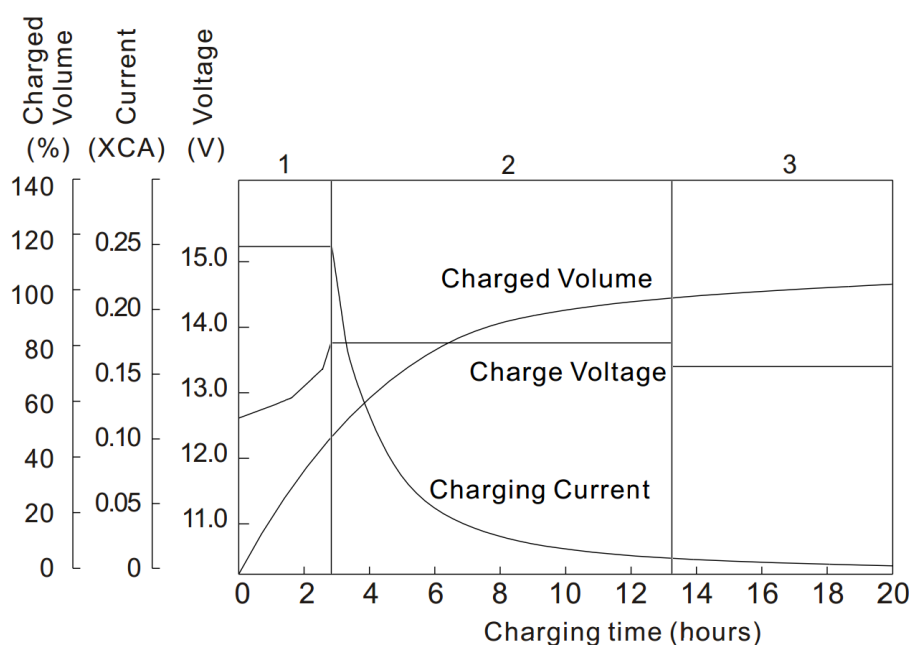
4.4 CARACTERÍSTICAS E MÉTODOS DE CARGA

Os métodos de carga de baterias podem variar conforme o tipo de carga que se deseja efetuar. Um carregamento adequado tem o tempo de carga como fator fundamental e requer sensores de corrente para evitar que valores acima do máximo suportável sejam impostos. É ideal que a temperatura também seja monitorada. Alguns métodos possuem sequências de carga com tensões e correntes determinadas, exigindo um controle no tempo de aplicação de cada etapa. Deve-se ainda, finalizado o processo de carga, controlar a tensão de flutuação da bateria, a qual garantirá sua plena carga até o próximo ciclo de descarga.

Segundo [15], podem-se classificar, de forma geral, três métodos bem definidos de carga: por corrente constante, por tensão constante e por potência constante. Esses métodos mudam conforme a variável que se está controlando. Geralmente utilizam-se algoritmos de controle para que se possa alterar a variável que se deseja controlar ou observar.

Para o carregamento da bateria de chumbo-ácido, será utilizado o método de carga com duplo nível de tensão. Esse método possui três estágios. No primeiro estágio, marcado com (1) na Figura 4.2, a corrente é imposta a um valor máximo até que a tensão sobre a bateria alcance uma tensão de sobrecarga. No segundo estágio (2), aplica-se uma tensão constante 5 % maior do que a tensão de sobrecarga. A corrente decresce até atingir um valor chamado de retenção mínima. Ao final do segundo estágio, a bateria alcançou perto de 100 % de sua capacidade. Dá-se início, então, à terceira etapa (3), na qual é mantida uma tensão de flutuação fixa até que seja drenada da bateria alguma corrente.

Figura 4.2 – Método de carga de baterias de chumbo-ácido



Fonte: [16]

O método de carga descrito através do gráfico apresentado na Figura 4.2 é indicado na própria folha de dados dos fabricantes de baterias de chumbo-ácido. Esse gráfico diz respeito à carga de uma bateria de 12 V e 7 Ah. A curva de corrente possui o patamar máximo inicial já descrito, no valor de 0,25 XCA, ou seja, um quarto da máxima corrente de carga. Sendo o valor da máxima corrente de carga da bateria, conforme *datasheet*, de 2,8 A, o patamar máximo inicial tem valor de 0,9 A. Já a curva de tensão se torna constante no valor de 13,8 V, aproximadamente. Nota-se que, quanto mais o volume de carga da bateria aproxima-se de 100 %, a corrente decresce a pequenos valores. Quando a bateria encontra-se plenamente carregada, a corrente de carga é praticamente nula.

5 A GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Dando continuidade à descrição e projeto de cada um dos blocos que comporão o sistema elétrico da armadilha luminosa, o leitor será introduzido, neste capítulo, aos conceitos, teorias e métodos de projeto mais comuns na geração de energia fotovoltaica. A geração de eletricidade pela luz do sol é uma solução particularmente interessante para alimentar o sistema elétrico da armadilha. A dificuldade em disponibilizar energia da rede elétrica para o controle por armadilhas praticamente impossibilita a sua utilização.

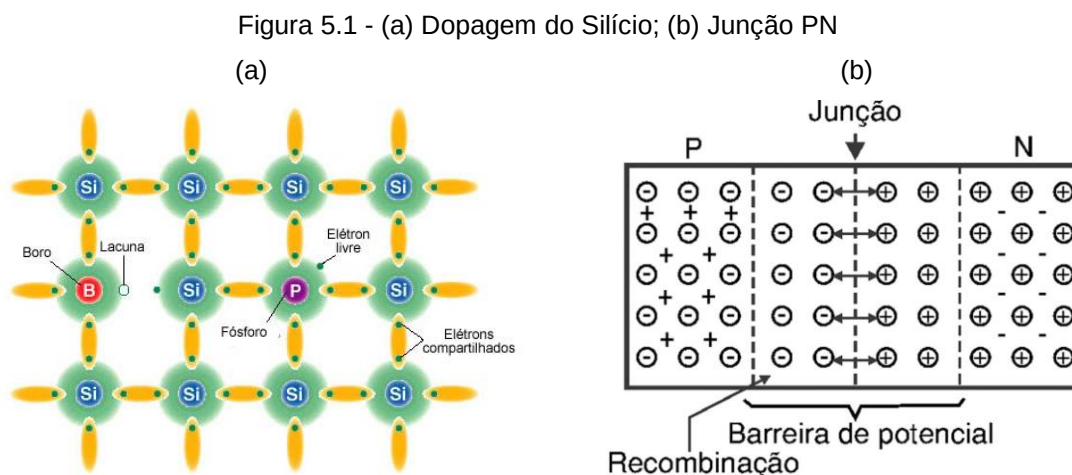
5.1 O EFEITO FOTOVOLTAICO

O efeito fotovoltaico, conforme é denominado o fenômeno, foi descoberto em 1839 por Edmond Becquerel que, a partir da exposição à luz de placas metálicas mergulhadas em um eletrólito, gerou uma pequena diferença de potencial sem, no entanto, conseguir explicar as causas. A consolidação da tecnologia fotovoltaica como uma fonte viável de geração de energia elétrica vem ocorrendo vagarosamente ao longo de quase dois séculos de história, sendo marcada pelo surgimento de materiais mais eficientes voltados à foto-conversão, redução dos custos e elevação acentuada da produtividade [17].

Para que o efeito fotovoltaico tomasse caráter científico, foi necessário o surgimento da mecânica quântica ou, mais precisamente, da física de semicondutores e da teoria da dualidade onda-partícula, proposta por Albert Einstein em 1905. Durante décadas, as aplicações envolvendo essa tecnologia ficaram confinadas em laboratórios, até que em 1953, nos laboratórios Bell, o químico Calvin Fuller, mediante processo de dopagem, desenvolveu a primeira célula de Silício, chegando a 6 % de eficiência. Elas foram logo incorporadas às estações espaciais em substituição às baterias químicas [17].

Um cristal de silício, na sua forma pura, é chamado de silício intrínseco. Neste tipo de semicondutor, o número de elétrons e lacunas é o mesmo, pois são gerados aos pares através da ionização térmica para temperaturas acima do zero Kelvin. Adicionando-se certas impurezas de forma controlada ao semicondutor, ele deixa de ser intrínseco e passa a ser extrínseco ou dopado. Mediante o processo de dopagem com elementos trivalentes, como o Boro, ou pentavalentes, como o

Fósforo, é possível obter substratos de silício com falta de elétrons, ou excesso de lacunas, denominados substratos tipo P, por serem positivos; ou com excesso de elétrons, denominados substratos tipo N, por serem negativos [18], conforme ilustra a Figura 5.1a.



Fonte: [18]

Da união entre os substratos P e N, obtém-se uma junção PN separada por uma camada de depleção gerada devido à recombinação de alguns elétrons do lado N que se difundem para o lado P e algumas lacunas do lado P que se difundem para o lado N, criando uma diferença de potencial, como ilustrado na Figura 5.1b. É importante salientar que a diferença de potencial age como uma barreira à difusão dos elétrons para o lado P e lacunas para o lado N e quanto maior for a difusão dos portadores de carga, maior será a diferença de potencial. Uma vez em equilíbrio, somente haverá passagem de elétrons do lado N para o P caso estes recebam uma energia do meio externo, mais precisamente dos fótons [18].

Quando uma célula fotovoltaica é exposta à luz solar, os fótons chocam-se aos elétrons que compõem a rede cristalina do material, fornecendo energia. Se essa quantidade de energia fornecida for superior à energia que mantém os elétrons presos aos átomos, haverá o efeito fotoelétrico.

Como já apresentado na Seção 3.2, a equação do efeito fotoelétrico retirada de [8] é descrita segundo (5.1)

$$E_g = h \cdot \nu = h \frac{c}{\lambda} \quad (5.1)$$

onde $h = 4,138 \times 10^{-15}$ representa a constante de Planck, dada agora em *elétron-Volts vezes segundo* (eV.s), e $c = 2,998 \times 10^8$ a velocidade da luz, dada em *m/s*.

Dessa maneira, sabendo-se que a energia necessária para arrancar um elétron do átomo de Silício é $E_g = 1,12 \text{ eV}$, pode-se calcular, em (5.2), o comprimento de onda de luz máximo necessário para causar o efeito fotoelétrico

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E_g} = 1,11 \mu\text{m} \quad (5.2)$$

Esse comprimento de onda está na região do infravermelho. Ou seja, qualquer radiação eletromagnética com comprimento de onda menor que o calculado em (5.2), ou com frequência maior, pode causar o efeito fotoelétrico em uma rede cristalina de Silício.

A seguir, será estudada a unidade básica da geração de eletricidade pela luz do sol composta pelo Silício dopado: a célula fotovoltaica.

5.2 A CÉLULA FOTOVOLTAICA

Em meados do século XX, foram desenvolvidas as primeiras células fotovoltaicas por cientistas da área espacial, que buscavam uma forma eficiente de fornecer energia aos equipamentos colocados em órbita. Desde então, a energia solar fotovoltaica tem se desenvolvido de forma acelerada [19].

As células fotovoltaicas são, de forma geral, dispositivos semicondutores fotossensíveis construídos com Silício amorfo, cristalino ou policristalino. Uma célula cristalina pode ser vista como um diodo de Silício com uma grande seção transversal. Na escuridão, a curva característica de corrente por tensão $i - v$ de uma célula corresponde àquela da junção PN de um diodo comum e não fornece potência nenhuma de saída. Uma vez iluminada, a célula gera corrente elétrica do lado N para o lado P, proporcional à radiação incidente [19]. A Figura 5.2 ilustra uma célula fotovoltaica do ponto de vista físico.

Figura 5.2 – Célula fotovoltaica do ponto de vista físico



Fonte: [17]

A caracterização de uma célula fotovoltaica se dá através de testes padronizados internacionalmente. As Condições Padrões de Teste, em inglês *Standard Test Conditions (STC)*, consistem na uniformização, por parte dos fabricantes de células e módulos fotovoltaicos, dos valores de radiação, temperatura e massa de ar, segundo os quais os ensaios de caracterização são realizados.

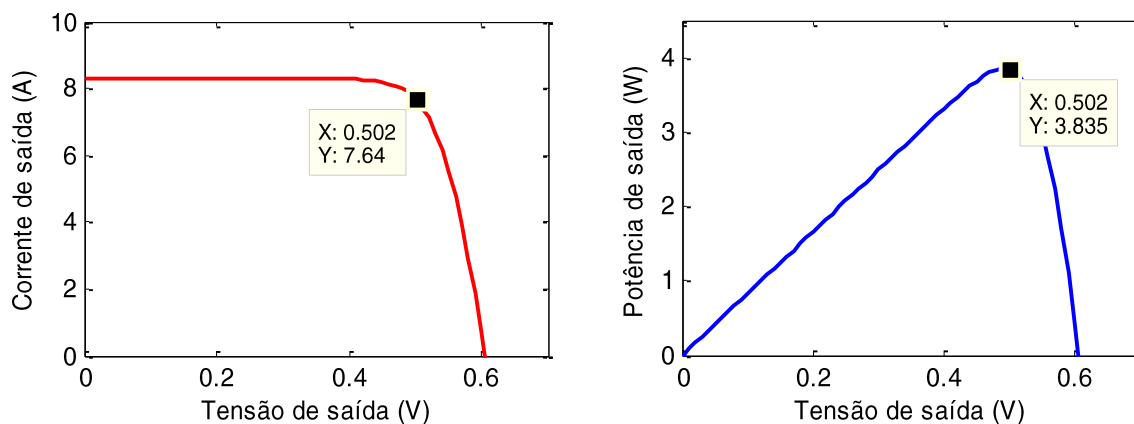
A radiação solar é a energia emanada do Sol que chega à superfície terrestre através de ondas eletromagnéticas. Segundo a Organização Mundial de Meteorologia (OMM), devido aos fenômenos de reflexão e difusão na camada atmosférica, somente cerca de 1000 W/m^2 de radiação média chegam à superfície da Terra, quando medido na linha do Equador ao meio dia. Evidentemente, a radiação solar não é constante em todas as partes do planeta, variando de acordo com a latitude, nebulosidade e outros fenômenos.

A temperatura é uma medida do grau de agitação das moléculas. Torna-se importante citá-la devido a sua forte influência na potência gerada por uma célula fotovoltaica.

Por último, a massa de ar, em inglês *Air Mass (AM)*, corresponde à espessura da camada de ar no caminho da radiação vinda do Sol, normalizada em relação ao menor caminho possível a ser percorrido [18].

Nas *STC*, a radiação solar, a temperatura e a massa de ar têm valores respectivamente de $S = 1000 \text{ W/m}^2$, $T = 25^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$. Sob essas condições, as células apresentam curvas de corrente por tensão e potência por tensão que têm a forma da Figura 5.3.

Figura 5.3 – Curvas de corrente e potência por tensão de uma célula fotovoltaica



Fonte: produção do próprio autor

Da Figura 5.3, podem-se retirar informações interessantes. Nas STC, quando os terminais da célula estão em aberto, ou seja, a corrente entre eles é nula, surge uma diferença de potencial de aproximadamente 0,6 V. Quando os terminais são curto-circuitados, ou seja, a tensão entre eles é nula, uma corrente de pouco mais de 8 A é medida. Sob essas duas condições, a célula não tem potência.

O ponto de operação em que a célula consegue fornecer a maior quantidade de energia está no joelho da curva de corrente por tensão. Ele é conhecido como Ponto de Máxima Potência, em inglês, *Maximum Power Point (MPP)*, e é de interesse de quem trabalha com geração fotovoltaica que o sistema opere nesse ponto.

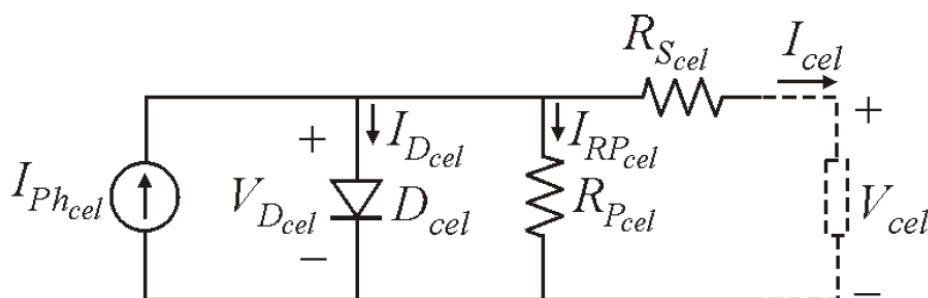
As características elétricas da célula fotovoltaica serão mais bem compreendidas na seção seguinte, que tratará de modelagem e associação.

5.3 MODELAGEM E ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS

Como já discutido anteriormente, uma célula fotovoltaica se assemelha a um diodo de Silício com grande área de junção. Na presença da luz, por sua vez, a célula gera corrente elétrica proporcional à radiação eletromagnética incidente, tendo característica de fonte de corrente. Existem ainda perdas por corrente de fuga no semicondutor, assim como perdas ôhmicas nos contatos elétricos e no material da célula.

Considerando esses argumentos, pode-se desenhar um modelo elétrico que represente a célula fotovoltaica de Silício. Um modelo de célula fotovoltaica comumente encontrado em trabalhos acadêmicos e artigos científicos está representado na Figura 5.4. Ele é usado pelos autores de [17], [18], [19], [20] e [21].

Figura 5.4 - Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica

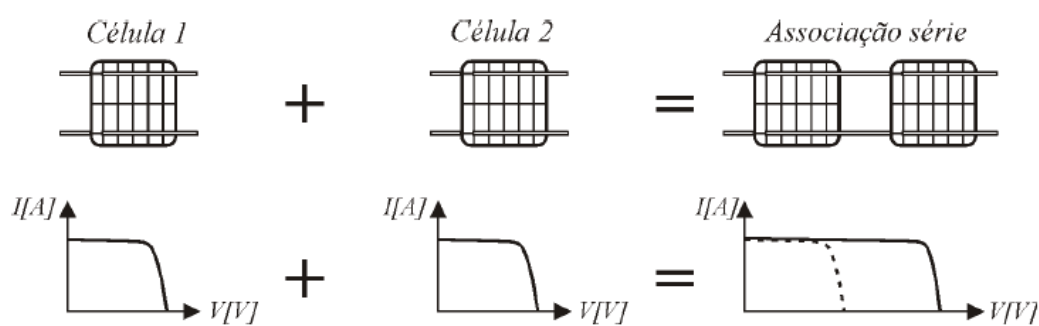


Fonte: [17]

Nesse modelo, a fonte representa a corrente fotogerada, ou seja, a corrente gerada pelo efeito fotoelétrico; o diodo, as características semicondutoras da célula; e os resistores, as perdas nos condutores e no próprio material que forma a célula.

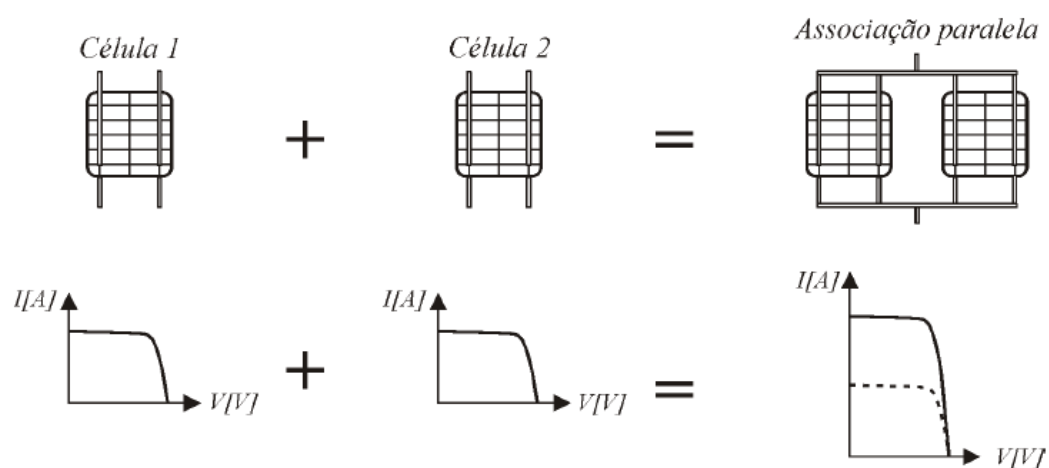
Várias células podem ser interligadas para elevar a tensão de saída, a corrente, ou ambas. Esse princípio é utilizado na fabricação de módulos fotovoltaicos. O autor em [17] analisa os circuitos equivalentes advindos da associação série, paralela e mista de células fotovoltaicas. As alterações causadas por essas associações na curva característica de saída de uma célula estão esquematicamente ilustradas nas Figura 5.5, Figura 5.6 e Figura 5.7.

Figura 5.5 - Associação série de células fotovoltaicas



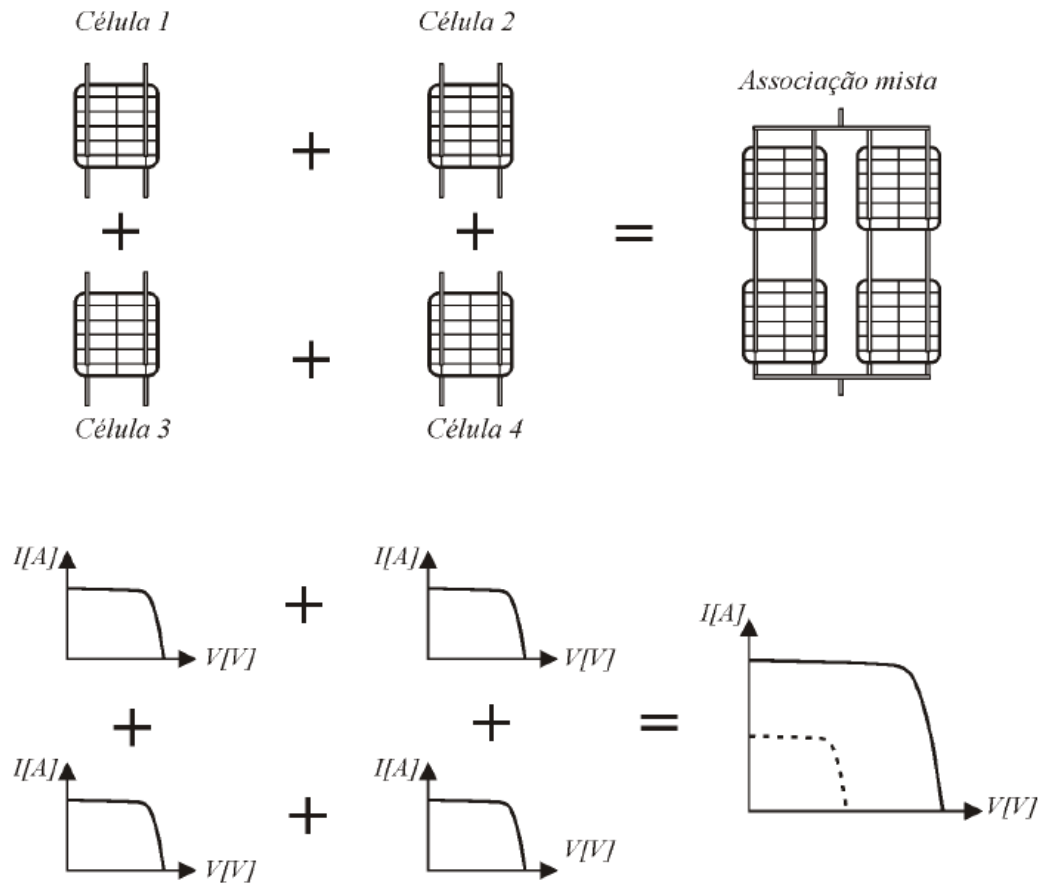
Fonte: [17]

Figura 5.6 - Associação paralela de células fotovoltaicas



Fonte: [17]

Figura 5.7 - Associação mista de células fotovoltaicas



Fonte: [17]

O mesmo autor também realiza uma completa modelagem matemática a partir do circuito equivalente da célula apresentada na Figura 5.4. Não é objetivo deste trabalho apresentar a análise realizada. Serão apresentadas apenas as equações que permitem esboçar as curvas de saída de uma célula, que têm as formas já apresentadas na Figura 5.3, mas com a possibilidade de variar a irradiação (S) e a temperatura (T) para verificação do comportamento em diferentes condições climáticas.

A corrente de saída I da célula, em função da tensão de saída V , é dada pela Equação (5.3)

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{q(V + R_S I)}{A k T}} - 1 \right) - \frac{V + R_S I}{R_{SH}} \quad (5.3)$$

onde as correntes fotogerada (I_{ph}) e de saturação (I_s) são dadas pelas Equações (5.4) e (5.5)

$$I_{ph} = \frac{S}{S^{ref}} \cdot I_{SC} \cdot [1 + K_i \cdot (T - T^{ref})] \quad (5.4)$$

$$I_s = I_s^{ref} \cdot \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot E_G}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (5.5)$$

e a corrente de saturação de referência (I_s^{ref}) e o fator de idealidade (A), pelas Equações (5.6) e (5.7).

$$I_s^{ref} = \frac{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{SH}}}{e^{\frac{q \cdot V_{OC}}{A \cdot k \cdot T^{ref}}} - 1} \quad (5.6)$$

$$A = \frac{V_{MP} - V_{SC} + R_S \cdot I_{MP}}{\frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left[\frac{I_{SC} - I_{MP} - \left(\frac{V_{MP} + R_S \cdot I_{MP}}{R_P} \right)}{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{SH}}} \right]} \quad (5.7)$$

k e q são constantes já tratadas na Seção 3.2. E_G é a energia de *gap* do silício, já utilizada anteriormente na Equação (5.2). T e T^{ref} são as temperaturas ambiente e de referência. S e S^{ref} são as irradiações ambiente e de referência. As grandezas de referência têm valor, nas *STC*, de 25 °C e 1000 W/m². I_{SC} e V_{OC} são, respectivamente, a corrente de curto-circuito e a tensão de circuito aberto da célula. Já I_{MP} e V_{MP} são a corrente e a tensão de máxima potência. A constante K_i representa a porcentagem de variação da corrente de curto circuito em função da diferença entre a temperatura ambiente e a de referência.

As grandezas S e T são definidas pelas condições de exposição da célula no ambiente; as grandezas k , q e E_G são constantes da física quântica; e as demais grandezas, com exceção de R_S e R_{SH} , podem ser encontradas no *datasheet* da célula.

As constantes R_S e R_{SH} , que representam as perdas ôhmicas série e *shunt* (paralela) da célula fotovoltaica, não podem ser determinadas analiticamente, segundo o que é apresentado em [17]. O autor sugere, então, duas opções: que esses parâmetros sejam considerados de ajuste, ou seja, que sejam variados até que a curva de corrente por tensão esteja de acordo com a curva fornecida pelo fabricante; ou que sejam determinados experimentalmente.

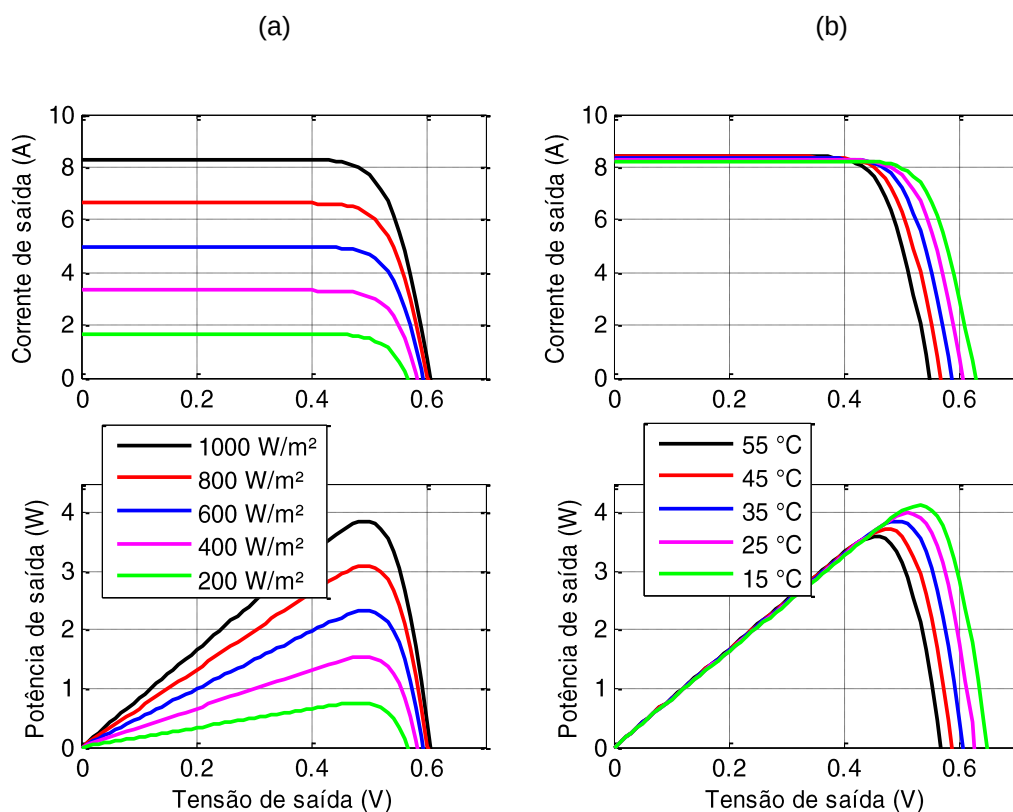
Optou-se por variar os valores de R_S e R_{SH} até que a curva dada pelas equações da modelagem matemática se aproxime da curva fornecida pelo *datasheet*

da célula. Para isso utilizou-se o *software* de simulação MATLAB®, no qual um *script* que resolve as equações por método numérico foi executado.

Nas simulações, utilizaram-se os dados da célula *16MU1580 2S* fabricada pela empresa *INDOSOLAR®*, a qual é constituída de Silício policristalino. O *datasheet* foi retirado de [22] e utilizado para validar as curvas. Os motivos para a escolha da célula serão apresentados ainda neste capítulo.

Nas simulações, primeiramente fixou-se a temperatura em 25 °C e variou-se o valor de irradiação; na sequência, fixou-se a irradiação em 1000 W/m² e variou-se a temperatura. O resultado pode ser visualizado na Figura 5.8.

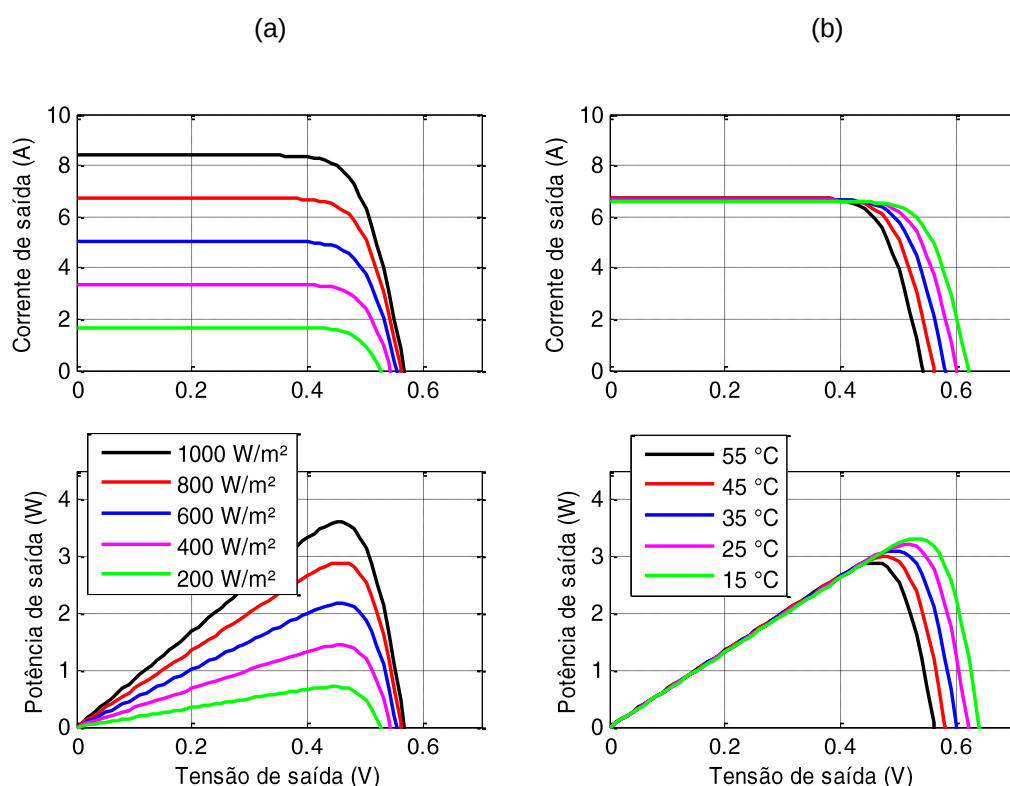
Figura 5.8 – (a) Variação da irradiação com temperatura fixa em 25 °C;
(b) Variação da temperatura com irradiação fixa em 1000 W/m²



Fonte: produção do próprio autor

O procedimento foi repetido para a operação em 45 °C e 800 W/m², que representa um ponto de operação mais comum da célula no dia-a-dia. A Figura 5.9 apresenta as curvas obtidas.

Figura 5.9 - (a) Variação da irradiação com temperatura fixa em 45 °C;
(b) Variação da temperatura com irradiação fixa em 800 W/m²



Fonte: produção do próprio autor

Nota-se, do estudo feito nessa seção, que a geração de energia elétrica pelo efeito fotovoltaico é muito dependente da temperatura e da irradiação. Logo, é aconselhável realizar uma análise da insolação na região na qual se pretende instalar o sistema, para prever sua capacidade de conversão de energia diária e, assim, dimensioná-lo corretamente. Essa análise será efetuada na sequência.

5.4 A GERAÇÃO NA REGIÃO DE ITAJAÍ – SC

A estação experimental da EPAGRI fica situada próxima à cidade de Itajaí, no litoral norte de Santa Catarina. Para estimar a quantidade de energia diária que seria gerada por uma célula fotovoltaica nessa região, seguiu-se o procedimento adotado pelo autor de [23], com o qual é estimada a quantidade de energia que seria gerada em uma unidade de mini ou micro geração fotovoltaica na cidade de Florianópolis – SC. A distância entre as cidades é de 93 km, que será considerada uma aproximação razoável para estudo da insolação que cabe a este trabalho.

O autor de [23] utiliza o *software* denominado *Radiasol 2*, que interpola dados de radiação solar e temperatura em certas regiões do Brasil para aproximá-los em outras regiões onde não se conhece esses dados. Após selecionada a região desejada e ajustados alguns parâmetros de inclinação da célula (40°) e desvio azimutal, o *software* retorna a informação de radiação solar média diária, dada em *KWh/m²/dia*, para cada mês do ano. Sabendo-se a área e o rendimento da célula, pode-se determinar a energia média gerada por esta diariamente, em cada mês do ano.

Para determinar o rendimento da célula, recorre-se ao *datasheet*, [22], e utiliza-se da Equação (5.8), que define o quanto da potência solar irradiada que atinge a célula é efetivamente transformada em potência elétrica.

$$\eta = \frac{P_{elétrica}}{P_{solar}} \quad (5.8)$$

Com base nisso, foi montada a Tabela 5.1, a qual, através de dados do *datasheet*, Equação (5.8) e área da célula de 0,02434 m², apresenta seu rendimento médio.

Tabela 5.1 – Rendimento da célula fotovoltaica I6MU1580 2S

Psolar (W/m²)	Psolar (W)	Vmp (V)	Imp (A)	Pelét (W)	Rend (%)	Rend médio (%)
1000	24,34	0,500	8,00	4,000	16,44	15,95
800	19,47	0,494	6,40	3,162	16,24	
600	14,60	0,489	4,80	2,345	16,06	
400	9,73	0,478	3,20	1,528	15,70	
200	4,87	0,466	1,60	0,746	15,32	

Fonte: produção do próprio autor

Na sequência, utilizaram-se os dados de radiação média diária na região de Florianópolis – SC, a área da célula e o rendimento desta calculado para determinar a energia média diária, dada em Watts-hora por dia, que a célula da *INDOSOLAR®* gera durante o ano. Esses dados estão dispostos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Energia média diária, em Wh, gerada por uma célula durante o ano, na região de Florianópolis - SC

Mês	Radiação (kWh/m ² /dia)	Radiação (Wh/dia)	Energia diária (Wh/dia)	Energia média (Wh/dia)
Janeiro	5,18	126,1	20,11	19,06
Fevereiro	5,37	130,7	20,84	
Março	5,38	130,9	20,88	
Abril	5,06	123,1	19,64	
Maio	4,60	111,9	17,86	
Junho	4,29	104,4	16,65	
Julho	4,28	104,2	16,61	
Agosto	4,64	112,9	18,01	
Setembro	4,79	116,6	18,59	
Outubro	5,00	121,7	19,41	
Novembro	5,17	125,8	20,07	
Dezembro	5,17	125,8	20,07	

Fonte: produção do próprio autor

O valor de energia média diária calculado será utilizado na seção seguinte para determinar o número de células que comporá o módulo fotovoltaico da armadilha luminosa.

5.5 DIMENSIONAMENTO E CONSTRUÇÃO DE UM MÓDULO

O procedimento de cálculo que será agora apresentado leva em consideração que o banco de baterias deverá ser completamente carregado em apenas um dia. Isso sugere que o sistema fotovoltaico possua a potência necessária para essa demanda de carga. Recuperando da Seção 4.3, na qual se dimensionou o banco de baterias, a energia total que é possível de ser armazenada por este, sabe-se que serão utilizadas duas baterias de 7 Ah e 12 V cada. Logo, a energia total que deve ser reposta pelo sistema fotovoltaico tem o valor apresentado em (5.9).

$$E_{bat_Wh} = E_{bat_Ah} \cdot V_{bat} = 7 * 2 * 12 = 172,8 Wh \quad (5.9)$$

Sabe-se, do estudo descrito no Capítulo 4 sobre baterias, que nem toda a energia entregue à bateria na carga é aproveitada na descarga. Aproximadamente 85 % de toda a energia utilizada na carga de uma bateria de chumbo-ácido é

utilizada na sua descarga. Logo, utiliza-se desse fator para corrigir o valor de energia determinado em (5.9), determinando-se um novo valor dado em (5.10).

$$E_{conv_saida} = \frac{E_{bat_Wh}}{0,85} = 203,3 \text{ Wh} \quad (5.10)$$

Essa quantidade de energia deve ser disponibilizada na saída do conversor para que a bateria seja completamente recarregada. Os detalhes do conversor que fará a conexão entre o módulo fotovoltaico e o banco de baterias ainda serão tratados no capítulo seguinte, entretanto, será considerado um rendimento aproximado de 80 % do conversor para o dimensionamento que está sendo proposto nesta seção. Logo, a energia que deve ser disponibilizada ao conversor para carregar o banco de baterias tem o valor dado por (5.11).

$$E_{conv_entrada} = \frac{E_{conv_saida}}{0,8} = 254,1 \text{ Wh} \quad (5.11)$$

Através do valor de energia diária média que a célula fotovoltaica especificada pode fornecer durante o ano, calculado em 19,06 *Wh/dia* na Seção 5.4, e utilizando do valor determinado em (5.11), pode-se determinar o número de células que comporão o módulo fotovoltaico, o qual suprirá a energia necessária para carregar o banco de baterias da armadilha luminosa. Esse valor é calculado segundo a Equação (5.12).

$$N = \frac{E_{conv_entrada}}{19,06} = 13,3 \cong 14 \text{ células} \quad (5.12)$$

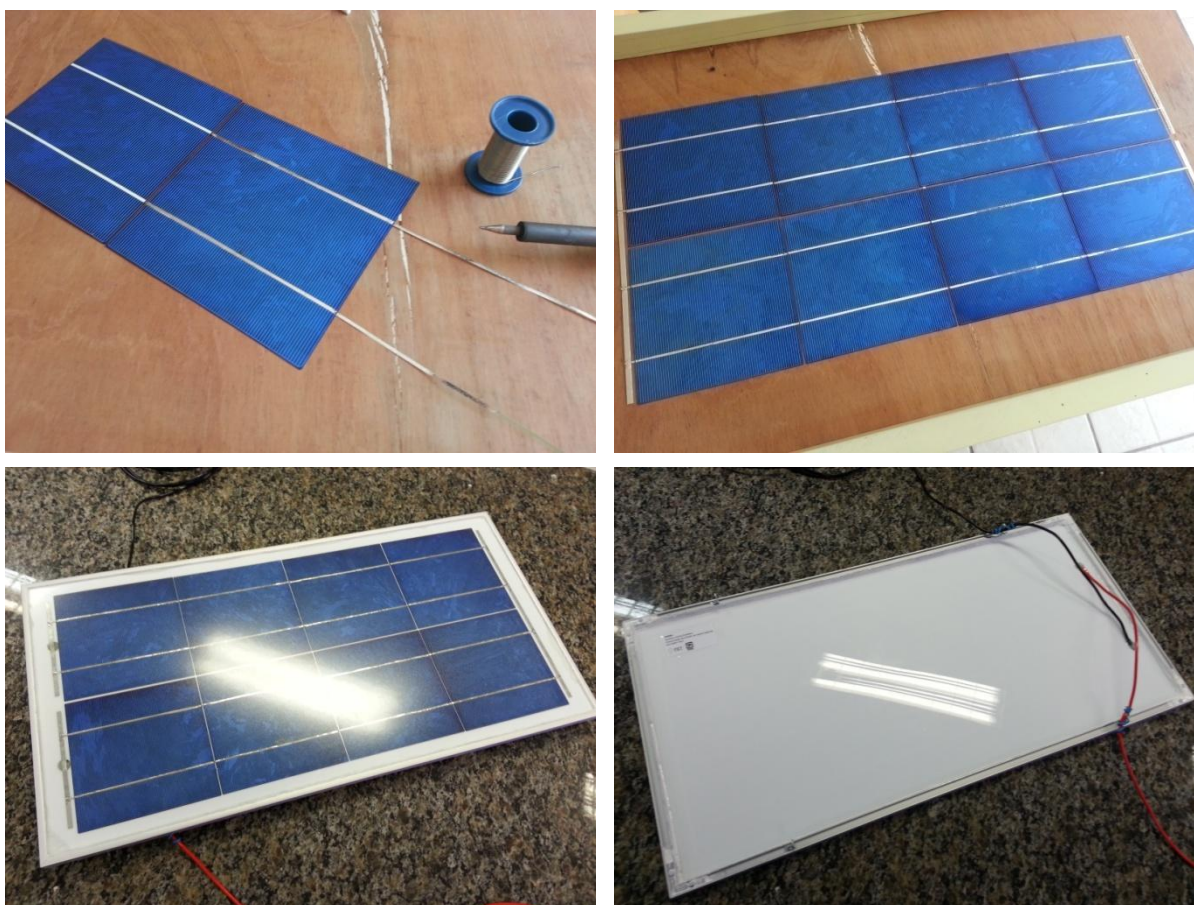
Portanto, um total de 14 células será necessário para suprir a demanda do sistema elétrico. Pelo fato de cada uma das células fornecer apenas 0,5 *V* e por questões de simetria, definiu-se que serão utilizadas 16 células para a construção de 2 módulos fotovoltaicos, cada um com 8 células associadas em série. Os dois módulos serão também conectados em série para fornecer tensão de, aproximadamente, 8 *V* ao conversor c.c.-c.c.

Os módulos foram construídos com perfil em alumínio, vidro antirreflexo, lâmina de acrílico e vedados com massa de silicone. As células ficam posicionadas entre o vidro e a lâmina, interconectadas por tiras de metal revestidas com estanho. Para tal, posicionam-se as tiras sobre os contatos das células e aplica-se a ponta de um ferro de solda sobre as mesmas. As células são conectadas sempre da parte

inferior para a parte superior, promovendo-se, dessa forma, a conexão série. Os detalhes da construção podem ser visualizados na Figura 5.10.

Não foram colocados, em paralelo aos módulos, diodos de *bypass*. A função desses componentes é permitir a circulação de corrente mesmo estando um dos módulos sombreados. Como o equipamento estará operando no meio da lavoura, o bloqueio da luz solar por construções ou objetos que venham a ser depositados sobre os módulos raramente ocorrerá.

Figura 5.10 - Detalhes da construção dos módulos fotovoltaicos



Fonte: produção do próprio autor

Os módulos construídos não foram ensaiados segundo as STC pela falta de um equipamento apropriado no laboratório, tanto para medição da irradiância que atinge os módulos, quanto para geração dos 1000 W/m^2 de irradiação necessários para os testes. A única verificação feita foi da tensão de circuito aberto e da corrente de curto circuito, que apresentaram valores condizentes de, aproximadamente, 8,5 V e 8,2 A, respectivamente, para um dia ensolarado de janeiro de 2014 em Piçarras - SC.

5.6 RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE UM MÓDULO

Os módulos fotovoltaicos apresentam, por si só, rendimentos não expressivos, da ordem de 15 %. Matematicamente, a eficiência de conversão é dada pela razão entre a potência elétrica gerada P e a radiação solar incidente S sob a área do módulo, conforme (5.13). [17]

$$\eta_{\text{módulo}} = \frac{P}{S \cdot \text{área}} \quad (5.13)$$

Em virtude do ponto de operação de um módulo fotovoltaico ser atrelado às condições climáticas e à carga em que está conectado, é necessário empregar circuitos capazes de maximizar a potência gerada e impedir que o rendimento de conversão seja ainda mais reduzido. Esses circuitos são chamados de Rastreadores de Máxima Potência; do inglês, *Maximum Power Point Tracker - MPPT*.

Segundo [17], desde o surgimento dos primeiros circuitos para rastreamento de máxima potência, em 1968, com a finalidade de melhorar o desempenho de sistemas constituídos por uma fonte não linear e uma carga arbitrária, inúmeras técnicas distintas, almejando o mesmo objetivo, foram desenvolvidas. O surgimento dos microcontroladores, e, mais recentemente, dos processadores digitais de sinal (*Digital Signal Processor - DSP*), permitiu o desenvolvimento de técnicas cada vez mais complexas, aplicadas à melhora da velocidade e precisão de rastreamento.

Na maior parte das técnicas voltadas ao rastreamento da máxima potência, são utilizados sinais de tensão e corrente de saída do módulo fotovoltaico, embora, em alguns casos, apenas o sinal de tensão seja requerido. Podem-se implementar técnicas tanto analogicamente quanto digitalmente. A diferença entre as duas opções reside no fato da aplicação analógica necessitar da troca de componentes para que se altere o método de rastreamento, ou seja, requer mudanças em *hardware*, enquanto que a digital apresenta liberdade de alteração via *software*. Em contrapartida, a digitalização pode apresentar sensibilidade a ruídos, entre outros problemas.

Dentre os métodos de MPPT mais utilizados na literatura, destacam-se os citados abaixo.

- Baseados em lógica Fuzzy;
- Baseados em Redes Neurais;

- Baseados em Frações da Tensão de Circuito Aberto;
- Tensão Constante;
- Perturba & Observa;
- Condutância Incremental.

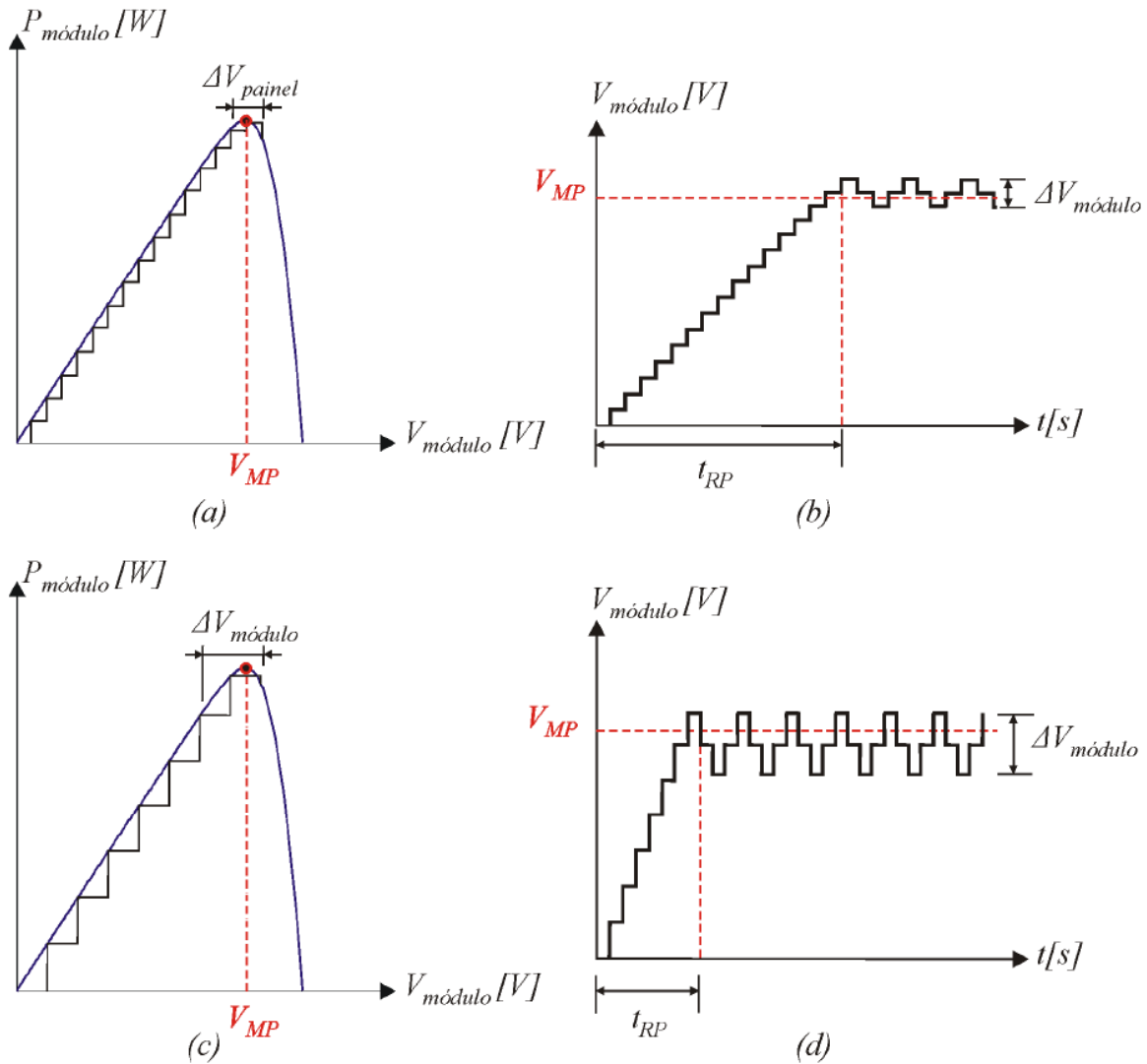
Os dois primeiros métodos geralmente empregam conceitos de inteligência artificial e são relativamente complexos, além de exigirem maior capacidade de processamento. O método de Fração da Tensão de Circuito Aberto, apesar de ser de fácil implementação, requer leitura periódica da tensão de circuito aberto do módulo, logo, desconexão periódica da carga, o que acarreta em perda de potência.

Por serem amplamente exploradas na literatura, as três últimas técnicas citadas (Tensão Constante, Perturba & Observa e Condutância Incremental) foram detalhadamente exploradas por [17]. No presente trabalho, será dada atenção para a técnica Perturba & Observa, apenas, por ter sido a escolhida para aplicação.

O método Perturba & Observa foi um dos primeiros a considerar os sinais de tensão e corrente da saída do módulo para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência. Um conversor C.C.-C.C. conectado à saída do módulo, o qual pode ser controlado através da sua razão cíclica de operação, gerencia o rastreamento. Primeiramente é realizada uma perturbação no conversor (incremento na razão cíclica). Logo após, é efetuada uma medição de tensão e de corrente na saída do módulo, sendo calculada a potência por este fornecida. Se a potência teve seu valor aumentado em relação ao último valor lido, uma nova perturbação no sentido do incremento é realizada. Isso se repete até que a potência decaia entre uma perturbação e outra. Nesse momento, o decremento passa a ser utilizado, na tentativa de retornar ao ponto de máxima transferência de potência e nas proximidades dele permanecer.

A limitação da técnica está na escolha adequada da amplitude do incremento e decremento. Quanto maior esta for, mais rápido será atingido o ponto de máxima potência (menor será o tempo t_{RP}), porém, uma grande oscilação ($\Delta V_{\text{módulo}}$) será presenciada em torno deste. Diminuindo-se a amplitude do degrau, diminui-se também a oscilação em torno do MPP, entretanto, a dinâmica de alcance deste ponto se torna lenta. Esse compromisso entre resposta dinâmica e oscilação em regime permanente está bem apresentada na Figura 5.11.

Figura 5.11 - Compromisso entre resposta dinâmica e oscilação em regime do método P&O
(a) e (b) com passo curto; (c) e (d) com passo largo

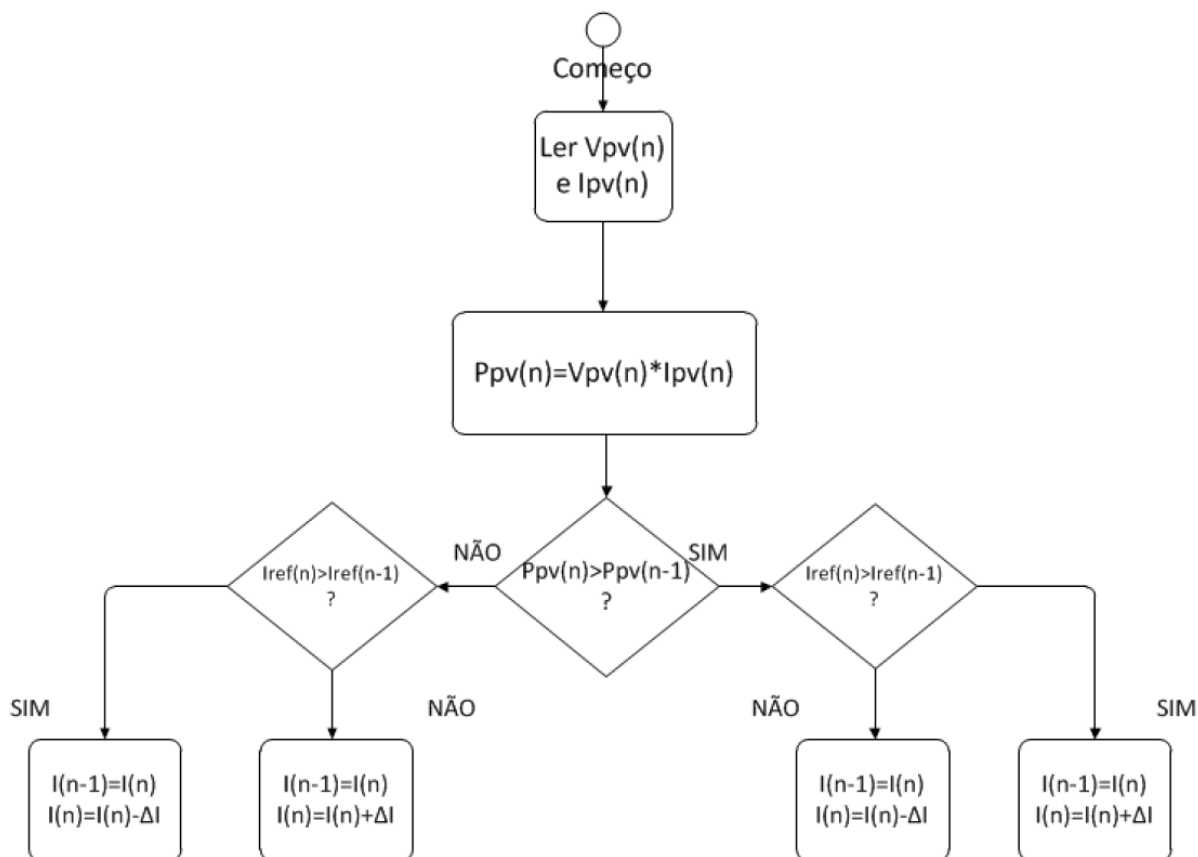


Fonte: [17]

É importante ressaltar que, na prática, radiação e temperatura na superfície do módulo podem variar e causar erros no rastreamento. As variações de temperatura são consideradas lentas e não interferem no rastreamento. Já as variações de radiação podem ser abruptas. Até que a perturbação seja cessada, o módulo pode operar fora do MPP.

A Figura 5.12 apresenta um fluxograma apresentado em [17] para a implementação do algoritmo referente ao método Perturba & Observa.

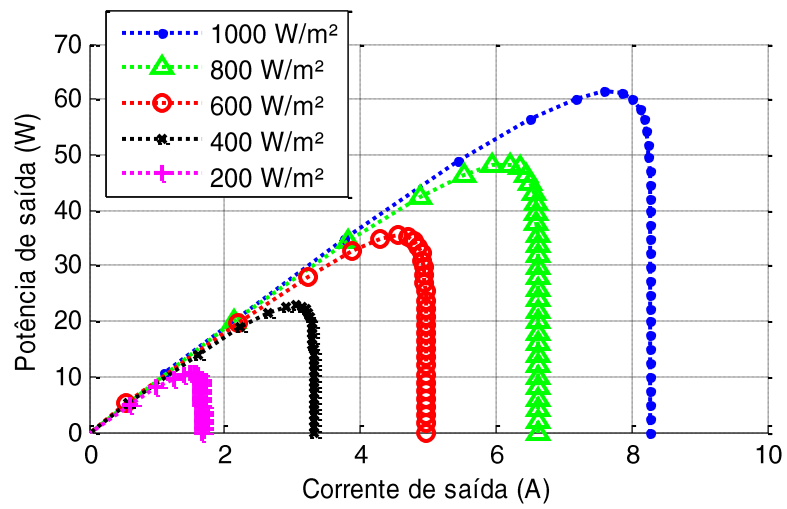
Figura 5.12 - Fluxograma do método P&O



Fonte: [19]

O próximo capítulo trata do conversor C.C.-C.C. escolhido para rastrear a máxima transferência de potência dos módulos fotovoltaicos e transferi-la para a carga. Antecipa-se aqui, estrategicamente, que o conversor não será operado diretamente pela razão cíclica, mas sim através de uma referência de corrente de entrada. Um controlador analógico será responsável por garantir que essa corrente do conversor C.C.-C.C. siga a referência. Sendo assim, a perturbação do conversor será realizada através do incremento ou decremento dessa referência de corrente.

A perturbação na corrente de entrada do conversor também gera variação na potência que é extraída do módulo. Como já exposto na seção anterior, foram construídos dois módulos, cada um com 8 células conectadas em série. Os módulos também serão conectados em série. Sendo assim, está esboçado, na Figura 5.13, um gráfico de potência *versus* corrente de saída dos módulos conectados em série. Essa é a curva a ser seguida pelo método P&O. Nota-se o grande deslocamento da curva para variações na irradiação e a queda abrupta na potência à direita do MPP.

Figura 5.13 - Curva de potência *versus* corrente dos módulos conectados em série

Fonte: produção do próprio autor

6 CONVERSOR C.C.-C.C.

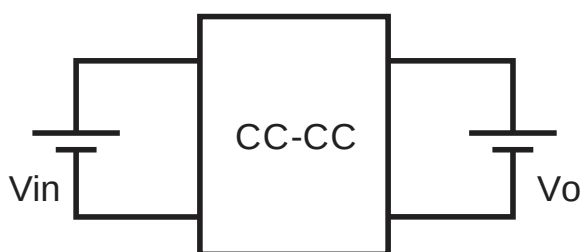
No capítulo que aqui se inicia, será descrita a solução escolhida para o bloco do conversor c.c.-c.c., responsável por conectar os módulos fotovoltaicos ao banco de baterias do sistema elétrico da armadilha luminosa. Será feita uma breve introdução aos conversores c.c.-c.c., a apresentação da topologia escolhida, seu projeto completo, incluindo os circuitos de comando e controle, e as simulações realizadas.

6.1 BREVE INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES C.C.-C.C.

Os conversores C.C.-C.C. são circuitos eletrônicos comutados, ou chaveados, que processam energia elétrica, convertendo tensões e correntes contínuas (c.c.) em tensões e correntes contínuas com níveis diferentes entre entrada e saída. Estes conversores podem ser isolados ou não isolados. Nos conversores isolados existe a presença de elementos magnéticos acoplados (transformador ou indutor acoplado), que proporcionam isolação galvânica entre a entrada e a saída. Estes circuitos são úteis, principalmente, quando se deseja isolar a carga da fonte de entrada, por questões de segurança ou adaptação de níveis muito diferentes entre entrada e saída. Os conversores C.C.-C.C. não isolados, por sua vez, são circuitos eletrônicos incapazes de proporcionar isolação elétrica entre a saída e a entrada [19].

A Figura 6.1 mostra um conversor C.C.-C.C. genérico, que converte níveis CC de tensão da entrada para a saída.

Figura 6.1 - Estrutura genérica de um conversor CC-CC



Fonte: produção do próprio autor

Uma importante grandeza em um conversor C.C.-C.C. é o seu ciclo de trabalho (*duty-cycle*, em inglês), comumente chamada de razão cíclica e simbolizada por D . Esse parâmetro representa a razão entre o tempo em que a chave (ou

interruptor) do circuito permanece em condução e o tempo em que esta permanece bloqueada. É responsável pelo controle do fluxo de energia no conversor e varia de zero a um. Outra grandeza importante na caracterização de um conversor estático de níveis contínuos de tensão e corrente é seu ganho estático. Simbolizado por G , o ganho estático é definido conforme a Equação (6.1), na qual V_o é a tensão de saída e V_{in} é a tensão de entrada. G é sempre função da razão cíclica do conversor.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (6.1)$$

Para o presente trabalho, optou-se pela utilização de um conversor não isolado no processamento da energia que vem dos módulos fotovoltaicos e é direcionada para o carregamento do banco de baterias. A escolha se justifica pelo fato do sistema operar com baixos níveis de tensão e estar isolado da rede elétrica.

Existem diversas topologias de conversores C.C.-C.C. não isolados e o ganho estático muda de acordo com cada uma. As topologias básicas estão listadas na Tabela 6.1, com seus respectivos ganhos em função da razão cíclica. Esses ganhos foram calculados para os conversores operando em modo de condução contínua, ou seja, a corrente no indutor dessas topologias nunca zera.

Tabela 6.1 - Ganho estático das topologias básicas de conversores C.C.-C.C. não isolados

Conversor	Ganho estático
<i>Buck</i>	$G = D$
<i>Boost</i>	$G = \frac{1}{1 - D}$
<i>Buck-Boost, Cúk, Sepic, Zeta</i>	$G = \frac{D}{1 - D}$

Fonte: produção do próprio autor

O conversor *Buck* possui a característica abaixadora, ou seja, a tensão de saída varia de zero até o valor da tensão de entrada, não excedendo esse limite, de acordo com a razão cíclica imposta. Já o conversor *Boost* tem o comportamento oposto ao *Buck*, sua característica é elevadora. Variando-se a razão cíclica de zero a um, o ganho varia da unidade a um valor maior que o da entrada. Logo, a tensão de saída tem o valor mínimo igual ao valor da tensão de entrada e valor máximo teórico que tende ao infinito. Na prática, opta-se por não impor razão cíclica maior

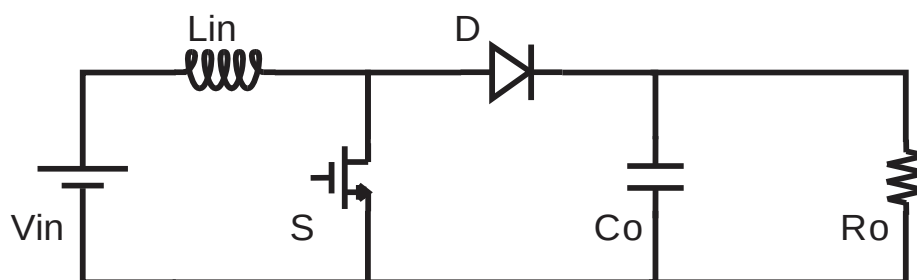
que 0,8, que equivale a ganho estático $G = 5$ para essa topologia, devido a reduzida eficiência do conversor ao operar acima desse valor. Os outros quatro conversores apresentados possuem tanto a característica abaixadora, para razão cíclica variando de zero a meio ($0 < D < 0,5$), quanto elevadora, para razão cíclica variando de meio a um ($0,5 < D < 1$).

Os módulos fotovoltaicos conectados em série geram tensão nominal próxima a 8 V e o banco de baterias somam 24 V em seus terminais, logo, optou-se pelo conversor elevador *Boost* para transferir energia do arranjo fotovoltaico às baterias. Esse conversor apresenta a característica de entrada em fonte de corrente, com pequena ondulação na corrente de entrada (operando em condução contínua), o que também facilita o rastreamento da máxima potência. O funcionamento desse conversor, seu projeto e simulações serão apresentados nos tópicos que seguem.

6.2 O CONVERSOR BOOST

O conversor *Boost* é um circuito eletrônico que converte tensão contínua da entrada em tensão contínua, de magnitude maior ou igual à entrada, na saída. Esse conversor é responsável por realizar essa conversão com a maior eficiência possível. Sua estrutura está apresentada na Figura 6.2.

Figura 6.2 - Topologia do conversor Boost



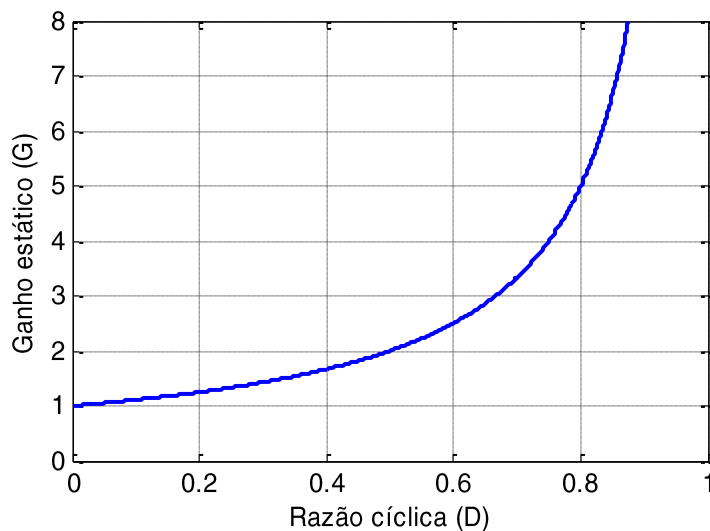
Fonte: produção do próprio autor

O *Boost* pode operar em modo de condução contínua e descontínua. Em condução descontínua, a corrente de entrada zera durante uma das etapas de operação. Em condução contínua, por sua vez, a corrente de entrada nunca se anula dentro de um período de comutação. Esta última condição descrita é a escolhida para o presente projeto. O ganho estático da estrutura é dado pela Equação (6.2).

$$G = \frac{1}{1 - D} \quad (6.2)$$

Como já discutido, o ganho estático do *Boost* apresenta valor mínimo unitário e valor máximo teórico que tende ao infinito. Esse comportamento pode ser facilmente notado no gráfico da Figura 6.3, de ganho estático G por razão cíclica D . Na prática, costuma-se evitar a região de operação com ganho acima de 5, ou razão cíclica acima de 80 %, pois pequenas variações em D geram grandes variações de G , o que pode levar o conversor à instabilidade; além da redução na eficiência do conversor, como já exposto anteriormente.

Figura 6.3 – Ganho estático do conversor *Boost* em função da razão cíclica

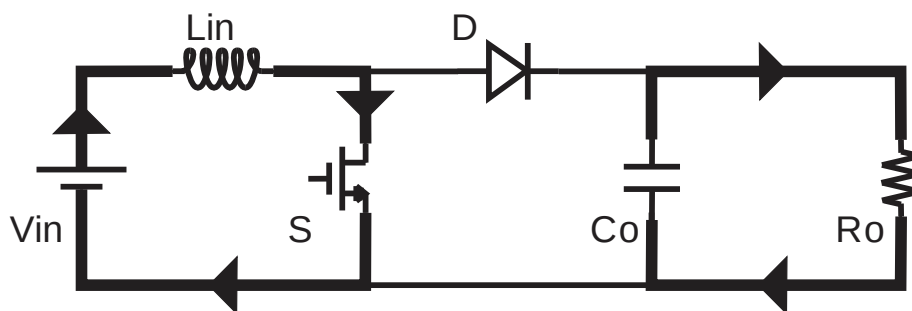


Fonte: produção do próprio autor

O conversor, operando em regime permanente e condução contínua, apresenta duas etapas de operação, descritas a seguir.

Na primeira etapa de operação, o interruptor S é comandado a conduzir. A tensão da fonte de entrada V_{in} é aplicada sobre o indutor L_{in} e força a corrente de entrada a se elevar linearmente. O capacitor de saída C_o fornece energia para a carga, representada por R_o , e mantém o diodo D bloqueado. Essa etapa está ilustrada na Figura 6.4.

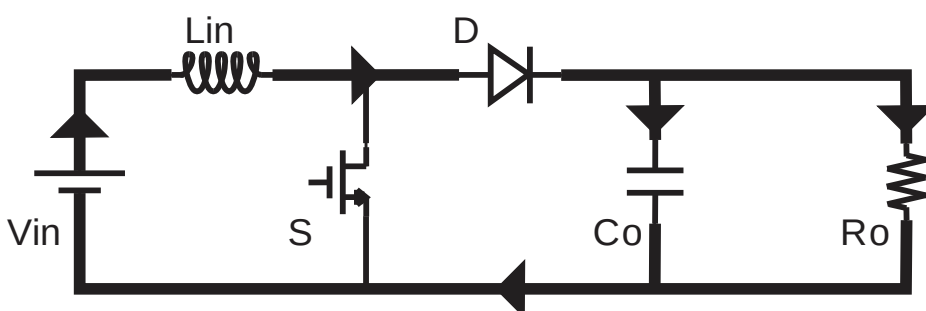
Figura 6.4 - Primeira etapa de operação do Boost



Fonte: produção do próprio autor

Na segunda etapa de operação, o interruptor é comandado a bloquear. A abertura da malha por onde circula a corrente do indutor faz a polaridade deste se inverter e a tensão sobre seus terminais crescer. Essa tensão crescente que surge no indutor, somada à tensão da fonte de entrada, supera o valor de tensão sobre o capacitor de saída e força o diodo a entrar em condução. Nesse momento, a energia magnética armazenada no núcleo do indutor é transferida para a saída na forma de corrente. Essa energia carrega o capacitor de saída e alimenta a carga. A corrente do indutor passa a decrescer linearmente até que a segunda etapa se encerre, quando o interruptor é novamente comandado a conduzir, o diodo bloqueia com a extinção da corrente sobre ele e a primeira etapa volta a iniciar. A segunda etapa de operação está ilustrada na Figura 6.5.

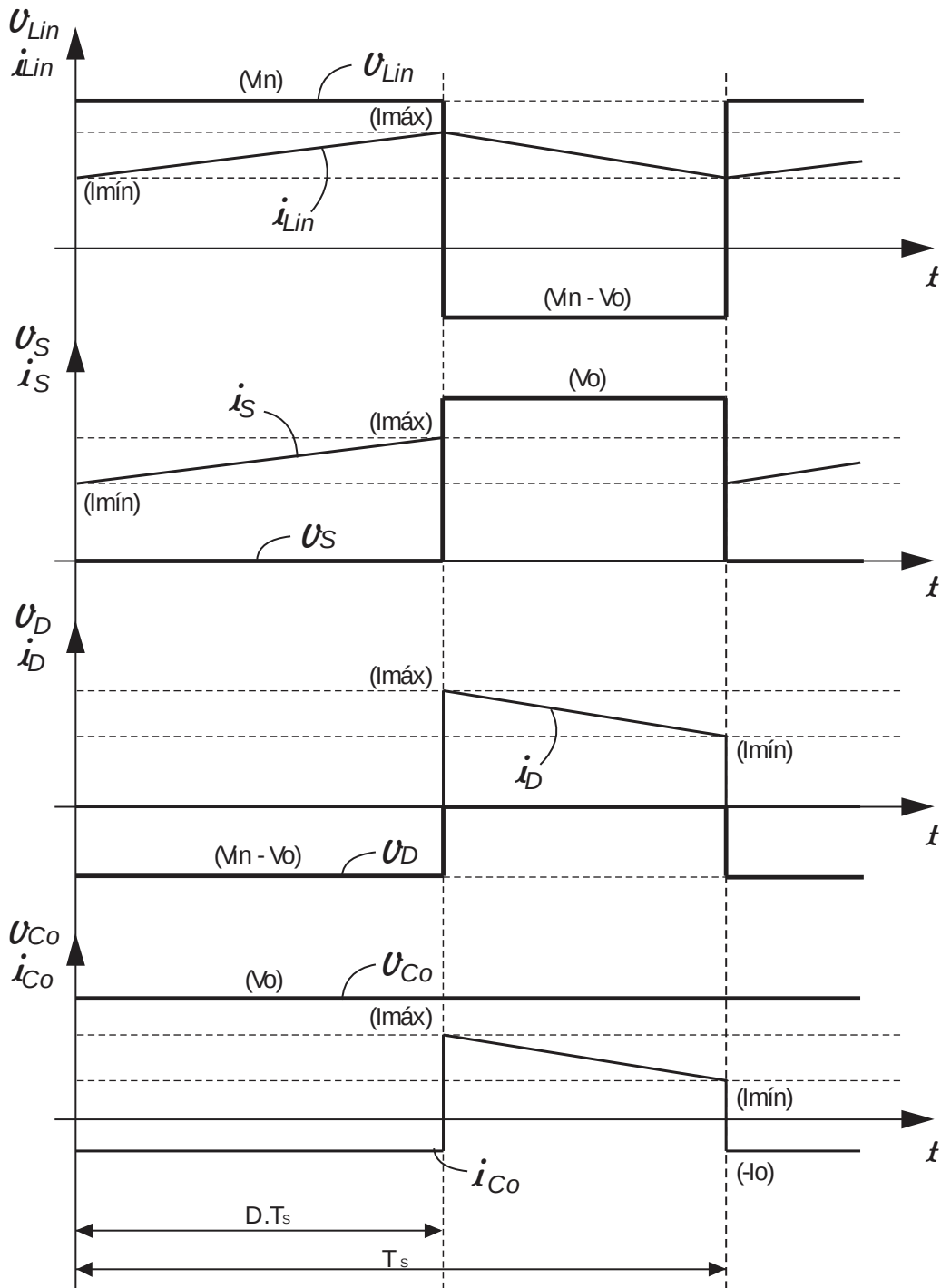
Figura 6.5 - Segunda etapa de operação do Boost



Fonte: produção do próprio autor

As etapas de operação podem ser visualizadas em termos das formas de onda de tensão e corrente em cada um dos componentes do circuito, representadas na Figura 6.6.

Figura 6.6 - Formas de onda do conversor Boost em modo de condução contínua



Fonte: produção do próprio autor

O parâmetro T_s representa o período de comutação do conversor e equivale ao inverso da frequência de chaveamento f_s . A cada período de comutação, o conversor realiza um ciclo completo de operação.

6.3 PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

O projeto do conversor leva em consideração as especificações apresentadas na Tabela 6.2, escolhidas de acordo com as limitações do sistema.

Tabela 6.2 - Especificações de projeto do Boost

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor		
			Mínimo	Típico	Máximo
Potência de entrada	P_{in}	W		61,6	
Tensão de entrada	V_{in}	V		8,8	9,7
Corrente de entrada	I_{in}	A			8,29
Tensão de saída	V_o	V	22		27,6
Rendimento	η		0,8		
Frequência de comutação	f_s	Hz		35k	
Ondulação de corrente na entrada	ΔI_L	A			$0,1 \cdot I_{in}$
Ondulação de tensão na saída	ΔV_o	V			$0,01 \cdot V_o$

Fonte: produção do próprio autor

Através dessas especificações, calculam-se alguns parâmetros que servirão para o projeto e simulação do conversor. As equações de (6.3) a (6.9) calculam, na ordem, a razão cíclica de trabalho, a razão cíclica máxima, a potência de saída, a corrente de saída, a resistência de carga, a indutância mínima de entrada e a capacitância mínima de saída.

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{o_{max}}} = 0,681 \quad (6.3)$$

$$D_{max} = 0,75 \quad (6.4)$$

$$P_o = \eta \cdot P_{in} = 49,28 \, W \quad (6.5)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_{o_{min}}} = 2,053 \, A \quad (6.6)$$

$$R_o = \frac{V_{o_{max}}^2}{P_o} = 15,46 \, \Omega \quad (6.7)$$

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta I_L} = 250,7 \, \mu H \quad (6.8)$$

$$C_o = \frac{D_{max} \cdot I_o}{f_s \cdot \Delta V_o} = 183,3 \mu F \quad (6.9)$$

A razão cíclica máxima foi escolhida para evitar a operação do conversor na região indesejada e causar a instabilidade do circuito. Os cálculos utilizaram grandezas visando os piores casos de operação. As equações (6.8) e (6.9) foram extraídas de [24]. Esses parâmetros e as especificações apresentadas permitem a continuidade do projeto, a ser apresentado em partes nos tópicos que seguem. Como referências, foram utilizadas as bibliografias e notas de aula de [25], [26] e [27].

6.3.1 Projeto do indutor

Para projeto do indutor, o único elemento magnético do conversor C.C.-C.C. escolhido, foram definidas algumas grandezas, apresentadas na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Especificações de projeto do indutor

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Corrente eficaz no indutor	IL_{ef}	A	8,29
Densidade máxima de corrente do cobre	J_{max}	A/cm ²	400
Densidade máxima de fluxo magnético	B_{max}	T	0,2
Fator de ocupação da janela	K_w		0,6
Permeabilidade magnética no ar	μ_o	H/m	$4\pi \cdot 10^{-7}$

Fonte: produção do próprio autor

Munido das especificações até agora apresentadas, calcula-se o fator $AeAw$ que permite a escolha do núcleo do indutor. A Equação (6.10) apresenta o valor encontrado.

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot IL_{ef}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 3,59 \text{ cm}^4 \quad (6.10)$$

Analisando o catálogo do fabricante de núcleos de Ferrite, a opção mais próxima, o núcleo EE-42/21/20, apresenta $3,77 \text{ cm}^4$ de valor $AeAw$. Estudou-se a possibilidade de uso desse núcleo e concluiu-se que a execução do projeto não será possível. A constatação disso através de cálculo não será apresentada. Optou-se,

então, por escolher o núcleo subsequente do catálogo, o qual possui $8,85 \text{ cm}^4$ de valor $AeAw$. Este é o núcleo EE-55/28/21 e suas especificações gerais estão reunidas na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 - Especificações do núcleo de Ferrite do indutor

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Fator de escolha do núcleo	$AeAw$	cm^4	8,85
Área de passagem do fluxo magnético	Ae	cm^2	3,54
Área da janela	Aw	cm^2	2,50
Comprimento médio da espira	l_t	cm	11,6
Volume do núcleo	V_e	cm^3	42,5
Massa do núcleo	m	g	109,0

Fonte: produção do próprio autor

Calcula-se agora, nas equações (6.11) e (6.12), o número de espiras do indutor e a largura do entreferro, respectivamente.

$$N_L = \frac{L_{in} \cdot I_{Lef}}{B_{max} \cdot Ae} = 29,36 \cong 30 \quad (6.11)$$

$$l_g = \frac{N_L^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{2 \cdot L_{in}} = 0,798 \cong 0,8 \text{ mm} \quad (6.12)$$

Parte-se agora para a escolha do condutor. Como já apresentado na Tabela 6.3, optou-se por utilizar fio de cobre com densidade de corrente de 400 A/cm^2 , valor típico para projeto de elementos magnéticos. A Equação (6.13) calcula a seção mínima do condutor, conforme sua capacidade de conduzir corrente.

$$S_{cond_{min}} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = 0,021 \text{ cm}^2 \quad (6.13)$$

O chaveamento em alta frequência do circuito, entretanto, faz surgir um efeito no condutor do indutor conhecido como pelicular, ou efeito *skin*, o qual desloca a corrente que circula pelo condutor para a sua periferia. Caso o condutor tenha área de seção transversal razoável, esse efeito inutiliza boa parte dessa área e cria uma inconsistência entre a especificação do condutor e a corrente efetiva que este pode conduzir, gerando perdas não previstas no cobre, aquecimento do condutor e probabilidade de avaria do indutor. O efeito *skin* pode ser evitado com a utilização de

condutores de menor área de seção transversal, conectados em paralelo. A Equação (6.14) calcula o diâmetro máximo do condutor, de acordo com a frequência de comutação, que evita o efeito pelicular.

$$\phi_{cond_{max}} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,08 \text{ cm} \quad (6.14)$$

O condutor de código AWG 23 foi escolhido por atender ao requisito de diâmetro máximo. Suas especificações estão dispostas na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 - Especificações do condutor do indutor

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Área do condutor	S_{cond}	cm^2	0,002582
Diâmetro do condutor	ϕ_{cond}	cm	0,057000
Área do condutor + isolamento	S_{isol}	cm^2	0,003221
Diâmetro do condutor + isolamento	ϕ_{isol}	cm	0,064000
Resistividade do condutor	ρ_{cond}	Ω/cm	0,000892

Fonte: produção do próprio autor

Calcula-se, em (6.15), o número de condutores em paralelo necessários para suprir o requisito da seção mínima, calculado em (6.13).

$$N_{cond} = \frac{S_{cond_{min}}}{S_{cond}} = 8,027 \rightarrow N_{cond} = 12 \quad (6.15)$$

Pelo cálculo, 9 condutores já são suficientes. Optou-se, entretanto, pela utilização de 12 condutores em paralelo e, dessa forma, pela redução das perdas no cobre. Esse número escolhido ainda torna a execução do indutor possível, como pode ser constatado nas equações (6.16) e (6.17).

$$Aw_{min} = \frac{NL \cdot N_{cond} \cdot S_{isol}}{K_w} = 1,933 \text{ cm}^2 \quad (6.16)$$

$$Execução = \frac{Aw_{min}}{Aw} = 0,78 \quad (6.17)$$

A área da janela a ser ocupada leva em consideração o número de espiras, o número de condutores em paralelo, a área do condutor e o fator de ocupação. Esse último inclui na equação o fato dos condutores serem circulares e, naturalmente, não

ocuparem um espaço quadrado por completo. Comparando a área mínima encontrada com a área efetivamente disponível, conclui-se que a construção do indutor é possível.

Como último procedimento antes da construção do elemento magnético, calculam-se as perdas no núcleo, no cobre e a elevação de temperatura consequente dessas perdas. As equações (6.18) e (6.19) calculam, respectivamente, a resistência do enrolamento e a potência dissipada por esta.

$$R_{cond} = \frac{NL \cdot l_t \cdot \rho_{cond}}{N_{cond}} = 0,026 \, \Omega \quad (6.18)$$

$$P_{cond} = I L_{ef}^2 \cdot R_{cond} = 1,78 \, W \quad (6.19)$$

A potência dissipada no núcleo pode ser calculada utilizando o catálogo do fabricante de núcleos de Ferrite, onde é apresentado um gráfico que relaciona três grandezas: a potência dissipada por grama de Ferrite; a frequência de comutação; e a variação da densidade de fluxo magnético.

O indutor do *Boost* opera em apenas uma alça da curva de histerese, pois a corrente só assume um sentido. Além disso, a corrente possui limites de ondulação de 10 %, conforme especificado na Tabela 6.2, o que impõe limites proporcionais de variação da densidade de fluxo magnético no núcleo. Como a densidade máxima de fluxo magnético especificada é de 0,2 T (ou 2000 Gauss), a variação dessa densidade será 10 % desse valor, ou seja, 0,02 T (ou 200 Gauss).

Com os valores de variação da densidade de fluxo e de frequência de comutação $f_s = 35 \, kHz$ aplicados ao gráfico do fabricante, encontra-se a potência por grama dissipada no núcleo, no valor de $1 \, mW/g$. Esse valor multiplicado pela massa do núcleo $m = 109,0 \, g$ retorna a potência dissipada, mostrada na Equação (6.20).

$$P_{nu} = 0,109 \, W \quad (6.20)$$

As perdas totais no indutor são determinadas pela soma das perdas no condutor com as perdas no núcleo, conforme Equação (6.21).

$$P_{ind} = P_{cond} + P_{nu} = 1,89 \text{ W} \quad (6.21)$$

A potência total dissipada pode ser utilizada para cálculo da elevação de temperatura. Para isso, calcula-se a resistência térmica do elemento magnético, através da Equação (6.22). Na sequência, determina-se o valor da elevação de temperatura em relação à temperatura ambiente, através da Equação (6.23).

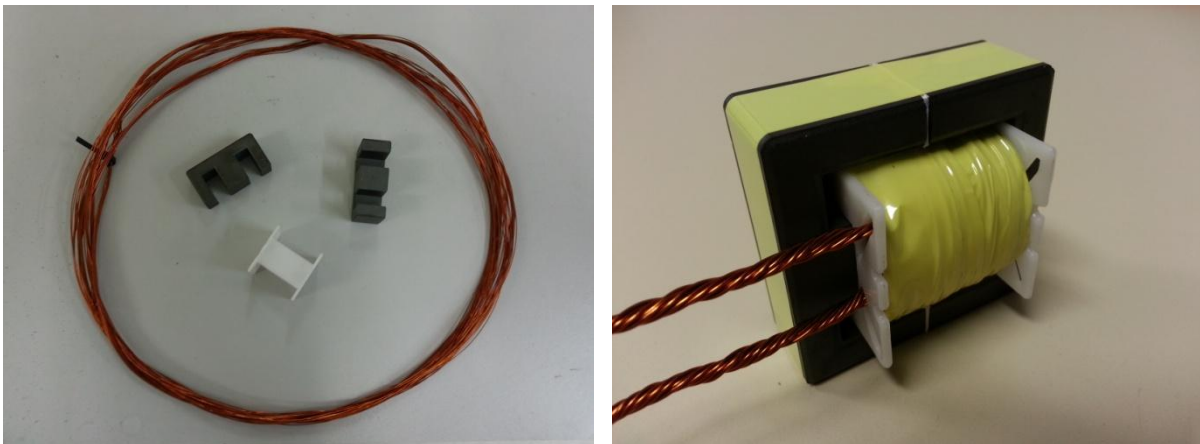
$$RT_{ind} = \frac{23}{AeAw^{0,37}} = 10,26 \text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (6.22)$$

$$\Delta T = P_{ind} \cdot RT_{ind} = 19,37 \cong 20 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (6.23)$$

Supondo que o indutor esteja localizado em um ambiente com temperatura próxima a 60 °C, sua temperatura se elevará a 80 °C quando estiver operando. Esse valor de elevação não traz preocupação para o projetista, nas condições em que a armadilha irá operar.

O indutor construído, segundo os procedimentos e cálculos apresentados nessa subseção, pode ser visualizado na Figura 6.7.

Figura 6.7 - Imagens da construção do indutor



Fonte: produção do próprio autor

O indutor foi submetido a testes em uma ponte RLC, equipamento que realiza a análise de elementos magnéticos, segundo uma frequência previamente definida, e extrai dados como indutância, resistência, capacitância e impedância do componente testado. Dentre as únicas duas frequências ajustáveis no equipamento (1 kHz e 100 kHz), ensaiou-se o indutor a 1 kHz e obtiveram-se os valores de

$L = 262,5 \mu H$ para a indutância e $R = 20,1 m\Omega$ para a resistência, os quais serão utilizados para a posterior simulação do conversor.

6.3.2 Projeto do filtro de saída

A energia armazenada no indutor de entrada do Boost é transferida para a saída através de uma corrente pulsada que passa pelo diodo da estrutura. Na saída, essa energia é armazenada em um capacitor que filtra a ondulação de corrente e mantém um nível de tensão com uma pequena ondulação, especificada pelo projetista, que serve para determinar a capacitância desse capacitor. Esse filtro é responsável por dar a característica de fonte de tensão à saída do conversor.

A capacitância mínima necessária já foi calculada na Equação (6.9) e tem valor de $183,3 \mu F$. Entretanto, outra grandeza também deve ser analisada com cuidado na especificação de um capacitor. Essa grandeza é conhecida como Resistência Série Equivalente (RSE) e implica na degradação da tensão de saída, quando de valor elevado.

Analizando o catálogo de capacitores da fabricante *EPCOS*, optou-se por um capacitor em que a RSE fosse minimizada, não se preocupando tanto com a elevação da capacitância em relação à calculada ou da tensão máxima suportada pelo dielétrico do componente. Dessa forma, escolheu-se o capacitor de características apresentadas na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 - Características do capacitor de saída

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Capacitância nominal	C_R	μF	470
Tensão máxima	U_R	V	400
Resistência Série Equivalente (RSE)	RSE	$m\Omega$	190

Fonte: produção do próprio autor

Visando reduzir ainda mais a RSE do capacitor, optou-se por utilizar três capacitores em paralelo na saída do conversor. Essa associação provoca no aumento da capacitância equivalente do filtro e na redução da RSE num fator de três, considerando que os componentes são iguais.

Com o que foi apresentado até agora, podem-se analisar os esforços aos quais estarão submetidos os três capacitores do conversor. Para isso, calcula-se a corrente eficaz que fluirá pelo filtro de saída na Equação (6.24).

$$I_{cef} = I_o \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 3,1 \text{ A} \quad (6.24)$$

Cada capacitor terá que suportar, considerando estes iguais, um terço da corrente calculada. Para essa corrente, obtém-se do catálogo a vida útil dos capacitores em horas. Operando a uma temperatura de 50 °C, os capacitores especificados têm vida útil de 200.000 horas (22 anos). Já para uma operação à temperatura ambiente de 70 °C, a vida útil cai para 50.000 horas (5 anos). Considera-se que o sistema operará, na maior parte do tempo, sob temperatura ambiente de 50 °C e, dessa forma, a vida útil de 22 anos é mais do que aceitável para a aplicação.

Por último, calculam-se as perdas no filtro de saída através de (6.25).

$$P_{cap} = I_{cef}^2 \frac{RSE}{3} = 0,925 \text{ W} \quad (6.25)$$

6.3.3 Escolha do interruptor e esforços

Para a escolha do interruptor, serão levados em consideração, primeiramente, a máxima tensão de bloqueio e a máxima corrente de condução suportáveis. A tensão máxima sobre o interruptor ocorre na segunda etapa de operação, quando o interruptor é comandado a bloquear e o diodo entra em condução. Neste momento, a tensão do barramento de saída é imposta sobre o interruptor, logo, este deve suportar, minimamente, a tensão de saída do conversor, conforme (6.26).

$$V_{s_{max}} = V_{o_{max}} = 27,6 \text{ V} \quad (6.26)$$

A corrente máxima que flui pelos terminais do interruptor ocorre no instante anterior ao término da primeira etapa de operação, no momento em que este está conduzindo a corrente fornecida pela fonte de entrada para carregar o indutor do Boost. Essa corrente é determinada conforme (6.27).

$$I_{S_{max}} = I_{in_{max}} = 8,29 \text{ A} \quad (6.27)$$

As tecnologias de semicondutores estão muito relacionadas à frequência que podem operar e à potência que processam. O Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET) é capaz de comutar a elevadas frequências. Os limites de tensão e corrente para os componentes dessa tecnologia, entretanto, são mais restritos. Para que se processem potências mais altas, deve-se recorrer a outras tecnologias, como o Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor – IGBT), em detrimento da capacidade de comutação a frequências mais altas. Para os valores de tensão e corrente apresentados em (6.26) e (6.27), o MOSFET é perfeitamente aplicável e será utilizado no projeto do conversor deste trabalho.

Quando em condução, este componente pode ser modelado como uma resistência série, a qual representa suas perdas por condução. Esse parâmetro é conhecido como $R_{DS(on)}$ e também foi considerado na escolha do interruptor mais adequado, buscando a minimização dessas perdas. Escolheu-se, seguindo as condições expostas, o MOSFET de código IRFB3207ZPbF, da fabricante *International Rectifier*, o qual possui as características apresentadas na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 – Características do interruptor especificado

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Tensão dreno-fonte máxima	V_{DSS}	V	75
Corrente de condução máxima	I_D	A	120
Resistência de condução máxima @ 140 °C	$R_{DS(on)}$	mΩ	8,2
Tempo de entrada em condução	t_{on}	ns	88
Tempo de descida da tensão dreno-fonte	t_{off}	ns	123
Capacitância de entrada	C_{iss}	pF	6920
Capacitância de saída	C_{oss}	pF	600
Temperatura mínima de junção	T_{jmin}	°C	-55
Temperatura máxima de junção	T_{jmax}	°C	175
Resistência térmica junção-cápsula	R_{jc}	°C/W	0,5
Resistência térmica cápsula-dissipador	R_{cd}	°C/W	1,0
Resistência térmica junção-ambiente	R_{ja}	°C/W	62

Fonte: produção do próprio autor

Nota-se que o interruptor escolhido apresenta capacidade de condução de corrente direta muito superior à necessária. O objetivo da escolha é reduzir ao máximo as perdas por condução, pois, costumeiramente, quanto maior é a capacidade de condução da chave, menor é sua resistência de condução e, portanto, menor é a potência dissipada. As perdas por condução na chave estão calculadas conforme as equações (6.28) e (6.29).

$$I_{sef} = I_{in} \cdot \sqrt{D_{max}} = 7,18 \text{ A} \quad (6.28)$$

$$P_{chave_{cond}} = I_{sef}^2 \cdot R_{DS(on)} = 0,423 \text{ W} \quad (6.29)$$

Além das perdas por condução, a chave também apresenta perdas nos estágios de comutação. Estas estão calculadas em (6.30).

$$P_{chave_{com}} = \frac{f_s \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot I_{in} \cdot V_o}{2} = 0,845 \text{ W} \quad (6.30)$$

As perdas por comutação na entrada em condução da chave não são afetadas pelo bloqueio do diodo escolhido, pois este, por se tratar de um diodo *Schottky*, possui tempo de recuperação reversa desprezível. As perdas totais no interruptor estão calculadas na Equação (6.31).

$$P_{chave} = P_{chave_{cond}} + P_{chave_{com}} = 1,27 \text{ W} \quad (6.31)$$

Será feita, agora, uma análise sobre a temperatura na junção do MOSFET enquanto estiver operando e dissipando as perdas calculadas. Será considerada, para os cálculos a seguir, uma temperatura ambiente $T_a = 60^\circ\text{C}$, tendo em vista que o equipamento ficará instalado no interior de um compartimento da armadilha luminosa que poderá estar, eventualmente, exposto ao sol. A temperatura na junção do componente, sem o uso de dissipador, é calculada conforme (6.32).

$$T_j = R_{ja} \cdot P_{chave} - T_a = 138,6^\circ\text{C} \quad (6.32)$$

Essa temperatura está abaixo de 175°C , ou seja, dentro da faixa de temperaturas tolerável pelo componente. Para não deixar o componente “nu”, ou seja, sem nenhum dissipador, optou-se por adicionar um disponível no laboratório, que auxiliará na troca de calor entre o MOSFET e o ambiente. Esse dissipador

possui resistência térmica $R_{da} = 52 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$. A temperatura de junção é, então, recalculada e está apresentada em (6.33). Essa temperatura de junção está abaixo de $140 \text{ }^{\circ}\text{C}$, valor esse utilizado para extrair a magnitude da $R_{DS(on)}$ máxima do MOSFET, a partir do *datasheet* do componente.

$$T_j = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \cdot P_{chave} + T_a = 128,0 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (6.33)$$

6.3.4 Escolha do diodo e esforços

Para a escolha do diodo do conversor, será tomado um procedimento semelhante ao adotado para a escolha da chave. Primeiro, serão analisadas tensão e corrente mínimas que o componente terá que suportar. Estas estão colocadas nas Equações (6.34) e (6.35).

$$V_{Dmax} = V_{o_{max}} = 27,6 \text{ V} \quad (6.34)$$

$$I_{Dmax} = I_{in_{max}} = 8,29 \text{ A} \quad (6.35)$$

Na sequência, foi escolhido um componente priorizando a redução das perdas. Optou-se pelo modelo MBR6045WTPbF, também da fabricante *International Rectifier*. As características desse diodo estão sumarizadas na Tabela 6.8.

Tabela 6.8 - Características do diodo especificado

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Corrente direta média máxima	$I_{F(AV)}$	A	60
Tensão reversa máxima	V_{RRM}	V	45
Queda de tensão direta @ $125 \text{ }^{\circ}\text{C}$	V_F	V	0,65
Temperatura mínima de junção	$T_{j_{min}}$	$^{\circ}\text{C}$	-55
Temperatura máxima de junção	$T_{j_{max}}$	$^{\circ}\text{C}$	150
Resistência térmica junção-cápsula	R_{jc}	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	1,0
Resistência térmica cápsula-dissipador	R_{cd}	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	1,0

Fonte: produção do próprio autor

Para o cálculo de perdas por condução no diodo, será utilizada a Equação (6.36), a qual utiliza dos parâmetros de resistência de carga, tensão de entrada e

razão cíclica, escolhidos de forma a extrair a potência dissipada no componente para o pior caso de operação.

$$P_{diodo_{cond}} = I_{Dmed} V_F = \frac{V_{in_{max}}}{R_o \cdot (1 - D_{max})} V_F = 1,63 \text{ W} \quad (6.36)$$

Por se tratar de um diodo de tecnologia *Shottky*, este não apresenta recuperação reversa e, conseqüentemente, suas perdas por comutação são desprezíveis. A potência total dissipada no componente, portanto, se resume às perdas por condução, como mostrado em (6.37)

$$P_{diodo} = P_{diodo_{cond}} = 1,63 \text{ W} \quad (6.37)$$

O fabricante não fornece, na folha de dados do componente, a resistência térmica entre a cápsula e o ambiente. Neste caso, optou-se por calcular a resistência térmica dissipador-ambiente necessária para manter o componente numa determinada temperatura de junção, definida pelo projetista, tal que não danifique o componente. A temperatura de junção escolhida é $T_j = 120^\circ\text{C}$ e o cálculo está apresentado em (6.38). Para a temperatura ambiente, manteve-se o valor $T_a = 60^\circ\text{C}$, escolhido para o cálculo do dissipador do interruptor.

$$R_{da} = \left(\frac{T_j - T_a}{P_{diodo}} \right) - R_{jc} - R_{cd} = 34,8^\circ\text{C/W} \quad (6.38)$$

O dissipador escolhido, disponível no laboratório, possui resistência térmica $R_{da} = 24^\circ\text{C/W}$. Realizando o cálculo inverso, obtém-se o valor da temperatura na junção do diodo quando operando com o dissipador escolhido. O cálculo está apresentado em (6.39) e o valor determinado encontra-se dentro da faixa de temperaturas de junção tolerável pelo componente especificado.

$$T_j = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \cdot P_{diodo} + T_a = 102,3^\circ\text{C} \quad (6.39)$$

6.3.5 Eficiência teórica do conversor

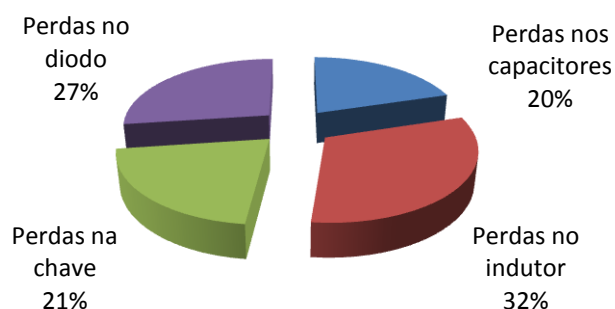
Tendo-se calculado as perdas teóricas em todos os componentes do circuito, pode-se determinar, enfim, as perdas totais do conversor projetado e, com esse valor, determinar sua eficiência teórica, conforme as Equações (6.40) e (6.41).

$$P_{total} = P_{ind} + P_{cap} + P_{chave} + P_{diodo} = 6,0 \text{ W} \quad (6.40)$$

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{total}}{P_{in}} = 0,90 = 90 \% \quad (6.41)$$

É interessante comentar que o valor de rendimento calculado é superior ao estipulado inicialmente. Supôs-se que o conversor teria rendimento de 80 % na análise geral do sistema. Entretanto, é natural que o valor prático divirja do teórico e, em função disso, a escolha conservadora inicial de 80 % para o rendimento do conversor introduziu uma margem confortável para as prováveis variações no valor da eficiência real do conversor. A divisão das perdas em relação às suas porcentagens está disposta no gráfico da Figura 6.8

Figura 6.8 - Contribuição de cada um dos elementos nas perdas totais



Fonte: produção do próprio autor

6.4 PROJETO DO CONTROLE GERAL DO CONVERSOR

Nos tópicos que seguem, será tratado da estrutura que fará o controle geral do conversor Boost, para operar na forma desejada e com segurança. Isso requer a aplicação de malhas de controle e circuitos de sensoriamento, comando e lógicos. As partes que compõem o controle geral do conversor serão detalhadas e, na medida do possível, simuladas, de forma a garantir que o projeto atenda aos requisitos desejados.

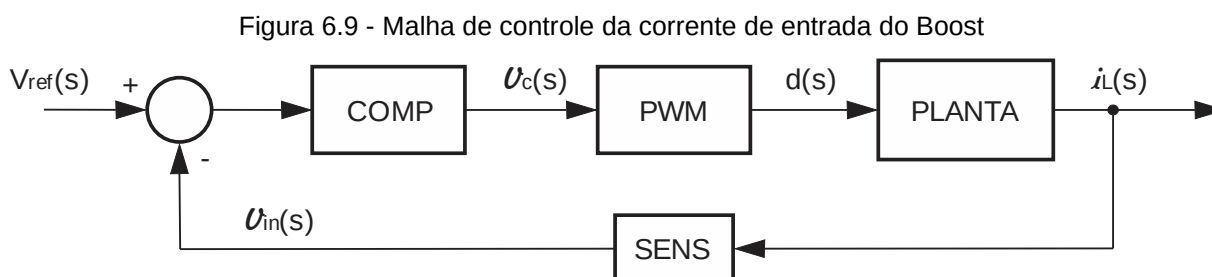
6.4.1 Controle da corrente de entrada

Na Seção 5.6 foi apresentado o método de rastreamento da máxima potência (MPPT) dos módulos fotovoltaicos que será utilizado neste protótipo. Mostrou-se que, através da variação da corrente que os módulos fornecem e leitura da potência em seus terminais, pode-se rastrear o ponto em que essa potência é ótima, ou seja, é máxima.

Como, no sistema elétrico aqui proposto, a saída dos módulos está diretamente conectada à entrada do conversor Boost, basta que se controle a corrente de entrada do conversor e se meça a potência nos terminais de entrada para que o algoritmo de MPPT possa ser aplicado. O controle da corrente de entrada do Boost será discutido agora. O sensoriamento será tratado em um subtópico mais adiante.

Em qualquer projeto de controle, é necessário que se modele o sistema conforme os sinais que este gera na saída, para determinadas excitações na entrada. Esses sinais de entrada e saída são de interesse do projetista e devem ser escolhidos adequadamente, de acordo com o que se deseja controlar e onde se pode atuar. Para o presente projeto, deseja-se controlar a corrente de entrada do conversor Boost, a qual, para o projeto de controle, representa o sinal de saída do sistema (ou planta). A única variável controlável do conversor é sua razão cíclica de operação, que representa o sinal de entrada da planta. Resumindo, o Boost será modelado tendo-se como sinais de entrada e saída da planta, respectivamente, a razão cíclica e a corrente de entrada do conversor.

Efetuada a modelagem proposta, será realizado o projeto de um compensador de malha fechada analógico para controle da planta "corrente de entrada" por "razão cíclica". A malha está apresentada na Figura 6.9.

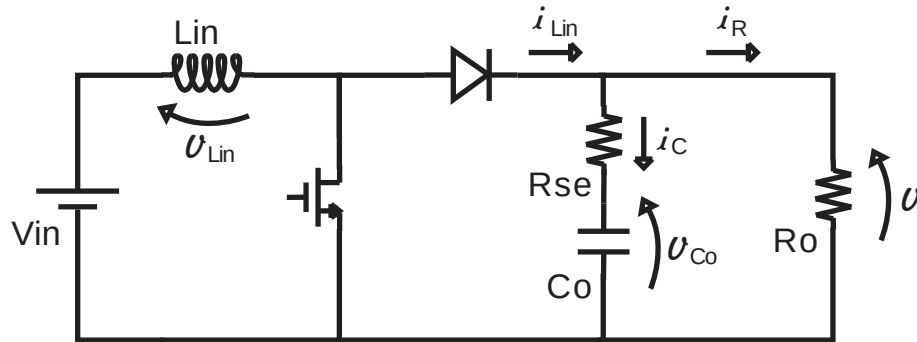


Fonte: produção do próprio autor

Nessa malha, a realimentação é feita através de um sensor de corrente linear (SENS) que gera uma tensão v_{in} proporcional à corrente no indutor i_L do Boost. Essa tensão, quando comparada à tensão de referência V_{ref} (tensão proporcional à corrente desejada na saída da malha), fornece um sinal de erro ao compensador de corrente (COMP). Este, por sua vez, a partir do erro, cria um sinal de tensão v_c que faz com que a saída rastreie o sinal de referência e reduza o erro. A tensão v_c , entretanto, não pode ser diretamente aplicada à planta, pois deve ser convertida para um sinal modulado por largura de pulso d , o qual representa a razão cíclica. Essa conversão é realizada pelo bloco PWM.

Inicialmente, será feita a modelagem da planta a qual se deseja controlar. Para tal, será utilizado o modelo elétrico do conversor, mostrado na Figura 6.10, com uma pequena diferença em relação ao circuito do Boost apresentado no início desta seção: o acréscimo da resistência série equivalente R_{se} do conjunto de capacitores do filtro de saída. A referência [28] auxiliou no equacionamento que segue.

Figura 6.10 - Modelo elétrico do Boost para equacionamento



Fonte: produção do próprio autor

Na primeira etapa de operação, a tensão sobre o indutor é a própria tensão da fonte de entrada; e a corrente no capacitor é a corrente de carga. Matematicamente, isso é definido por (6.42) e (6.43).

$$v_{Lin}(t) = V_{in} \quad (6.42)$$

$$i_{Co}(t) = -\frac{v_o(t)}{R_o} \quad (6.43)$$

Na segunda etapa de operação, a tensão sobre o indutor se torna a diferença entre as tensões de entrada e de saída. A corrente que passa pelo diodo, representada por i_{Lin} , tem valor igual à soma das correntes do capacitor de saída e

da carga. Isolando a corrente no capacitor de saída, têm-se as equações apresentadas em (6.44) e (6.45).

$$v_{Lin}(t) = V_{in} - v_o(t) \quad (6.44)$$

$$i_{Co}(t) = i_{Lin}(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \quad (6.45)$$

A dinâmica completa do conversor pode ser extraída calculando-se a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor para um período completo de chaveamento, como mostrado nas equações (6.46) e (6.47), onde $d(t)$ representa a razão cíclica variante no tempo.

$$\begin{aligned} \langle v_{Lin}(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{d(t)T_s} -\frac{v_o(t)}{R_o} dt + \frac{1}{T_s} \int_{d(t)T_s}^{T_s} \left[i_{Lin}(t) - \frac{v_o(t)}{R_o} \right] dt \\ &= V_{in} - v_o(t) \cdot [1 - d(t)] \end{aligned} \quad (6.46)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{d(t)T_s} V_{in} dt + \frac{1}{T_s} \int_{d(t)T_s}^{T_s} [V_{in} - v_o(t)] dt \\ &= i_{Lin}(t) \cdot [1 - d(t)] - \frac{v_o(t)}{R_o} \end{aligned} \quad (6.47)$$

A tensão no indutor corresponde ao valor da indutância multiplicado pela taxa de variação da corrente pelo tempo; de forma análoga, a tensão no capacitor corresponde ao valor da capacitância multiplicado pela taxa de variação da tensão neste pelo tempo; isso está mostrado em (6.48) e (6.49).

$$\langle v_{Lin}(t) \rangle_{T_s} = L_{in} \cdot \frac{d}{dt} i_{Lin}(t) \quad (6.48)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} = C_o \cdot \frac{d}{dt} v_{Co}(t) \quad (6.49)$$

A tensão sobre o capacitor pode ser determinada pela da malha que envolve o capacitor de saída, a RSE e a tensão de saída, através de (6.50).

$$v_{Co}(t) = v_o(t) - i_{Co}(t) \cdot R_{se} \quad (6.50)$$

Substituindo-se (6.50) em (6.49), chega-se à equação da corrente média no capacitor.

$$\begin{aligned}
\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} &= i_{Co}(t) = C_o \cdot \frac{d}{dt} [v_o(t) - i_{Co}(t) \cdot Rse] \\
i_{Co}(t) + C_o \cdot Rse \cdot \frac{d}{dt} i_{Co}(t) &= C_o \cdot \frac{d}{dt} v_o(t) \\
\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} &= i_{Co}(t) = \frac{C_o \cdot \frac{d}{dt} v_o(t)}{1 + C_o \cdot Rse \cdot \frac{d}{dt}}
\end{aligned} \tag{6.51}$$

Substitui-se, agora, (6.48) e (6.51) em (6.46) e (6.47), chegando-se às equações (6.52) e (6.53).

$$L_{in} \cdot \frac{d}{dt} i_{Lin}(t) = V_{in} - v_o(t) \cdot [1 - d(t)] \tag{6.52}$$

$$\frac{C_o \cdot \frac{d}{dt} v_o(t)}{1 + C_o \cdot Rse \cdot \frac{d}{dt}} = i_{Lin}(t) \cdot [1 - d(t)] - \frac{v_o(t)}{R_o} \tag{6.53}$$

Nessa análise dinâmica, será utilizada a abordagem por pequenos sinais, ou seja, uma modelagem para pequenas variações do sistema em torno de um ponto de operação. Por se tratar de uma planta não linear, essa abordagem permite que o sistema seja tratado como linear, considerando que as perturbações serão de pequena magnitude. As grandezas dependentes do tempo, portanto, podem ser escritas como um nível contínuo somado a uma perturbação.

$$\begin{aligned}
d(t) &= D + \hat{d}(t) \\
i_{Lin}(t) &= I_{Lin} + \widehat{i_{Lin}}(t) \\
v_o(t) &= V_o + \widehat{v_o}(t)
\end{aligned} \tag{6.54}$$

Substituí-se (6.54) em (6.52) e (6.53) e aplicam-se as devidas manipulações algébricas.

$$\begin{aligned}
L_{in} \cdot \left[\frac{d}{dt} I_{Lin} + \frac{d}{dt} \widehat{i_{Lin}}(t) \right] \\
= V_{in} - V_o - \widehat{v_o}(t) + V_o \cdot D + V_o \cdot \hat{d}(t) + \widehat{v_o}(t) \cdot D + \widehat{v_o}(t) \cdot \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{6.55}$$

$$\begin{aligned}
\frac{C_o \cdot \left[\frac{d}{dt} V_o + \frac{d}{dt} \widehat{v_o}(t) \right]}{1 + C_o \cdot Rse \cdot \frac{d}{dt}} \\
= I_{Lin} + \widehat{i_{Lin}}(t) - I_{Lin} \cdot D - I_{Lin} \cdot \hat{d}(t) - \widehat{i_{Lin}}(t) \cdot D - \widehat{i_{Lin}}(t) \cdot \hat{d}(t) - \frac{V_o}{R_o} - \frac{\widehat{v_o}(t)}{R_o}
\end{aligned} \tag{6.56}$$

Deseja-se apenas analisar a dinâmica do sistema, dessa forma, os termos constantes das equações (6.55) e (6.56) serão desprezados, assim como as derivadas destes. Além disso, a multiplicação de perturbações gera valores muito pequenos, não significativos na equação dinâmica, e serão também considerados nulos. O resultado disso são as equações simplificadas (6.57) e (6.58).

$$L_{in} \cdot \frac{d}{dt} \widehat{i}_{Lin}(t) = -\widehat{v}_o(t) + V_o \cdot \hat{d}(t) + \widehat{v}_o(t) \cdot D \quad (6.57)$$

$$\frac{C_o \cdot \frac{d}{dt} \widehat{v}_o(t)}{1 + C_o \cdot R_{se} \cdot \frac{d}{dt}} = \widehat{i}_{Lin}(t) - I_{Lin} \cdot \hat{d}(t) - \widehat{i}_{Lin}(t) \cdot D - \frac{\widehat{v}_o(t)}{R_o} \quad (6.58)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações (6.57) e (6.58), é possível analisar a dinâmica da planta no domínio da frequência.

$$s \cdot L_{in} \cdot i_{Lin}(s) = -v_o(s) + V_o \cdot d(s) + v_o(s) \cdot D \quad (6.59)$$

$$\frac{s \cdot C_o \cdot v_o(s)}{1 + s \cdot C_o \cdot R_{se}} = i_{Lin}(s) - I_{Lin} \cdot d(s) - i_{Lin}(s) \cdot D - \frac{v_o(s)}{R_o} \quad (6.60)$$

Isolando $v_o(s)$ na (6.60), substituindo em (6.59) e realizando as devidas manipulações, determina-se (6.61).

$$\frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{v_o(s) \cdot \left(\frac{s \cdot C_o}{1 + s \cdot C_o \cdot R_{se}} + \frac{1}{R_o} \right) + I_{Lin} \cdot (1 - D)}{s \cdot L_{in} \cdot \left(\frac{s \cdot C_o}{1 + s \cdot C_o \cdot R_{se}} + \frac{1}{R_o} \right) + (1 - D)^2} \quad (6.61)$$

Considerando rendimento unitário, a transferência de potência pelo conversor pode ser expressa conforme (6.62).

$$P_{in} = P_o$$

$$V_{in} \cdot I_{Lin} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (6.62)$$

Aplicando a fórmula do ganho estático do Boost para substituir V_{in} , determina-se a expressão mostrada em (6.63).

$$(1 - D) \cdot I_{Lin} = \frac{V_o}{R_o} \quad (6.63)$$

Substituindo-se (6.63) em (6.61) e manipulando a equação, chega-se, finalmente, à Equação (6.64), que representa a função de transferência da planta de corrente no indutor em função da razão cíclica.

$$\frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot [s \cdot C_o \cdot (R_o + 2Rse) + 2]}{s^2 \cdot L_{in} \cdot C_o (R_o + Rse) + s \cdot [L_{in} + C_o \cdot R_o \cdot Rse \cdot (1 - D)^2] + R_o \cdot (1 - D)^2} \quad (6.64)$$

Para uma primeira análise em frequência da malha a ser controlada, restam ainda determinar as funções de transferência do modulador PWM e do sensor de corrente.

O bloco de sensoriamento da corrente de entrada é, basicamente, um ganho inserido no ramo onde está posicionado o sensor linear. Considerando que a corrente de entrada máxima especificada é de 8,29 A e que o circuito de controle operará com tensão máxima de 5 V em seus sinais, optou-se pelo ganho de valor 0,5, conforme apresentado em (6.65).

$$\frac{v_{in}(t)}{i_{Lin}(t)} = 0,5 \quad (6.65)$$

Rigorosamente, para determinar-se a função de transferência, segue-se o mesmo procedimento que o usado para a planta de corrente de entrada por razão cíclica. Substituem-se os sinais no tempo por níveis DC somados a perturbações, desprezam-se os níveis DC e, por fim, aplica-se a Transformada de Laplace. A função de transferência obtida está mostrada em (6.66).

$$\frac{v_{in}(s)}{i_{Lin}(s)} = 0,5 \quad (6.66)$$

A modulação PWM é obtida a partir da comparação de um sinal DC de controle com uma onda do tipo “dente de serra”. Essa técnica está bem apresentada por [28]. Quando o sinal de controle atinge o valor de pico da “dente de serra”, a razão cíclica é unitária; do contrário, quando o sinal de controle é zero, a razão cíclica é também nula. Qualquer amplitude intermediária no sinal de controle acarretará numa razão cíclica proporcional. O conceito explicado pode ser resumido através da Equação (6.67), onde V_p representa a tensão de pico da onda “dente de serra” e, para esse projeto, tem valor de 3,6 V (valor de pico da “dente de serra” gerada pelo circuito integrado que será utilizado para controle do conversor).

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_p} \quad (6.67)$$

Da mesma forma que para os blocos anteriores, a função de transferência do modulador, mostrada em (6.68), é extraída a partir da imposição de perturbações sobre um sinal DC e aplicação da Transformada de Laplace.

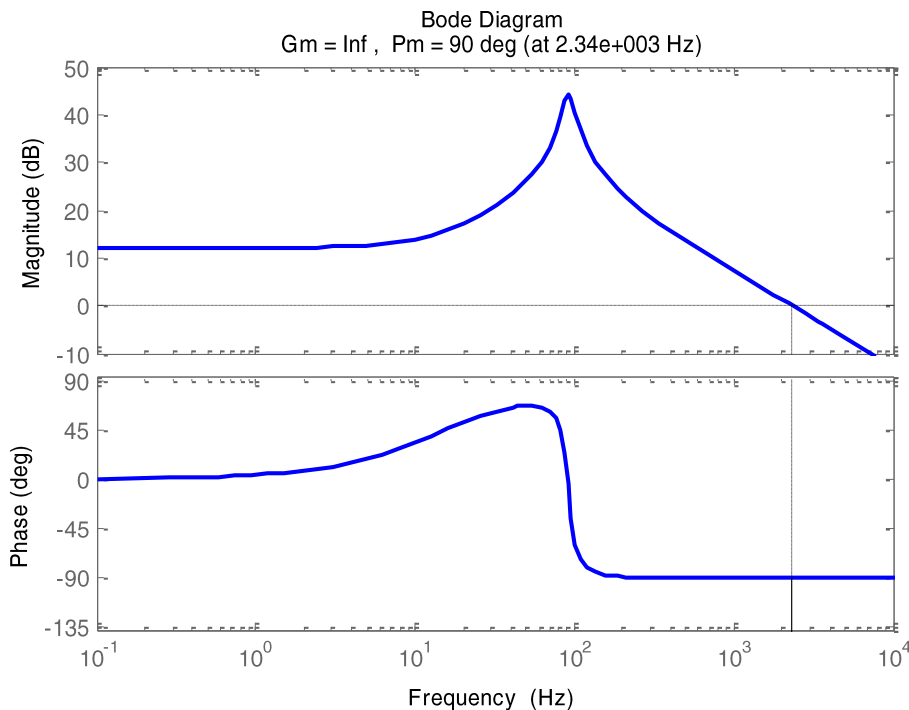
$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{V_p} \quad (6.68)$$

De posse das funções de transferência apresentadas, pode-se traçar o diagrama de Bode do ramo direto da malha a ser controlada. O ramo direto é representado pelas multiplicações em (6.69).

$$\frac{v_{in}(s)}{v_c(s)} = \frac{d(s)}{v_c(s)} \frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} \frac{v_{in}(s)}{i_{Lin}(s)} \quad (6.69)$$

Os valores das constantes nas funções de transferência são obtidos das especificações de projeto e dos cálculos já realizados nesse capítulo. O diagrama está mostrado na Figura 6.11.

Figura 6.11 - Diagrama de bode da planta de corrente



Fonte: produção do próprio autor

Analisando o diagrama, nota-se que a planta é estável, pois o cruzamento por zero se dá a -20 dB/dec e a margem de fase é superior a 60° . O ganho em baixas

frequências, entretanto, é baixo, o que pode levar a um erro em regime permanente. Um controlador integrador puro (pólo na origem) poderia anular o erro em regime, entretanto, a curva na região de cruzamento por zero estaria a uma inclinação de -40 dB/dec , o que poderia levar o conversor à instabilidade ou causar oscilações indesejadas.

A segunda opção é um controlador do tipo proporcional-integral, que acrescenta um zero em sua função de transferência. O resultado é satisfatório, entretanto, essa opção não realiza a filtragem da ondulação de corrente de alta frequência na saída do controlador, o que pode provocar oscilações na corrente de entrada. Para contornar essa questão, propõe-se a colocação de mais um pólo na função de transferência, que filtra essa oscilação e reduz bastante o problema. Esse novo compensador é conhecido como “avanço e atraso de fase” e sua função está apresentada em (6.70). Foi definida a grandeza $v_e(t)$ como sendo o erro entre sinal medido e o sinal de referência, obtido a partir da subtração das grandezas V_{ref} e $v_{in}(t)$.

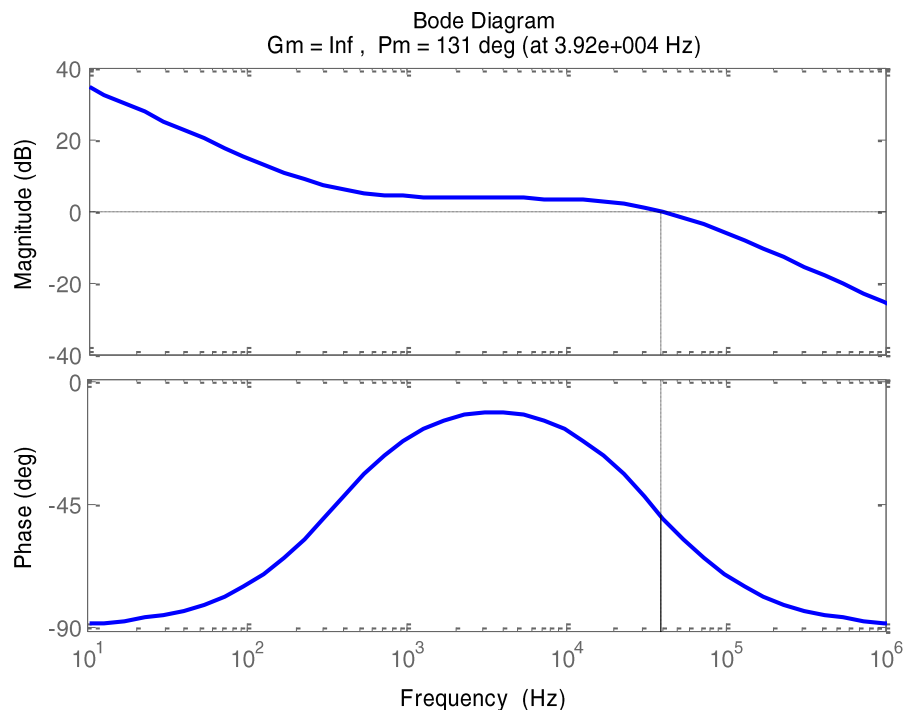
$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{v_c(s)}{V_{ref} - v_{in}(s)} = k \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (6.70)$$

Segundo [29], para o correto posicionamento dos pólos e zeros desse compensador, deve-se ter em mente as seguintes observações:

- Quanto maior o valor da frequência do zero, mais rápido e com uma banda passante maior tende a ficar o compensador, possibilitando menor distorção à corrente de fase;
- A frequência de cruzamento por zero do sistema deve ser no máximo igual a metade da frequência de comutação, de modo a obedecer o teorema da amostragem;
- O zero deverá estar alocado abaixo da frequência de cruzamento por zero, para que, nessa região, a inclinação não seja de -40 dB/dec . É comum posicionar o zero uma década abaixo;
- O ganho em faixa plana do compensador deve ser ajustado para satisfazer o critério da frequência de cruzamento por zero;
- O segundo pólo é geralmente posicionado na metade da frequência de comutação.

Com base nessas informações, a seguinte escolha foi feita: posicionar o pólo deslocado na frequência de chaveamento; posicionar o zero duas décadas abaixo da frequência de chaveamento; e ajustar o ganho para que o cruzamento por zero se dê a uma década abaixo da frequência de comutação e uma década acima do zero. O diagrama de Bode do compensador, com base nessas especificações, está traçado na Figura 6.12.

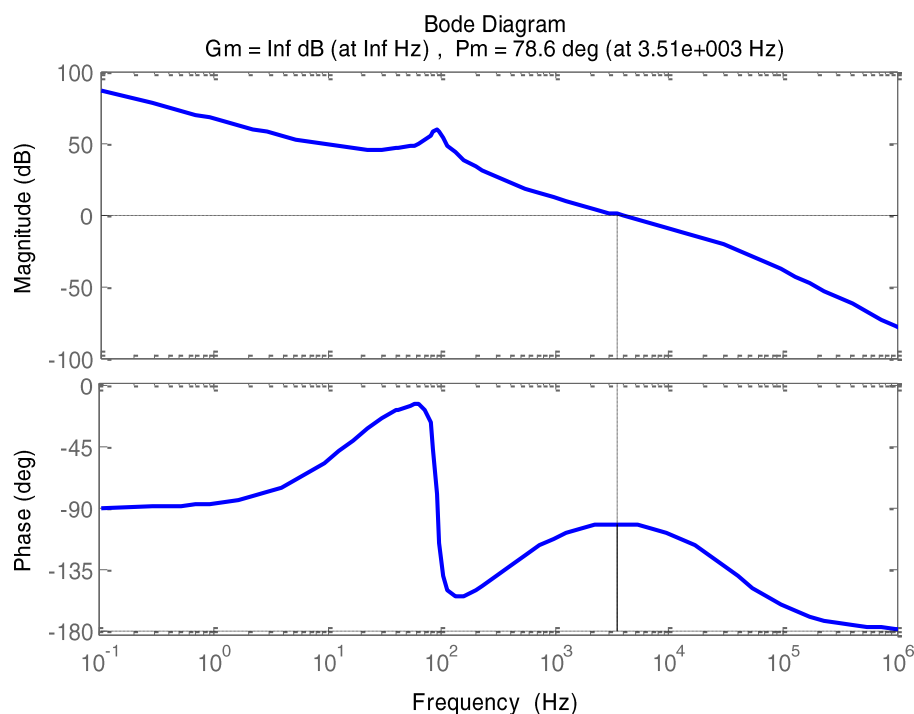
Figura 6.12 - Diagrama de Bode do compensador de corrente



Fonte: produção do próprio autor

O compensador aplicado à planta de corrente apresenta a resposta de ganho e fase mostrada pelo diagrama de Bode da Figura 6.13. A frequência de cruzamento por zero se dá a $3,5 \text{ kHz}$, uma década abaixo da frequência de comutação, como especificado, e com inclinação de -20 dB/dec , garantindo a estabilidade do sistema. A margem de fase é de $78,6^\circ$, um valor que garante segurança de operação.

Figura 6.13 - Diagrama de Bode da planta de corrente controlada



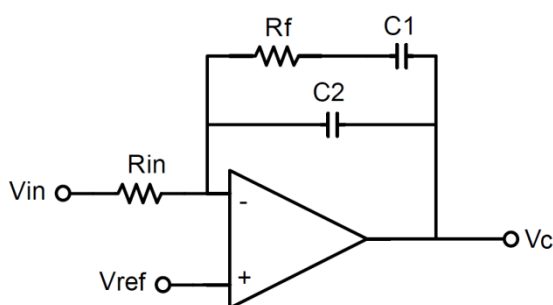
Fonte: produção do próprio autor

6.4.2 Comando do interruptor

Dando sequência ao projeto de controle do conversor, nesse subtópico será apresentada a geração do sinal de comando do interruptor, deste a atuação do compensador até o condicionamento para o gatilho.

O compensador “avanço e atraso de fase”, de função de transferência calculada no subtópico anterior, será sintetizado em circuito analógico utilizando-se Amplificador Operacional (AmpOp). Seu circuito está apresentado na Figura 6.14.

Figura 6.14 - Compensador analógico "avanço e atraso de fase"



Fonte: produção do próprio autor

Para provar que esse circuito apresenta a função de transferência desejada, será feito o equacionamento do mesmo. Parte-se da análise nodal na entrada inversora do AmpOp, extraindo a .Equação (6.71).

$$\frac{V_{ref} - v_{in}(t)}{R_{in}} + C_2 \cdot \frac{d}{dt}(V_{ref} - v_c(t)) + C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_{c_1}(t) = 0 \quad (6.71)$$

Para se determinar v_{c_1} , recorre-se ao equacionamento no ramo dos componentes R_f e C_1 , apresentado em (6.72).

$$\begin{aligned} V_{ref} - v_c(t) &= i_{c_1}(t) \cdot R_f + v_{c_1}(t) \\ v_{c_1}(t) &= V_{ref} - v_c(t) - i_{c_1}(t) \cdot R_f \\ v_{c_1}(t) &= V_{ref} - v_c(t) - C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_{c_1}(t) \cdot R_f \\ v_{c_1}(t) &= \frac{V_{ref} - v_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} \end{aligned} \quad (6.72)$$

Substituindo-se (6.72) em (6.71) e manipulando algebricamente os termos, chega-se à equação apresentada por (6.73).

$$\frac{V_{ref}}{R_{in}} - \frac{v_{in}(t)}{R_{in}} + C_2 \cdot \frac{d}{dt} V_{ref} - C_2 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t) + \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} V_{ref}}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} = 0 \quad (6.73)$$

A grandeza V_{ref} é constante e, assim, suas derivadas são nulas. Foi definido, numa ocasião anterior, que a subtração das grandezas V_{ref} e $v_{in}(t)$ é definida como a grandeza de erro entre sinal medido e o sinal de referência, de simbologia $v_e(t)$. A Equação (6.73) é reduzida à Equação (6.74).

$$\begin{aligned} \frac{V_{ref}}{R_{in}} - \frac{v_{in}(t)}{R_{in}} - C_2 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t) - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} &= 0 \\ \frac{v_e(t)}{R_{in}} - C_2 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t) - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} &= 0 \end{aligned} \quad (6.74)$$

Substituem-se, agora, as variáveis dependentes do tempo por níveis CC somados a perturbações.

$$\frac{V_e}{R_{in}} + \frac{\widehat{v}_e(t)}{R_{in}} - C_2 \cdot \frac{d}{dt} V_c - C_2 \cdot \frac{d}{dt} \widehat{v}_c(t) - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} V_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} \widehat{v}_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} = 0 \quad (6.75)$$

O interesse está, apenas, no comportamento dinâmico do compensador, logo, as grandezas CC serão desprezadas, assim como suas derivadas, conforme (6.76).

$$\frac{\hat{v}_e(t)}{R_{in}} - C_2 \cdot \frac{d}{dt} \hat{v}_c(t) - \frac{C_1 \cdot \frac{d}{dt} \hat{v}_c(t)}{1 + C_1 \cdot R_f \cdot \frac{d}{dt}} = 0 \quad (6.76)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace, obtém-se a Equação (6.77).

$$\frac{v_e(s)}{R_{in}} - s \cdot C_2 \cdot v_c(s) - \frac{s \cdot C_1 \cdot v_c(s)}{1 + s \cdot C_1 \cdot R_f} = 0 \quad (6.77)$$

Manipulando adequadamente a Equação (6.77), chega-se à função de transferência (6.78) do circuito compensador com AmpOp. A dinâmica da função é idêntica à do compensador projetado, como esperado.

$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{in}} \frac{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_f}}{s \left[s + \frac{C_1 + C_2}{R_f \cdot C_1 \cdot C_2} \right]} \quad (6.78)$$

A partir da comparação das Equações (6.70) e (6.78), e utilizando dos valores sintonizados de k , ω_p e ω_z , determinam-se os valores dos componentes passivos do compensador analógico. Todas essas grandezas estão reunidas na Tabela 6.9.

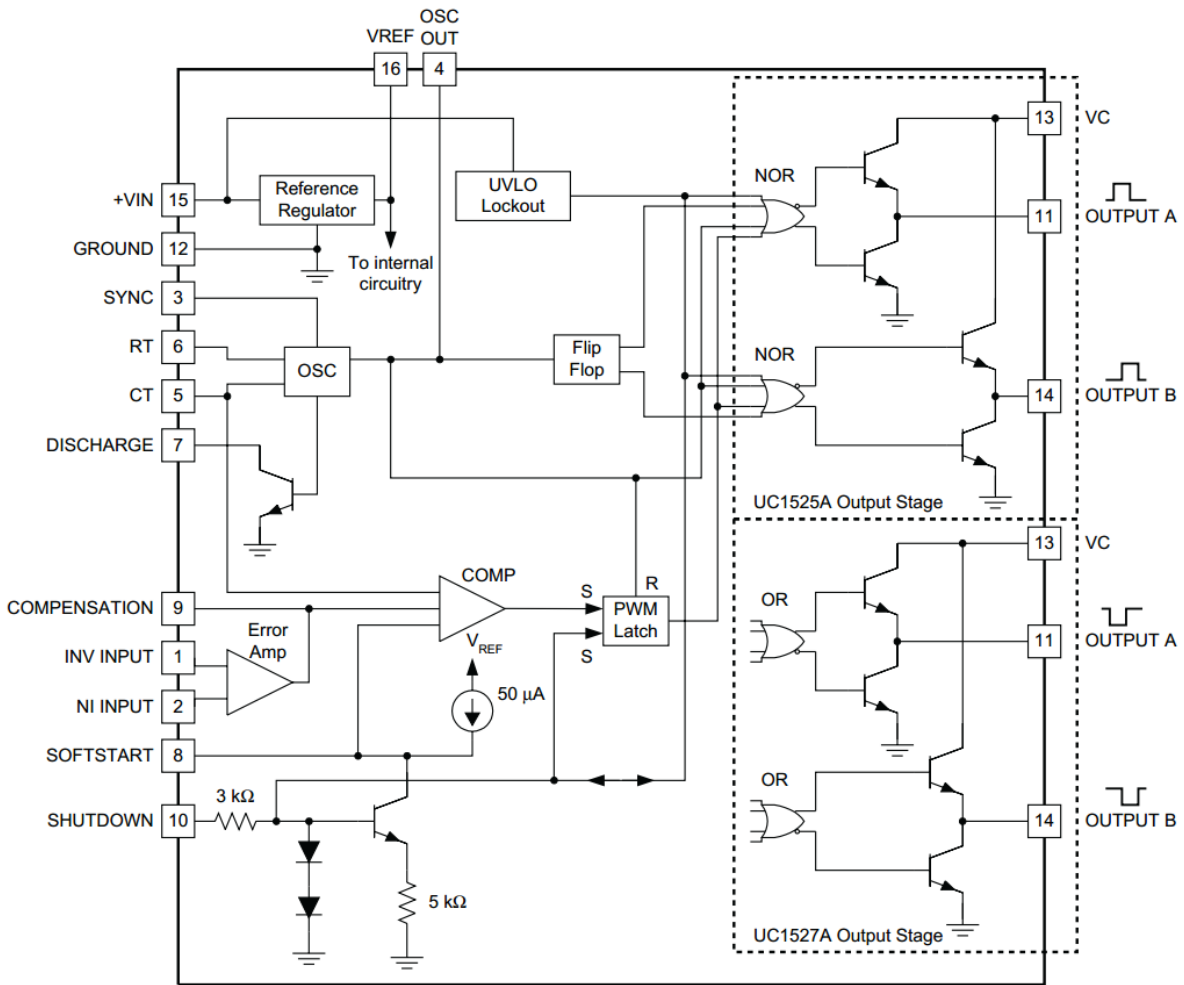
Tabela 6.9 - Grandezas do compensador analógico da corrente de entrada

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Frequência do zero	ω_z	rad/s	$2,20 \times 10^3$
Frequência do pólo deslocado	ω_p	rad/s	$2,20 \times 10^5$
Ganho do compensador	k		$3,30 \times 10^5$
Capacitor de realimentação 1	C_1	nF	100
Capacitor de realimentação 2	C_2	nF	1
Resistor de realimentação	R_f	$k\Omega$	4,5
Resistor de entrada	R_{in}	$k\Omega$	3

Fonte: produção do próprio autor

Para a implementação do conjunto compensador-modulador, optou-se por utilizar o circuito integrado (CI) UC3525A. Este é um CI consagrado no universo da eletrônica de potência, por congregar, em um único *chip*, funções diversas úteis no acionamento de fontes chaveadas. Como características, o CI integra um amplificador de erro, um modulador PWM, saídas complementares, partida suave, controle de sobtensão de alimentação e pino de desligamento imediato. Seu diagrama de blocos interno está representado na Figura 6.15.

Figura 6.15 - Diagrama interno do UC3525A



Fonte: [30]

O compensador de corrente pode ser sintetizado utilizando o amplificador de erro interno ao UC3525A, basta posicionar devidamente os componentes da malha de realimentação entre os pinos 9 e 1, e aplicar o sinal de referência no pino 2.

Para ajustar a frequência de comutação no 3525, utilizam-se de um capacitor e um resistor, com valores escolhidos conforme (6.79). Esses componentes são conectados aos pinos 5 e 6.

$$R_T = \frac{1}{0,7 \cdot C_T \cdot f_s} \quad (6.79)$$

Utilizando a frequência de comutação de 35 kHz especificada no projeto do Boost e escolhendo, arbitrariamente, o valor de 10 nF para C_T , obtém-se um R_T de 4 kΩ.

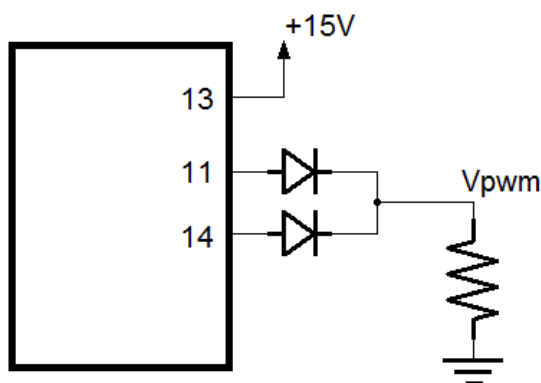
Para acionamento do circuito, pode-se optar por utilizar a partida suave (*soft-start*). Um capacitor deve ser aplicado ao pino 8 e sua capacitância calculada de acordo com (6.80).

$$C_{soft} = \frac{I_{C_{soft}} \cdot t}{V_{C_{soft}}} \quad (6.80)$$

As grandezas $I_{C_{soft}}$ e $V_{C_{soft}}$ são referências internas do CI e têm valores respectivos de $50 \mu A$ e $5,1 V$. A grandeza t representa o tempo total de partida até que o circuito atinja o regime de operação; escolheu-se $100 ms$ para este. O valor, então, calculado para C_{soft} é de $1 \mu F$.

A saída do sinal modulado em largura de pulso pelo UC3525A é dada nos pinos 11 e 14, de forma complementar. Se apenas um dos pinos for utilizado para comandar o MOSFET, quando for imposta a razão cíclica máxima, na realidade, a onda modulada será de um período em nível alto e o seguinte em nível baixo. Como não se deseja essa característica, pois não se está trabalhando com chaveamento complementar (de braço), utilizam-se das duas saídas do CI, conectadas através de diodos, como esboçado na Figura 6.16.

Figura 6.16 - Configuração da saída do 3525 para chaveamento único



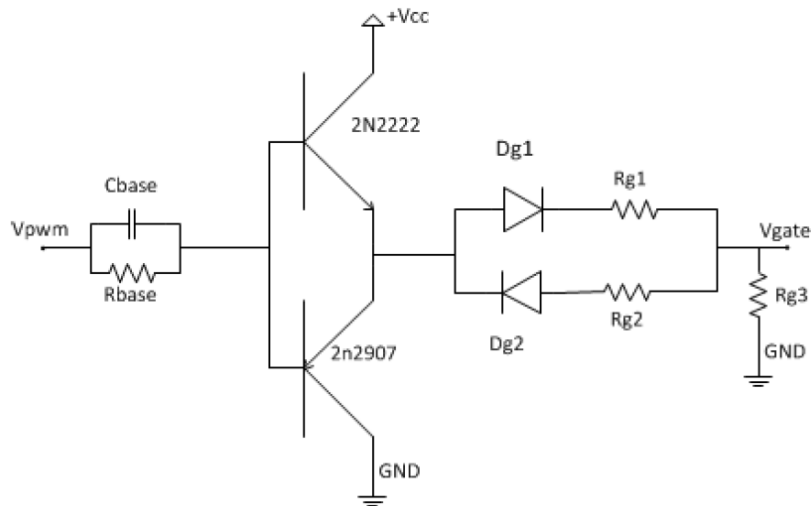
Fonte: produção do próprio autor

O resistor em paralelo com a saída garante a imposição de tensão zero sobre o nó, quando o sinal PWM é nulo. Esse resistor também é responsável pelo descarregamento de capacitâncias parasitas do estágio seguinte, a ser apresentado na sequência. Seu valor é definido experimentalmente, sempre buscando um compromisso entre redução do tempo de bloqueio e potência dissipada no resistor.

A direta conexão do sinal modulado pelo 3525 ao gatilho do MOSFET não traria velocidades de comutação satisfatórias. A construção de um circuito *driver*

entre o CI e o MOSFET se faz necessária para impor performance na comutação do interruptor. O circuito escolhido para realizar essa tarefa foi extraído de [19] e está representado na Figura 6.17.

Figura 6.17 - Circuito do *driver* para acionamento do MOSFET



Fonte: [19]

Os resistores R_{g1} e R_{g2} definem os tempos de entrada em comutação e bloqueio. Estes foram escolhidos experimentalmente no valor de $10\ \Omega$. O resistor R_{g3} garante que, quando não há comando vindo do modulador, o gatilho do interruptor é mantido com tensão zero e, dessa forma, a chave permanece aberta. Optou-se pelo valor de $10\ k\Omega$ de resistência para esse componente.

Por se tratar de um conversor não isolado e com a chave referenciada ao terra do circuito, o projetista tem liberdade em optar por um *driver* mais simples e sem a necessidade de isolamento magnético ou óptico.

6.4.3 Simulação do conversor

Uma vez finalizado o projeto de controle e comando do Boost, serão apresentados os resultados de simulação deste. Utilizou-se do *software* de simulação de circuitos *OrCAD PSpice* para obtê-los, no qual simulou-se tanto o circuito de potência quanto o circuito de controle, de maneira integrada.

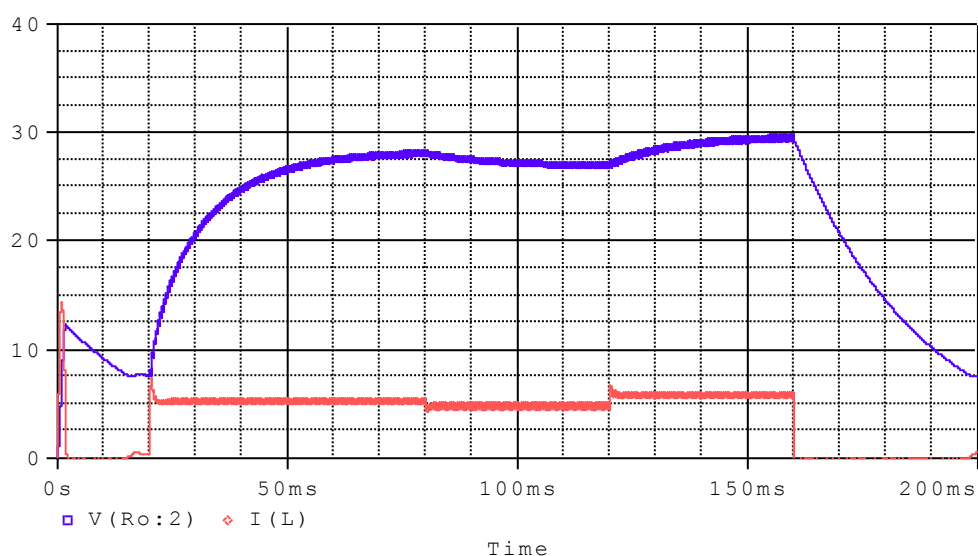
O circuito simulado está disponível no Anexo F deste trabalho. Foram utilizados os modelos de transistor e diodo fornecidos pelos fabricantes dos componentes especificados, buscando maior fidelidade da simulação com o comportamento real do circuito. Os valores de indutância e capacitância também

foram colocados com esse propósito, de acordo com o que foi projetado, acompanhados de suas resistências série.

Não se teve êxito na simulação do controle utilizando o modelo *Spice* do UC3525A. Recorreu-se, então, à simulação com componentes discretos e amplificadores operacionais emulando o 3525, o que, de forma alguma, invalida a análise.

Simularam-se alguns degraus de operação do conversor, para diferentes referências de corrente, e analisados os comportamentos em seus nós e ramos. A Figura 6.18 mostra uma primeira imagem com a tensão de saída e a corrente de entrada.

Figura 6.18 - Formas de onda simuladas da tensão de saída e da corrente de entrada



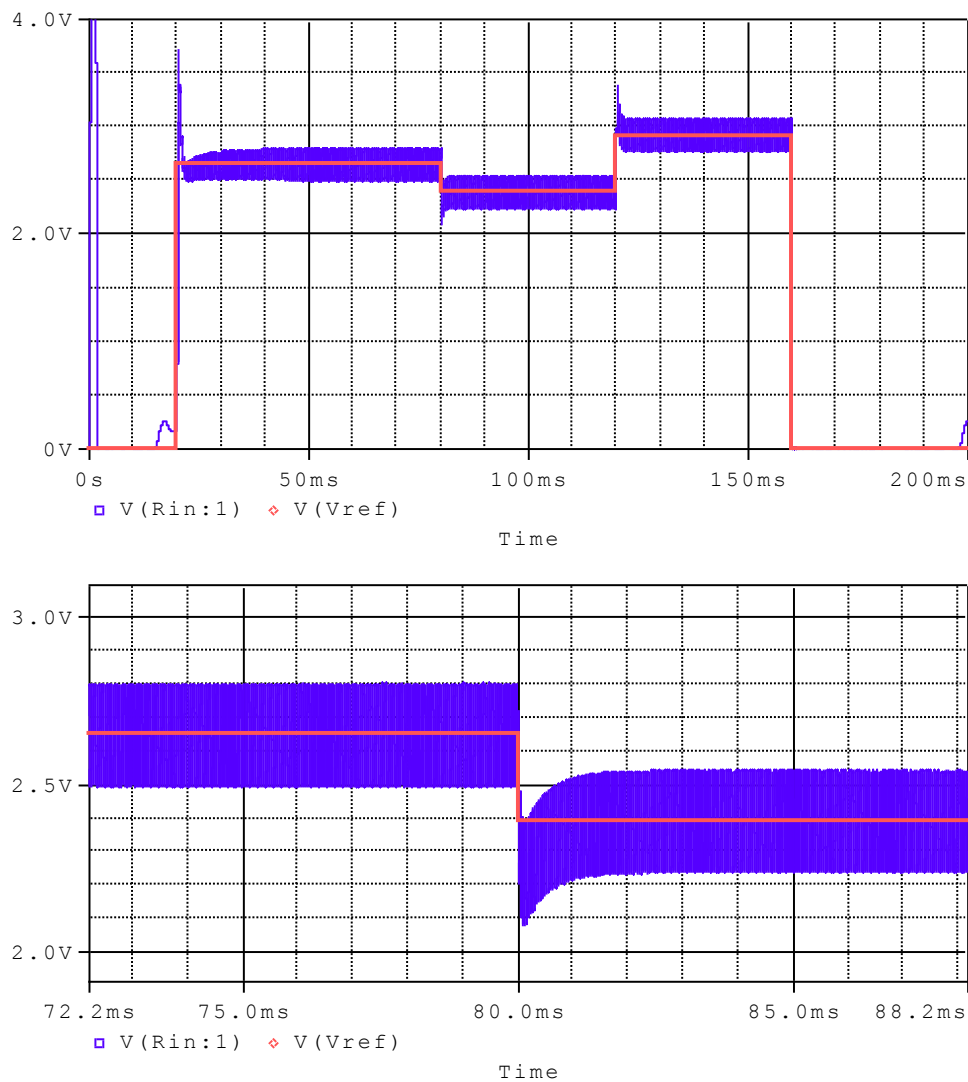
Fonte: produção do próprio autor

Até os primeiros 20 *ms*, a corrente de referência é mantida nula. Nota-se que, nesse período, a tensão de saída atinge seu mínimo: o valor da tensão de entrada. A dinâmica, nessa etapa, é gerida pelo par indutor de entrada e capacitor de saída, sem qualquer atuação do controle.

Em seguida, um degrau é dado na corrente de referência, elevando a corrente de entrada e, conseqüentemente, a tensão de saída. Outros degraus são dados na sequência, de menor amplitude, até que a referência é novamente levada a zero e a simulação se encerra.

A Figura 6.19 mostra os sinais de corrente medida na entrada do conversor e a referência de corrente. Percebe-se que o erro em regime é nulo e o controlador está operando bem.

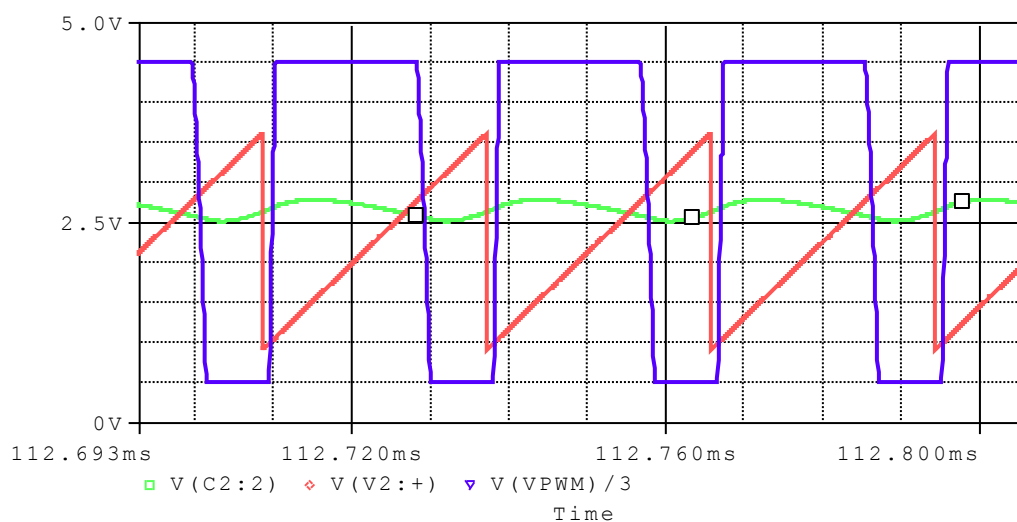
Figura 6.19 - Correntes medida e de referência do controlador



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 6.20 apresenta três sinais: o de controle, advindo do compensador; o da portadora "dente de serra"; e o resultante da comparação desses dois, o sinal PWM, reduzido a um terço do seu valor para que a figura ficasse mais visual.

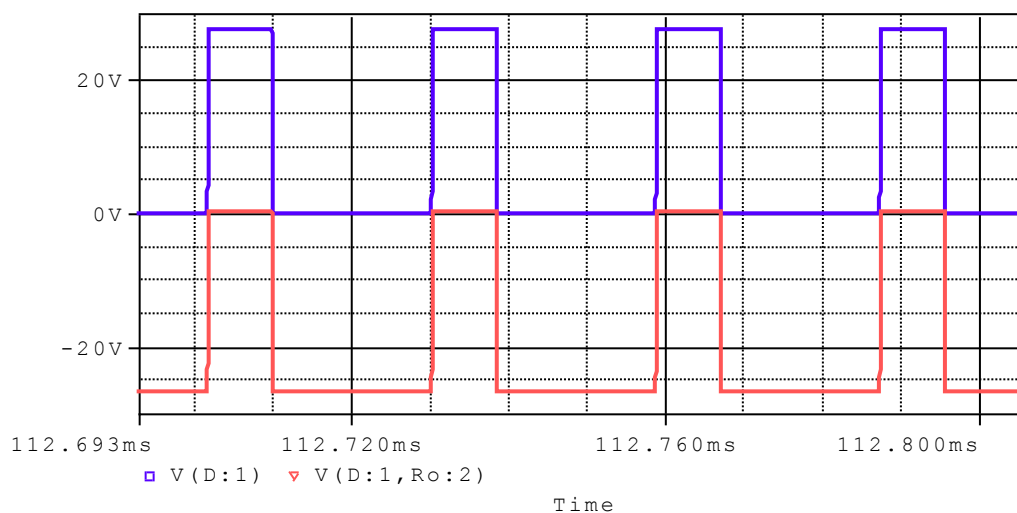
Figura 6.20 - Sinais do modulador PWM



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 6.21 permite analisar as formas de onda sobre os componentes semicondutores do conversor. A forma de onda de tensão no diodo, com patamar negativo, e a forma de onda na chave, com patamar positivo.

Figura 6.21 - Formas de onda de tensão na chave e no diodo



Fonte: produção do próprio autor

Os resultados de simulação apresentados permitem validar o projeto do conversor Boost proposto e dão liberdade ao projetista para dar início aos trabalhos experimentais.

6.4.4 Circuitos de sensoriamento e condicionamento

Neste subtópico, serão rapidamente apresentados os circuitos de sensoriamento e de condicionamento de alguns dos sinais do conversor necessários para seu controle e comando geral.

Propõe-se o monitoramento das correntes de entrada, que advém dos módulos fotovoltaicos, e de saída, que flui para o banco de baterias. Seus valores são utilizados para rastreamento da máxima potência e controle de carga da bateria. Além disso, uma amostra da corrente de entrada deve alimentar a malha de compensação de corrente no indutor Boost.

O sensor de corrente escolhido é de efeito *Hall*, modelo CSNR151, fabricado pela empresa *Honeywell*, de especificações apresentadas na Tabela 6.10 e encapsulamento mostrado na Figura 6.22.

Tabela 6.10 - Especificações do sensor *Hall*

Grandeza	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Faixa de corrente sensível	I_N	A	± 150
Tipo de corrente sensível	I_N		AC/DC
Número de espiras	N_{esp}		2000
Tensão de alimentação	V_{alim}	V	± 12 a ± 15
Temperatura de operação	T_{op}	$^{\circ}C$	-40 a $+85$

Fonte: produção do próprio autor

Figura 6.22 - Sensor de corrente de efeito *Hall*



Fonte: produção do próprio autor

A saída do sensor é dada em corrente e sua magnitude é duas mil vezes menor que a da corrente de entrada, em função do número de espiras. Essa corrente deve ser convertida em tensão para que possa ser mensurada. Isso é feito através da colocação de um resistor conectado à referência do circuito.

A saída do sensor de corrente da entrada do conversor será conectada à malha do compensador de corrente, a qual possui uma impedância característica. Para que a resistência de saída do sensor de corrente não interfira na impedância da malha de controle, optou-se por reduzi-la ao máximo, adicionando seis espiras de corrente à entrada do sensor. Dessa forma, o sensor tem, em sua saída, uma característica mais próxima à de fonte de tensão. O equacionamento do ganho do sensor está apresentado na Equação (6.81).

$$G_{iin} = \frac{6}{N_{esp}} \cdot R_{iin} = \frac{6}{2000} \cdot 167 = 0,5 \quad (6.81)$$

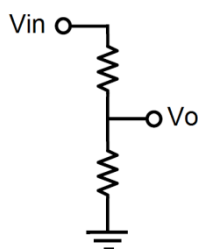
O valor de $R_{iin} = 167 \, \Omega$ foi escolhido “a dedo” para que o ganho do sensor se igualasse ao valor de 0,5 utilizado no projeto da malha de controle da corrente de entrada. Esse valor de resistência será alcançado utilizando-se um potenciômetro.

A medição da corrente de saída não necessita de tanto cuidado, pois será lida por um circuito microcontrolado, com alta impedância nas suas entradas analógicas. O ganho está apresentado na Equação (6.82) e pode ainda ser ajustado via *software*.

$$G_{io} = \frac{1}{N_{esp}} \cdot R_{io} = \frac{1}{2000} \cdot 4,6k = 2,3 \quad (6.82)$$

Para a leitura das tensões na entrada e saída do conversor, utilizou-se um simples divisor resistivo, prático e robusto. Sua estrutura está apresentada na Figura 6.23 e o equacionamento de seus ganhos está concebido em (6.83).

Figura 6.23 - Estrutura de um divisor resistivo



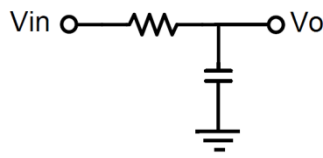
Fonte: produção do próprio autor

$$G_{vin} = \frac{10k}{22k + 10k} = 0,303$$

$$G_{vo} = \frac{6,8k}{56k + 6,8k} = 0,108$$
(6.83)

Por fim, assim como os sinais de tensão e corrente da entrada e da saída do conversor serão lidos e tratados por um circuito microcontrolado, a geração da corrente de referência para a malha de corrente também deve ser feita por este. Para que isso seja possível, um conversor digital-analógico deve ser construído. No presente trabalho, optou-se por gerar um sinal PWM em um pino do microcontrolador e filtrá-lo através de um passa-baixas RC de primeira ordem. O circuito do filtro está apresentado na Figura 6.24.

Figura 6.24 - Estrutura do filtro RC



Fonte: produção do próprio autor

Será escolhido o valor de $f_c = 100 \text{ Hz}$ como frequência de corte do filtro. Atribuindo um valor de capacitância $C_f = 100 \text{ nF}$, o resistor é calculado a partir da expressão (6.84).

$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot C_f \cdot f_c} = 15 \text{ k}\Omega$$
(6.84)

Na prática, para melhorar o desempenho do filtro, recorre-se ao cascadeamento de sua estrutura, ou seja, a conexão da saída à entrada de uma série de filtros com componentes de iguais valores. Isso provoca no aumento da ordem do filtro e, dessa forma, na atenuação mais abrupta dos sinais de frequência acima de f_c . Como consequência, a resposta no tempo se torna mais lenta e um erro de regime surge pela aplicação dessa técnica.

Optou-se por cascadear dois filtros de primeira ordem, o que já melhora muito seu desempenho e não acarreta em notórios problemas de resposta dinâmica e erro em regime.

6.4.5 Supervisão digital microcontrolada

Para garantir segurança no funcionamento do sistema, acompanhamento das diversas variáveis que podem inferir no seu comportamento e atuação na referência de corrente, será utilizado um circuito digital microcontrolado. A flexibilidade dos microcontroladores, no sentido de alteração de imposição via *software*, sem a necessidade de modificação do *hardware*, torna essa opção a mais conveniente para controle geral do sistema elétrico da armadilha.

Uma escolha bem comum, atualmente, é por plataformas digitais de prototipagem eletrônica livre. Essas plataformas são *open-source* e, portanto, não requerem a aquisição de licenças para uso, normalmente de elevado custo. Um exemplo é a plataforma Arduino, absolutamente difundida mundialmente e de fácil acesso.

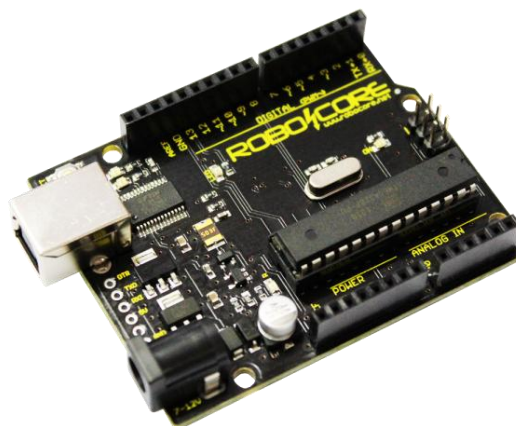
A plataforma Arduino nada mais é do que uma Placa de Circuito Impresso que alimenta um microcontrolador, o ATmega328, da família AVR, da fabricante Atmel. Essa placa permite fácil acesso aos pinos de entrada e saída do microcontrolador; possui regulador de tensão para alimentação geral do circuito; possibilita a remoção do microcontrolador; e possui comunicação serial integrada para gravação do programa via computador. O grande diferencial da plataforma, entretanto, se concentra nos seguintes aspectos: seu ambiente de programação, de fácil uso; amplo suporte on-line, pois qualquer desenvolvimento em cima da plataforma pode ser disponibilizado livremente na Internet; e possibilidade de acoplamento de diversos *shields* com diferentes funções, como leitor de cartão SD, *display* LCD, comunicador por rádio frequência, comunicador por protocolo *Ethernet*, dentre vários outros.

A explosão de uso do Arduino no mundo fez com que vários interessados tirassem proveito do *hardware open-source* e construíssem suas próprias plataformas. A empresa brasileira Robocore foi uma das que entrou nesse mercado e passou a fabricar sua própria plataforma: a *Black Board*, mostrada na Figura 6.25.

A *Black Board* é muito semelhante ao Arduino Uno. Inclusive, usa de todos os recursos igualmente: ambiente de programação, funções e comunicação. A única diferença está em alguns aprimoramentos no *hardware*, como o uso de um regulador de tensão com maior capacidade de corrente e modificação da posição

dos LEDs indicadores da comunicação serial. Uma vantagem do uso da *Black Board* é o fomento à indústria nacional.

Figura 6.25 - Plataforma *Black Board*



Fonte: www.robocore.net

O ATmega328, embarcado à *Black Board*, é um microcontrolador de 8 bits de largura de barramento. Possui arquitetura Harvard-RISC e opera com até 20 MHz de ciclo de relógio (*clock*). Algumas outras características estão listadas abaixo.

- 32 kbytes de memória de programa (*flash*);
- 2 kbytes de memória volátil RAM;
- 23 pinos de entrada e saída programáveis;
- 3 temporizadores (2 de 8 bits e 1 de 16 bits);
- 6 canais de modulação por largura de pulso (PWM);
- 8 canais de conversão analógico-digital com 10 bits de resolução;
- Tensão de alimentação de 1,8 a 5,5 V.

Além do tratamento dos sinais analógicos vindos dos sensores de corrente e tensão e da geração do sinal de referência para o controle de corrente, o microcontrolador fará o comando e controle de outros quatro componentes, a serem descritos em seguida.

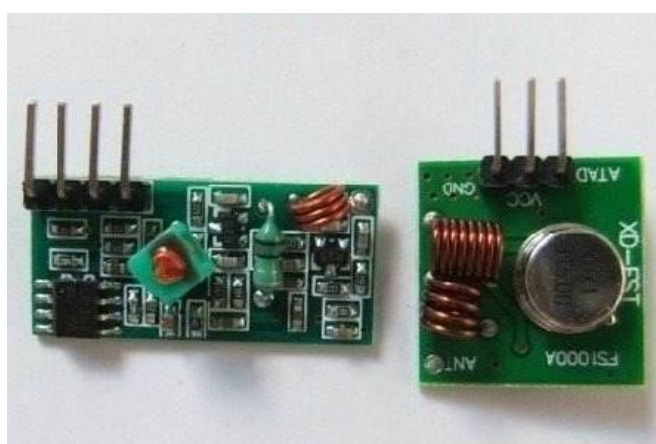
O primeiro deles é o pino de *shutdown* do UC3525A. Esse pino, quando levado a nível lógico alto, bloqueia a geração da modulação do interruptor e o mantém bloqueado; além disso, descarrega o capacitor da partida suave. Quando

levado a nível lógico baixo, habilita a modulação e o circuito *soft-start* interno do 3525.

O segundo componente é uma chave Relé, responsável por ativar e desativar a lâmpada de LEDs da armadilha, a ser acionada estrategicamente na ausência de luz solar, ou seja, durante o período noturno ou sob condição que possibilite a captura de insetos.

O terceiro é um sistema de transmissão e recepção de sinal por radiofrequência, ilustrado na Figura 6.26.

Figura 6.26 - Módulo de comunicação RF



Fonte: www.mercadolivre.com.br

Esse sistema permite que o operador da armadilha luminosa comande o acionamento e o desligamento da lâmpada de LEDs à distância, sem que entre em contato visual direto e próximo aos LEDs UV, prejudiciais à visão, como já discutido nesse trabalho.

O quarto e último componente a ser também operado pelo microcontrolador é um sinalizador sonoro (*buzzer*) que possui duas funções: gerar dois sinais sonoros diferentes de retorno ao comando do usuário de “liga” e de “desliga”; e gerar um terceiro sinal sonoro intermitente, sinalizador de tensão afundada na bateria e necessidade de desligamento manual imediato do sistema.

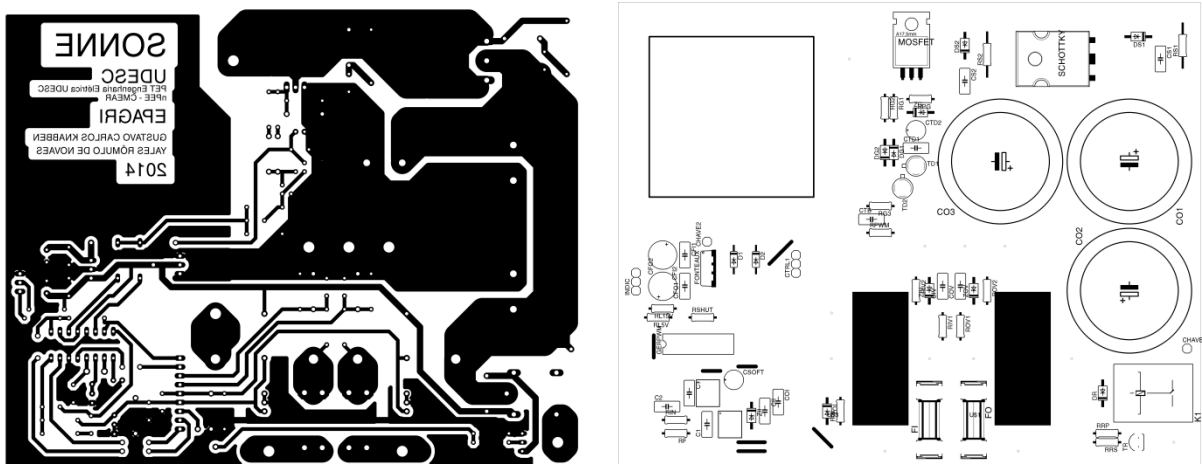
A maneira como todo esse sistema será gerido, assim como o procedimento para criação do código que será embarcado no microcontrolador serão descritos oportunamente, no próximo capítulo deste trabalho.

6.5 PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Finalizado o projeto de potência, controle e comando do conversor, e realizadas as devidas simulações, pode-se partir para o projeto e confecção da Placa de Circuito Impresso (PCI) que integrará os diversos componentes deste.

Optou-se por confeccionar duas placas para o conjunto conversor-controlador. Uma delas, a maior, abrigará todo o circuito de potência, sensoriamento, alimentação auxiliar, condicionamento de sinal ao interruptor (*driver*), modulação e controle analógico da corrente de entrada; além do circuito com Relé para acionamento da carga (Figura 6.27). Essa PCI foi projetada em face simples e a largura das trilhas seguiu a regra de 1 A/mm.

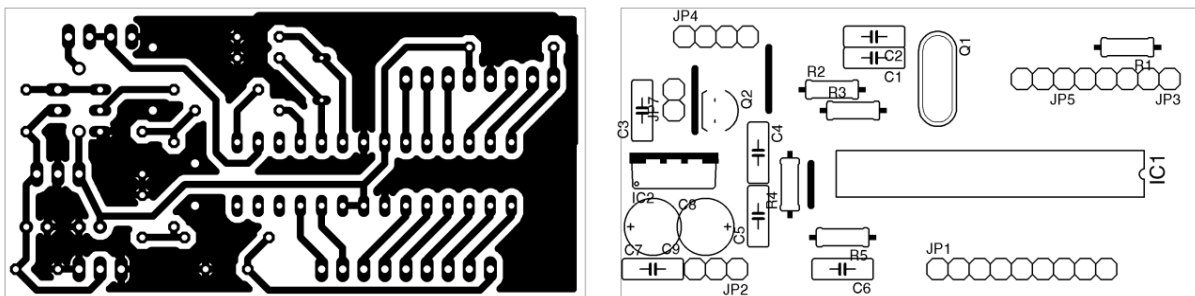
Figura 6.27 - Imagem da PCI de potência do conversor



Fonte: produção do próprio autor

A segunda placa Figura 6.28, encaixada no estilo *baby board*, ou seja, posicionada no sentido vertical, na própria placa de potência, integrará o microcontrolador, o filtro RC, o circuito RF, o *buzzer* e uma segunda fonte auxiliar.

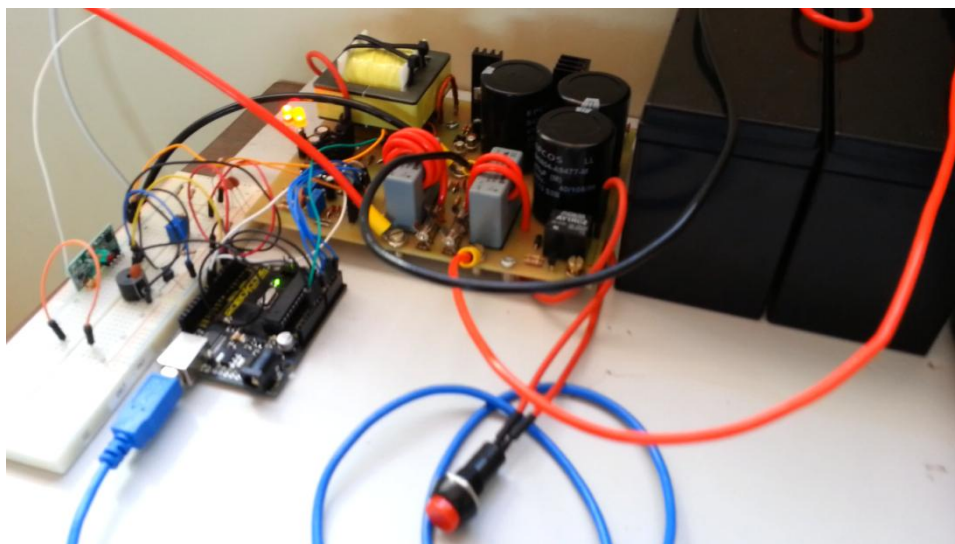
Figura 6.28 - Imagem da PCI de controle do conversor



Fonte: produção do próprio autor

O esquemático detalhado de cada uma das placas projetadas e a imagem do *layout* em maior escala estão disponíveis nos Anexos B, C, D e E. A (figura) apresenta uma imagem do conversor construído, ainda em fase de testes.

Figura 6.29 - Protótipo em fase de testes



Fonte: produção do próprio autor

6.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

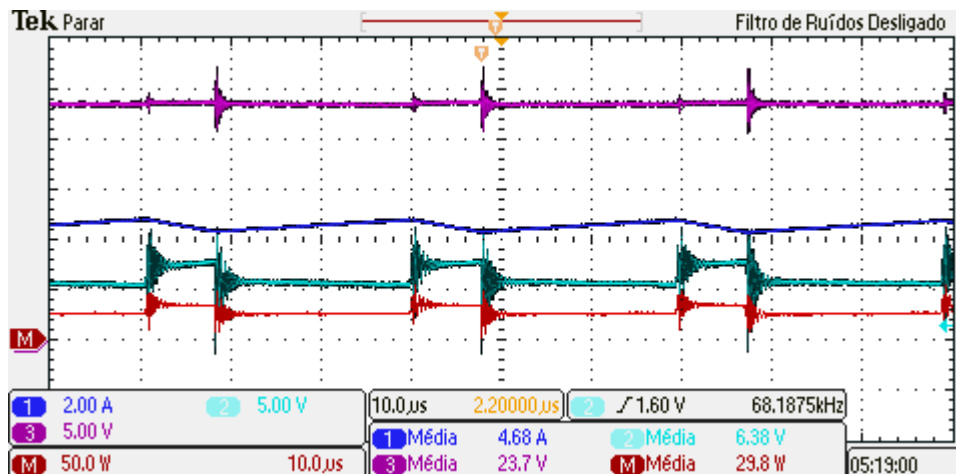
Nessa seção, serão mostrados, ao leitor, os resultados experimentais colhidos através de testes laboratoriais do conversor construído. Os resultados permitem validar o projeto e analisar comportamentos não previstos anteriormente, que só vêm à tona na prática.

Seguiram-se as seguintes etapas, em sequência, para validação segura do conversor: (1) teste em malha aberta, variando-se lentamente a razão cíclica; (2) teste em malha fechada, variando-se lentamente a referência de corrente; (3) teste de um algoritmo de rastreamento de máxima potência Perturba & Observa. Os resultados gráficos apresentados a partir de agora já se encontram na terceira etapa de testes, na qual o MPPT está validado.

O gráfico da Figura 6.30 mostra quatro grandezas do Boost: a tensão de saída (linha mais acima no gráfico), com valor médio de $23,7\text{ V}$; a corrente de entrada (logo abaixo da tensão), com valor médio de $4,68\text{ A}$; a tensão de entrada (logo abaixo da corrente), com valor médio de $6,38\text{ V}$; e a potência de entrada (forma de onda mais abaixo no gráfico), com valor médio de, aproximadamente, 30 W .

A forma de onda da tensão apresenta uma notória ondulação, de curta duração, logo após a entrada em condução da chave. Essa ondulação também se propaga para os sinais da tensão de entrada e, logicamente, potência de entrada.

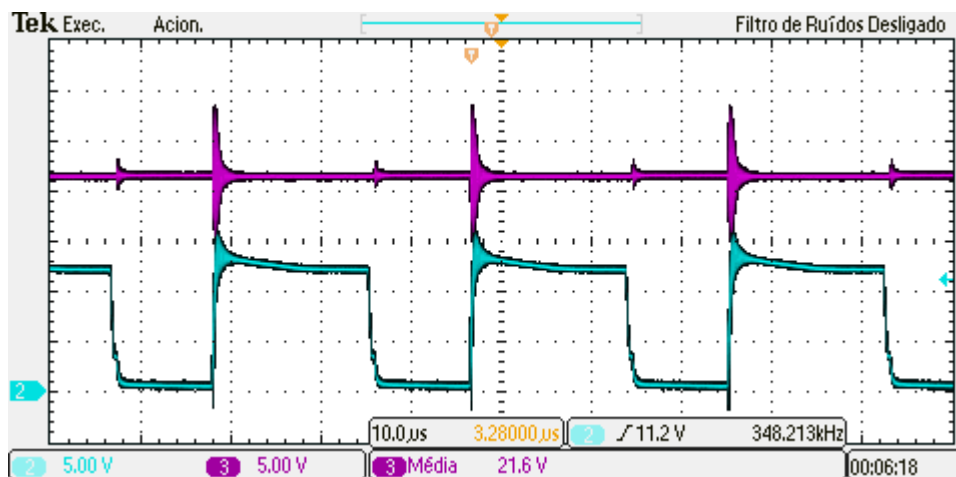
Figura 6.30 - Formas de onda elementares do conversor Boost



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 6.31 dá destaque à ondulação na tensão de saída e mostra também a forma de onda no comando da chave, diretamente sobre o *gate* do MOSFET.

Figura 6.31 - Formas de onda da tensão de saída e da tensão no gate da chave

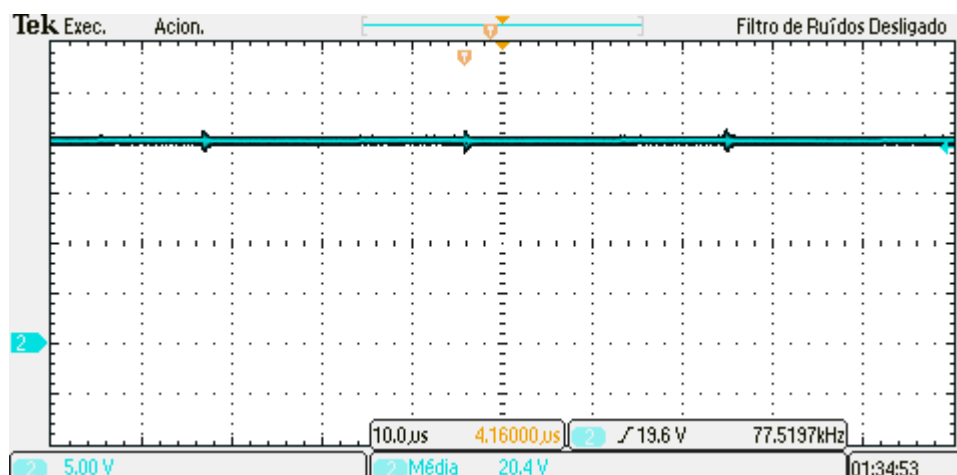


Fonte: produção do próprio autor

A ondulação na tensão de saída é provocada por indutâncias parasitas que surgem nas trilhas da placa de circuito impresso e ressonam com as capacitâncias do circuito, principalmente a capacitância do diodo, e não são atenuadas pelo filtro de saída. A imediata correção dessa anomalia é realizada colocando-se, pelo lado de baixo da PCI, um capacitor de filme (100 nF) entre o anodo do diodo e o *source*

do MOSFET, na menor distância possível. Esse capacitor é conhecido como capacitor de desacoplamento e o resultado de sua colocação no circuito é evidente na Figura 6.32.

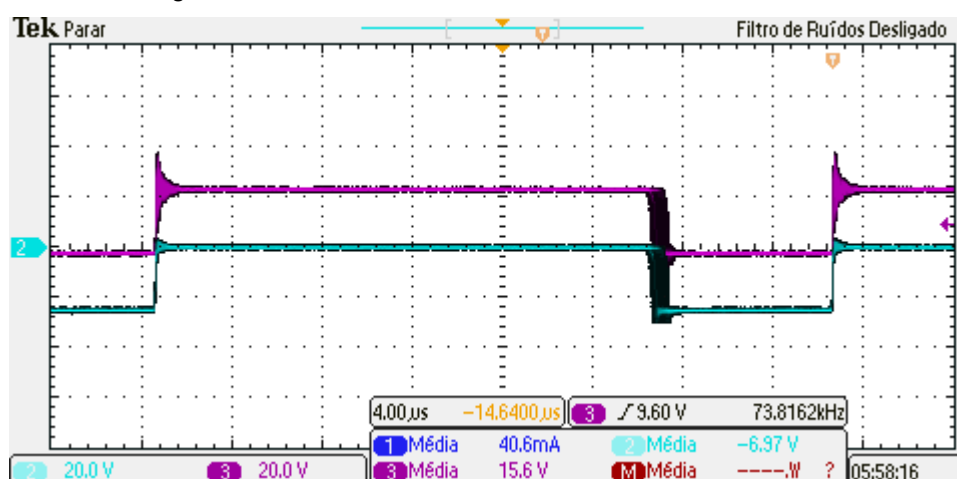
Figura 6.32 - Forma de onda da tensão de saída com o capacitor de desacoplamento



Fonte: produção do próprio autor

O capacitor de desacoplamento soluciona o problema da ressonância na saída do circuito. Entretanto, não modifica em nada esse problema nas demais partes do Boost. A tensão sobre a chave e a tensão sobre o diodo continuam apresentando oscilação na comutação, como mostrado pela Figura 6.33.

Figura 6.33 - Tensões na chave e no diodo, sem *snubber*

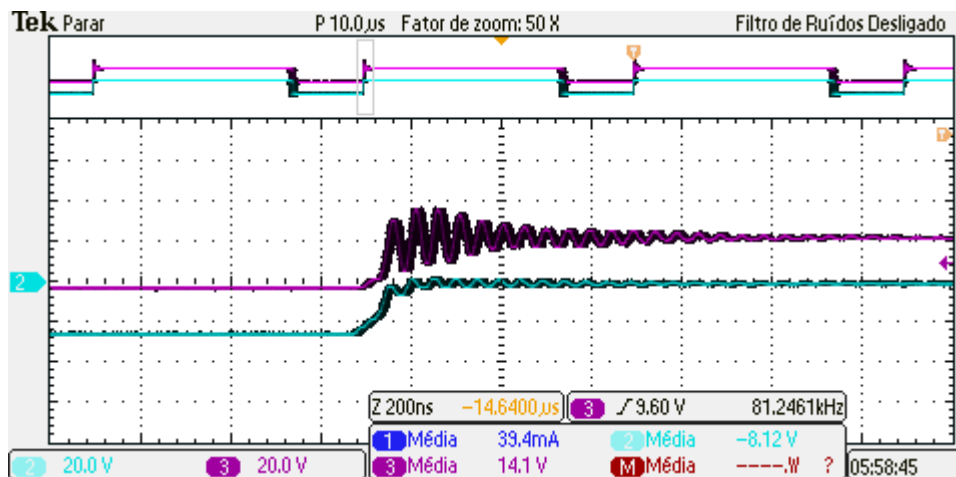


Fonte: produção do próprio autor

A forma de onda que apresenta patamares positivos é a tensão no diodo. As formas de onda estão invertidas em relação à sua orientação teórica. Nota-se que o

pico de tensão sobre o diodo, no seu bloqueio, atinge o dobro da tensão nominal, chegando a 40 V. A tensão reversa máxima permitida pelo fabricante do componente, especificada em *datasheet*, é de 45 V. A Figura 6.34 mostra o detalhe da oscilação ressonante no bloqueio do diodo.

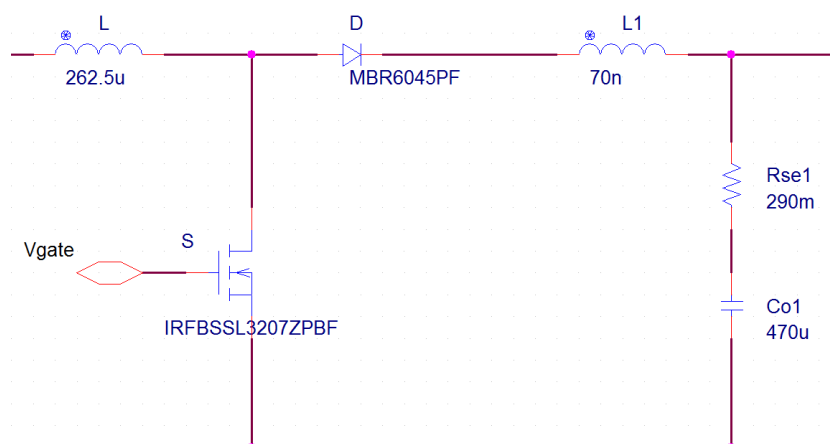
Figura 6.34 - Destaque para as tensões na chave e no diodo, sem *snubber*



Fonte: produção do próprio autor

Para tentar minimizar esse problema, voltou-se à simulação do *Boost* realizada no *software OrCAD PSpice* e buscou-se adicionar não linearidades ao circuito que reproduzissem o efeito de ressonância detectado na forma de onda do diodo. Supôs-se que poderiam haver indutâncias parasitas no circuito, geradas a partir das trilhas da placa, que ressonavam com a capacitância interna do diodo. Dessa forma, adicionou-se uma indutância em série com o diodo na simulação, conforme Figura 6.35.

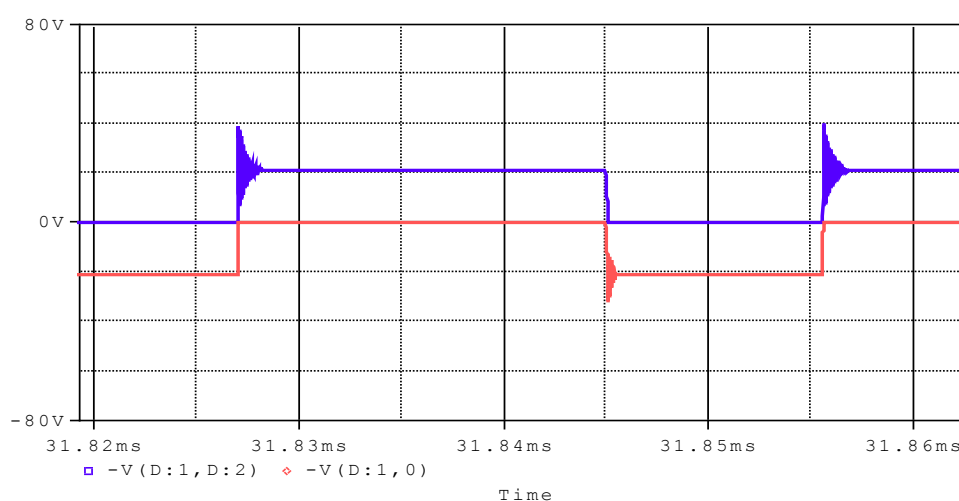
Figura 6.35 - Simulação do conversor com indutância parasita de trilha



Fonte: produção do próprio autor

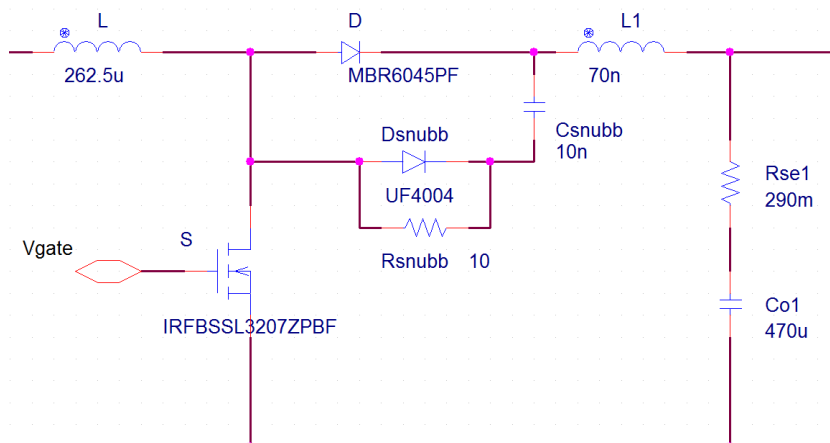
O resultado de simulação nas formas de onda de tensão na chave e no diodo está representado na Figura 6.36. Elas foram dispostas de forma a ficarem na mesma escala e orientação das formas de onda experimentais de tensão na chave e no diodo, apresentadas na Figura 6.33. O valor de indutância de 70 nH foi definido empiricamente, até que a amplitude da oscilação de ressonância se aproximasse da amplitude real vista no osciloscópio.

Figura 6.36 - Formas de onda simuladas de tensão na chave e no diodo



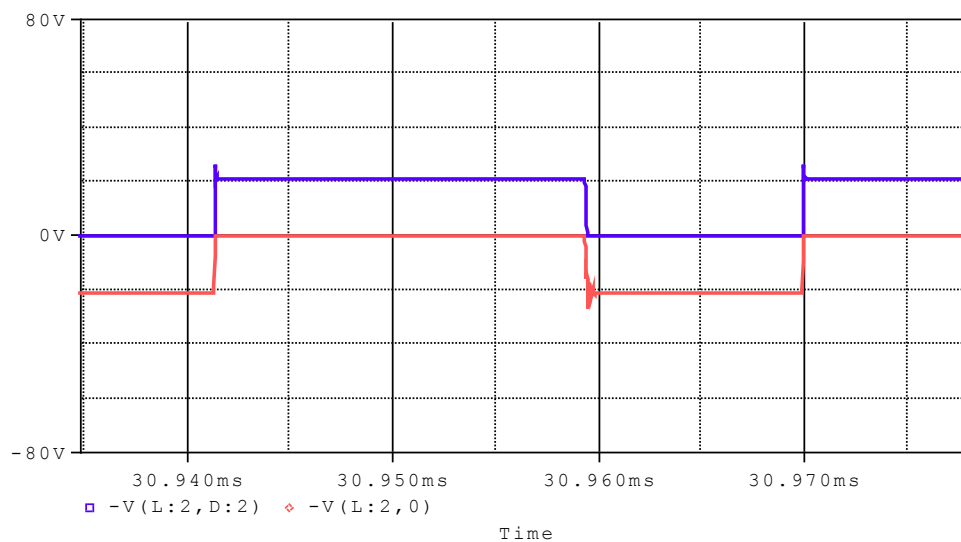
Fonte: produção do próprio autor

Uma solução de minimização dessa oscilação, amplamente proposta na literatura, é a utilização de um circuito denominado *snubber*. Este é posicionado em paralelo com o componente o qual se quer corrigir sua forma de onda e, dependendo de sua topologia, atua de forma a dissipar a energia de ressonância ou regenerá-la para alguma parte do circuito. Utilizou-se, neste trabalho, de um *snubber* RCD (resistor, capacitor e diodo) passivo dissipativo para atenuar a oscilação. Os valores desses componentes foram definidos também empiricamente, em simulação. Para tal, analisaram-se o resultado na atenuação da amplitude da ressonância e a potência dissipada pelo circuito *snubber*. Optou-se então pelos valores de $R = 10\ \Omega$, $C = 10\text{ nF}$, os quais trouxeram um bom resultado de atenuação da oscilação ao circuito e pouca dissipação de potência (200 mW , gerando pouco aquecimento no resistor). O circuito proposto está mostrado na Figura 6.37.

Figura 6.37 - Simulação do conversor com *snubber* no diodo

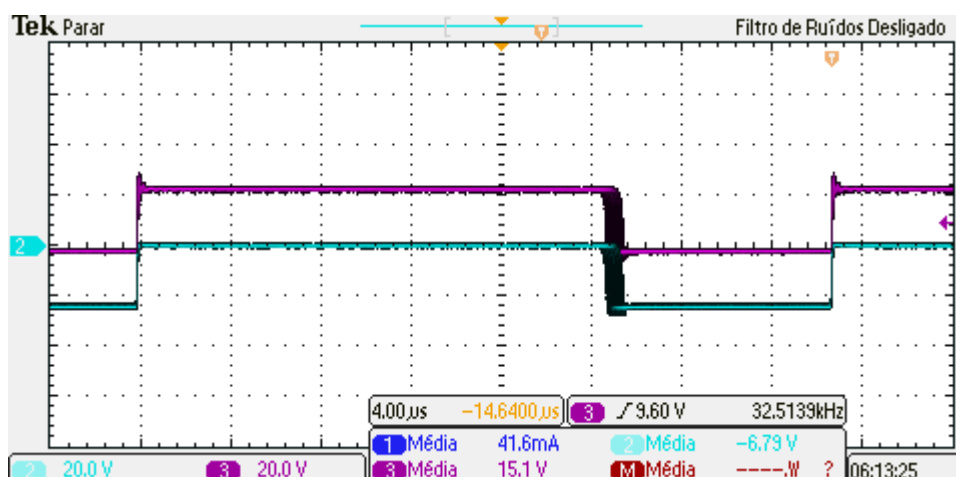
Fonte: produção do próprio autor

O resultado da simulação do circuito, agora com a colocação do *snubber*, está apresentado na Figura 6.38.

Figura 6.38 - Formas de onda simuladas de tensão na chave e no diodo, com *snubber*

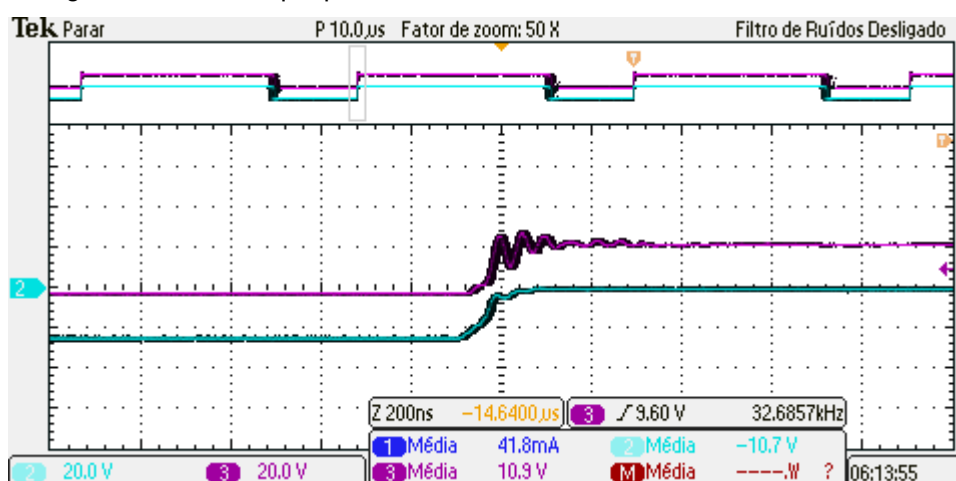
Fonte: produção do próprio autor

Na prática, o *snubber* RCD, com os mesmos valores de resistência e capacitância determinados via simulação, foi reproduzido e adicionado ao circuito do *Boost*. O resultado é mostrado na Figura 6.39.

Figura 6.39 - Tensões na chave e no diodo, com *snubber*

Fonte: produção do próprio autor

A Figura 6.40 destaca o que restou de oscilação na tensão do diodo, no instante em que este bloqueia.

Figura 6.40 - Destaque para as tensões na chave e no diodo, com *snubber*

Fonte: produção do próprio autor

Por fim, nas Figura 6.33 e Figura 6.39, nota-se uma leve flutuação da razão cíclica na região do bloqueio da chave e consequente entrada em condução do diodo. Esse “borrão” de cor preta é, na realidade, a atuação do controle de corrente da entrada do conversor, que opera a uma frequência abaixo da frequência de comutação.

Os testes foram realizados no interior do laboratório, utilizando um simulador da luz solar. O equipamento é, basicamente, um arranjo de lâmpadas incandescentes do tipo dicróica, posicionadas de frente para os módulos fotovoltaicos, conforme Figura 6.41. A máxima potência captada pelos módulos foi

rastreada, através de um algoritmo P&O embarcado na *Black Board*. O resultado é a extração de 30 W de potência pelo sistema (na condição de posicionamento apresentada na figura), que corresponde a, aproximadamente, 500 W/m^2 de insolação a uma temperatura de 40°C .

Figura 6.41 – “Sol artificial” utilizado para validação do protótipo em laboratório



Fonte: produção do próprio autor

O detalhamento de aplicação do algoritmo e controle geral do conversor será tratado no próximo capítulo, assim como a continuidade dos testes experimentais com o protótipo.

7 CONTROLE SUPERVISÓRIO DO SISTEMA

No último capítulo da parte de desenvolvimento desse trabalho, será abordada a sistemática utilizada para controle e supervisão geral do sistema. Essa parte é fundamental, pois está diretamente relacionada com a segurança de operação.

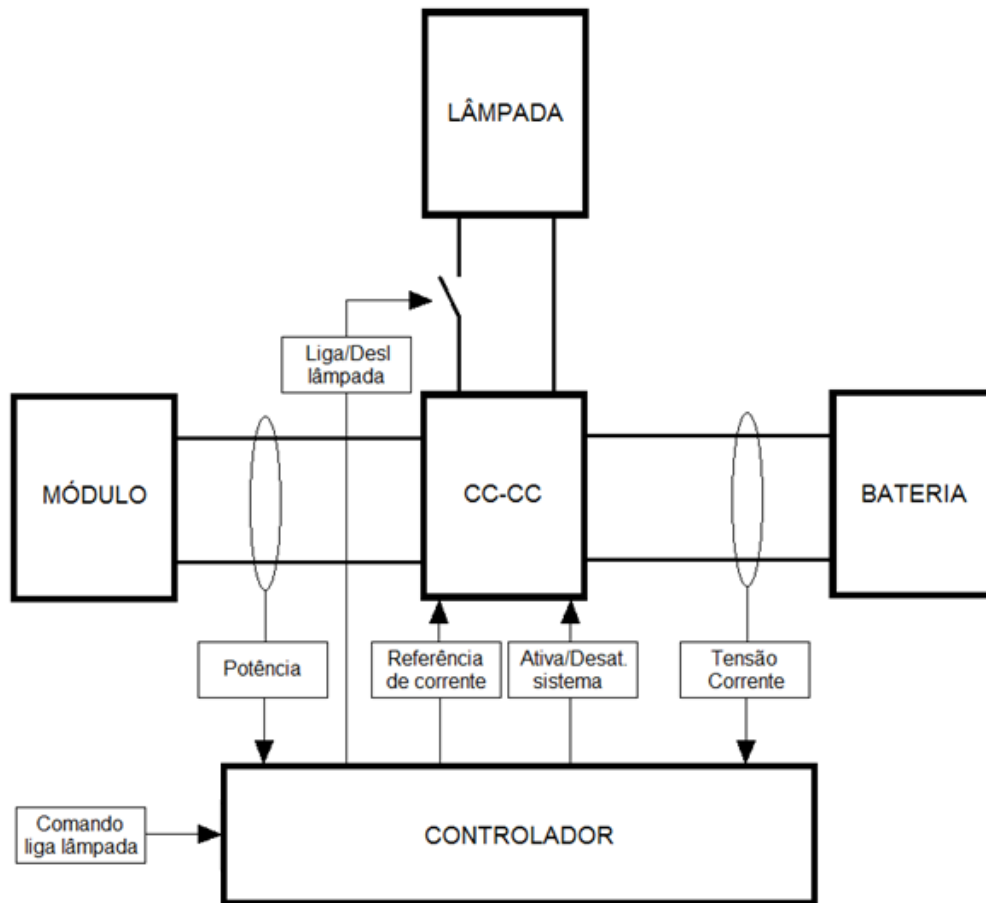
Sintetizando o que vem sendo discutido desde o início, o controlador que será responsável por impor a operação do sistema dentro do que se deseja deverá, em suma, tratar dos elementos dispostos abaixo.

- Rastrear a potência de entrada, buscando sempre o ponto em que esta é máxima, naquele instante de operação;
- Monitorar tensão e corrente nas baterias, para que não sejam excedidos os limites permitidos pelo fabricante;
- Atuar na referência de corrente de entrada, incrementando-a ou decrementando-a, dependendo da necessidade instantânea;
- Atuar, se assim for preciso, na desativação da modulação e consequente bloqueio da chave;
- Monitorar a geração fotovoltaica e, a partir disso, reconhecer os períodos diurno e noturno;
- Monitorar o comando externo para ligar ou desligar a lâmpada;
- Monitorar o volume de carga na bateria e evitar que esta descarregue mais do que o permitido pelo fabricante.
- Atuar no ligamento ou desligamento da lâmpada.

A Figura 7.1 ajuda na compreensão do exposto, de uma forma global. O controlador deverá ser embarcado na *Black Board*, como já proposto anteriormente.

Na intenção de trazer algo novo, no escopo deste trabalho, recorreu-se à teoria de Controle Supervisório de Sistemas a Eventos Discretos (SEDs) para modelagem e controle do sistema elétrico da armadilha. Ela será exposta a partir desse momento.

Figura 7.1 - Diagrama global de supervisão do sistema elétrico



Fonte: produção do próprio autor

7.1 CONTROLE DE SISTEMAS A EVENTOS DISCRETOS

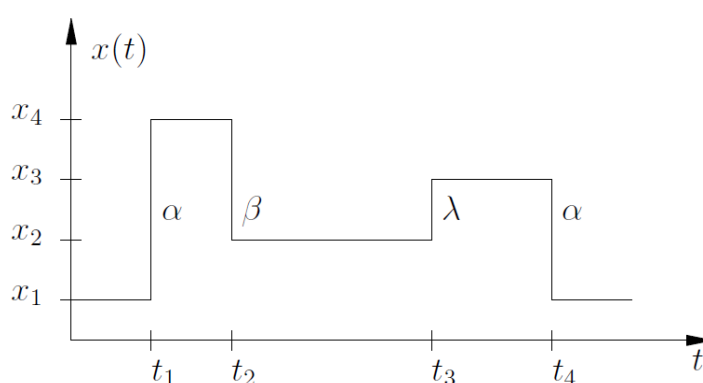
Um SED, segundo [31], é um sistema orientado a eventos de estado discreto, isto é, a sua evolução de estado depende inteiramente da ocorrência de eventos discretos assíncronos ao longo do tempo. De um modo geral, um sistema é uma parte limitada do Universo que interage com o mundo externo através das fronteiras que o delimitam. Esse conceito também se aplica aos SEDs, os quais percebem as ocorrências do mundo externo através da recepção de estímulos, denominados eventos. São exemplos de eventos: o comando de ligar uma lâmpada; a detecção de uma situação crítica de operação; ou a recepção de um comando externo do usuário.

A ocorrência de um evento causa, em geral, uma mudança interna no sistema, a qual pode ou não se manifestar a um observador externo. Além disso, uma mudança pode ser causada pela ocorrência de um evento interno ao próprio

sistema, tal como o término de uma atividade ou o fim de uma temporização. Em qualquer caso, essas mudanças se caracterizam por serem abruptas e instantâneas: ao perceber um evento, o sistema reage imediatamente, acomodando-se em tempo nulo numa nova situação, onde permanece até que ocorra um novo evento. Desta forma, a simples passagem do tempo não é suficiente para garantir que o sistema evolua; para tanto, é necessário que ocorram eventos, sejam estes internos ou externos. Note ainda que a ocorrência desses eventos pode depender de fatores alheios ao sistema, de modo que este não tem, em geral, como prevêê-los. [32]

O gráfico da Figura 7.2 deixa mais claro de que forma um Sistema a Eventos Discretos reage a diferentes acontecimentos (eventos), representados pelas letras gregas, que levam o sistema a diferentes estados x_1 , x_2 , x_3 e x_4 . Ou seja, o evento α faz com que o sistema transite do estado x_1 para o estado x_4 , em um determinado instante t_1 não previsível.

Figura 7.2 - Comportamento de um SED

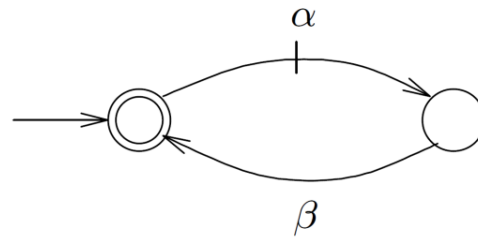


Fonte: [32]

Os sistema modelados da forma como está se propondo neste capítulo podem ser representados por grafos denominados autômatos. Um autômato tem sua forma ilustrada na Figura 7.3 e são compostos por círculos, que representam os estados físicos do sistema, e setas, as quais representam suas transições, ocorridas a partir da geração de eventos. A seta que aponta para um círculo mas não advém de nenhum outro indica o estado inicial do sistema. Os estados representados por dois círculos concêntricos de diferentes tamanhos são chamados de "estados marcados" e correspondem aos estados de alvo do sistema, definidos pelo projetista. Numa condição de repouso do sistema, deseja-se que seu estado físico corresponda a um estado marcado. Os autômatos podem ser de tamanho reduzido,

como o da figura, ou apresentar milhares de estados, para sistemas mais complexos.

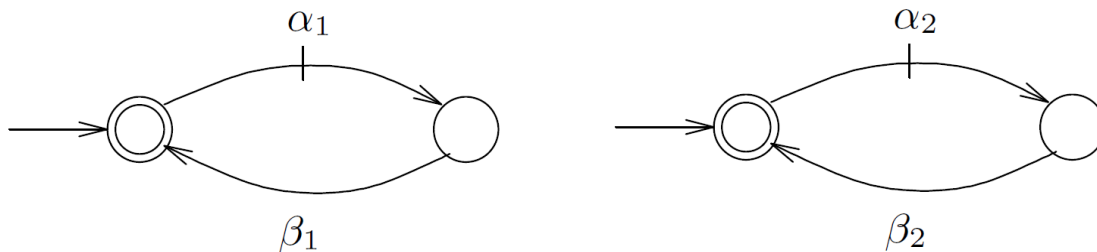
Figura 7.3 - Exemplo de autômato



Fonte: [32]

A modelagem a partir de autômatos é feita, de preferência, separando a planta em sub-plantas, a serem modeladas individualmente, mas compostas em seguida. Para exemplificar, suponha que um sistema composto por duas máquinas, retirado de [32], tenha sido modelado segundo os dois autômatos apresentados na Figura 7.4. Os eventos α_1 e α_2 representam os comandos de entrada em operação das máquinas e os eventos β_1 e β_2 são gerados quando as operações são concluídas.

Figura 7.4 - Exemplo de modelagem por autômatos

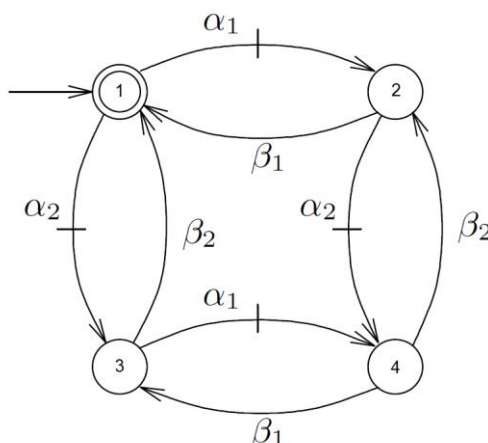


Fonte: [32]

As operações das máquinas são individuais e, portanto, podem ocorrer independentemente uma da outra. Esses modelos são juntados através de um procedimento denominado composição síncrona de autômatos. Basicamente, considera-se, para realização desse procedimento, todos os caminhos possíveis de serem seguidos a partir dos modelos. O autômato resultante da composição síncrona dos modelos da Figura 7.4 está mostrado na Figura 7.5.

Nesse novo autômato, nota-se que, a partir no estado inicial, qualquer combinação de operação das máquinas pode ocorrer: ambas estarem em repouso (1); apenas uma estar operante (2 e 3); ou ambas estarem operantes (4).

Figura 7.5 - Autômato resultante da composição síncrona das sub-plantas



Fonte: [32]

Na Teoria de Controle Supervisório (TCS), os eventos classificados em controláveis e não-controláveis. Os eventos controláveis são aqueles relacionados à atuação do controlador, podendo ser impedidos de acontecer a partir da atuação do sistema de controle. Os eventos relacionados aos sinais de saída do microcontrolador são controláveis, por exemplo. Já os eventos não-controláveis são aqueles que não podem ser desabilitados pelo controlador, mas são gerados externamente, sem previsão de acontecimento. Esses eventos podem ser associados aos sinais de entrada de um microcontrolador, considerados aleatórios e imprevisíveis.

7.2 MODELAGEM DO SISTEMA ELÉTRICO DA ARMADILHA

Com base no que se deseja controlar do sistema elétrico da armadilha luminosa, foram criados os eventos reunidos nas Tabela 7.1 e Tabela 7.2. Os autômatos de cada uma das sub-plantas estão apresentados na Figura 7.6.

Tabela 7.1 - Descrição dos eventos controláveis

Evento controlável	Descrição
IrefMais	Incremento na referência de corrente que excita o conversor
IrefMenos	Decremento na referência de corrente que excita o conversor
AtivaSist	Habilita a operação do conversor e a geração do sinal PWM
DesatSist	Desabilita a operação do conversor e a geração do sinal PWM
LigaLamp	Aciona a carga (lâmpada) conectada à saída do conversor
DeslLamp	Desativa a carga (lâmpada) conectada à saída do conversor

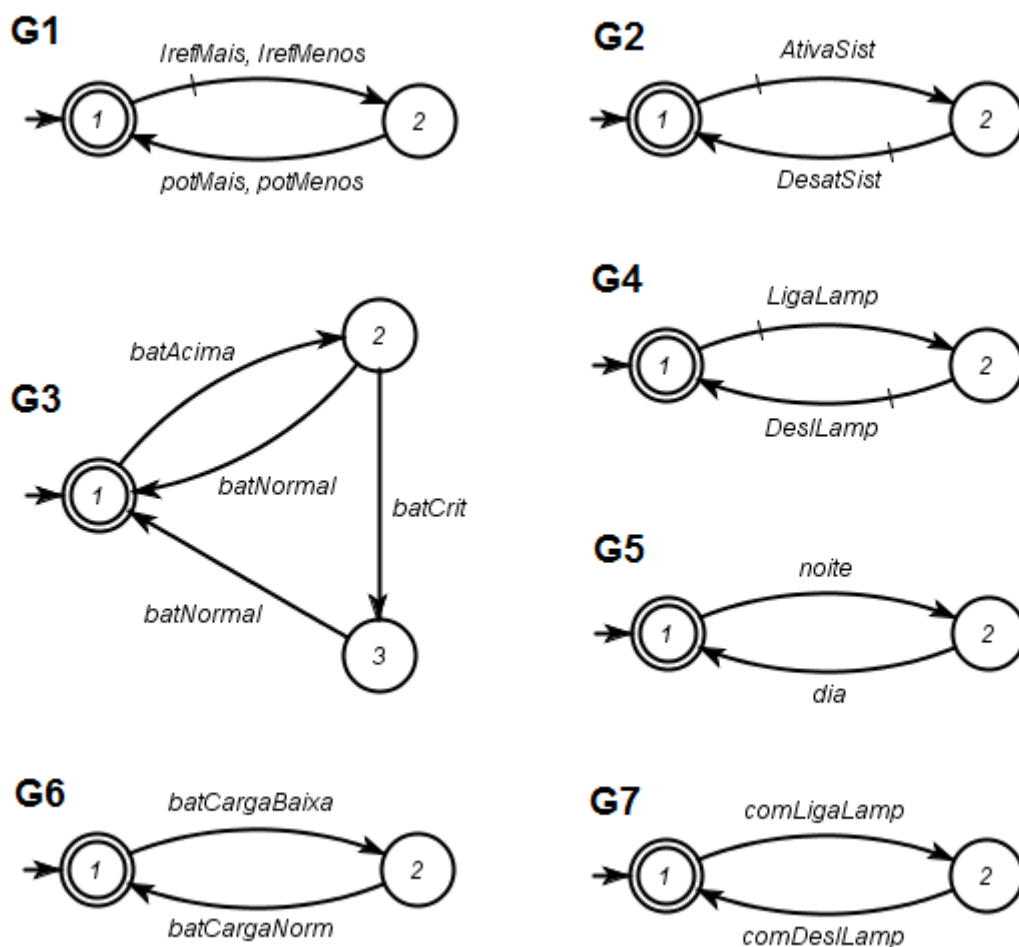
Fonte: produção do próprio autor

Tabela 7.2 - Descrição dos eventos não-controláveis

Evento não-controlável	Descrição
potMais	Potência de entrada aumentou ou se manteve igual
potMenos	Potência de entrada diminuiu
batAcima	Corrente na bateria ultrapassou 0,9 A ou tensão ultrapassou 29,4 V
batCrit	Corrente na bateria ultrapassou 1 A ou tensão ultrapassou 29,6 V
batNormal	Corrente na bateria abaixo de 0,88 A e tensão abaixo de 29,2 V
dia	Deteção do período diurno
noite	Deteção do período noturno
batCargaBaixa	Bateria com carga abaixo do permitido (abaixo de 24 V nos terminais)
batCargaNorm	Bateria com carga normal (acima de 26 V nos terminais)
comLigaLamp	Comando externo de permissão para ligar a carga (lâmpada)
comDeslLamp	Comando externo de proibição de ligar a carga (lâmpada)

Fonte: produção do próprio autor

Figura 7.6 - Autômatos dos modelos de planta



Fonte: produção do próprio autor

O autômato G1 modela a característica "perturba e observa" do sistema. Quando se incrementa ou decrementa a referência de corrente do conversor, a potência extraída do módulo fotovoltaico pode aumentar ou diminuir, de acordo com o ponto de operação no qual se está trabalhando. Considera-se, para esse autômato, que um dos eventos "potMais" ou "potMenos" será obrigatoriamente gerado a cada ciclo de varredura do controlador. Essa necessidade já está incluída na descrição do evento, apresentada na Tabela 7.2, na qual se colocou que, caso a potência se mantenha de um ciclo para o outro, o evento "potMais" será gerado.

Os autômatos G2 e G4 ativam e desativam, respectivamente, a operação do conversor (carregamento da bateria) e a carga (lâmpada). Os autômatos G5 e G7 informam, respectivamente, se é dia ou noite e se um comando externo de "ligar" ou "desligar" a lâmpada foi detectado.

Os autômatos G3 e G6 cuidam da operação segura do banco de baterias. O primeiro indica os estados normal, acima e crítico de operação da bateria, relacionados ao aumento das grandezas de tensão ou corrente. O segundo modela o uso da energia na bateria para suprimento da carga e transita de estado caso a carga na bateria esteja abaixo do permitido.

Os modelos de planta devem ser compostos sincronamente para que se gere o autômato que descreva o comportamento total do sistema. A sistemática utilizada para a realização desse procedimento será exposta mais adiante.

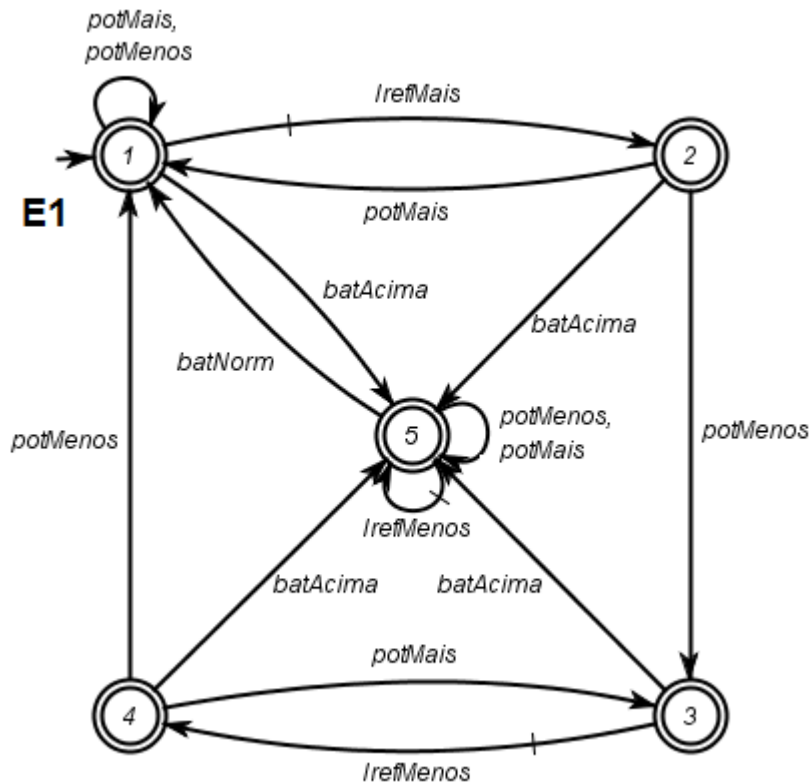
Se nenhuma ação de controle for imposta, esse comportamento pode significar seguir qualquer um dos caminhos permitidos pela planta, mesmo que esses não sejam desejáveis pelo projetista (por exemplo, o evento de bateria crítica ser detectado e a ação de elevar a potência ser gerada). Na TCS, são modeladas, além das sub-plantas, as especificações de controle. Estas servem para evitar que sejam seguidos caminhos indevidos e impõem o comportamento correto à planta. Serão agora apresentados os autômatos das especificações de controle.

7.3 ESPECIFICAÇÕES DE CONTROLE

A primeira especificação de controle (Figura 7.7), e a mais complexa delas, aplica a técnica "Perturba e Observa" para rastreamento da máxima potência do módulo fotovoltaico. Partindo do estado inicial, uma perturbação positiva na referência de corrente é gerada ("IrefMais") pelo controlador e, em seguida, é

observado o comportamento na potência. Se esta aumentou, representado pelo evento "potMais", retorna-se ao estado inicial e permite-se que a referência de corrente seja novamente incrementada.

Figura 7.7 - Autômato da especificação de controle E1



Fonte: produção do próprio autor

Esse laço se mantém até que o ponto ótimo da potência seja atingido. A partir desse momento, incrementos na referência de corrente fazem a potência cair, pois a operação está sendo deslocada para a direita do ponto ótimo. Logo, o evento "potMenos" é gerado e a operação é deslocada para o estado 3 da especificação, no qual o incremento é proibido e, agora, o decremento é permitido. Até que a potência volte a cair, a especificação mantém o sistema entre os estados 3 e 4. Quando a potência cair com os decrementos, volta-se ao estado 1 e o incremento é novamente permitido, proibindo-se o decremento.

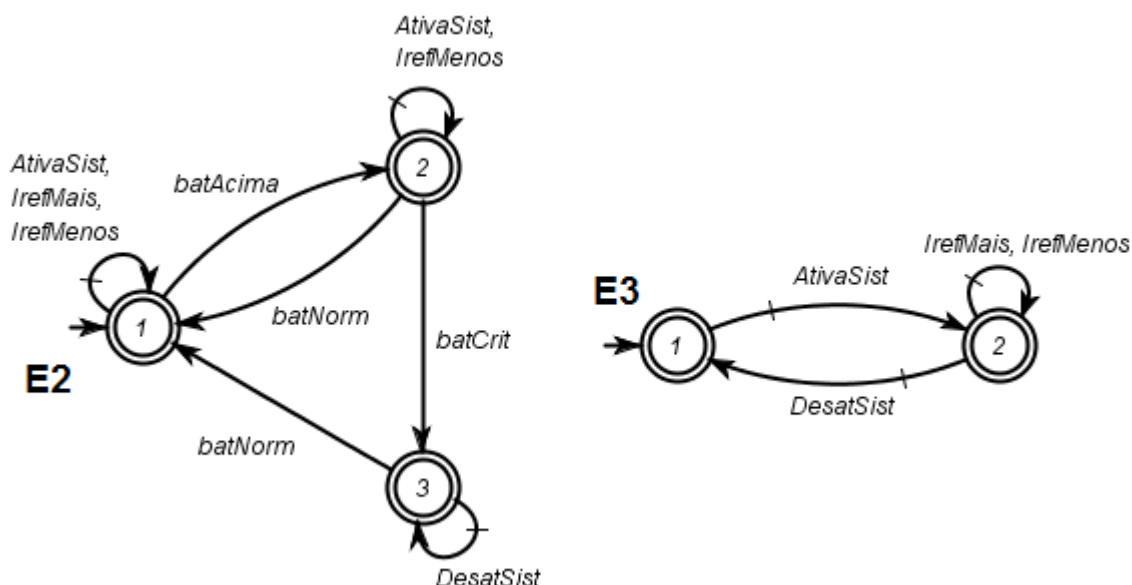
A qualquer momento, em função do aumento na potência na entrada e consequente aumento na potência transferida para a saída, as grandezas de tensão e corrente na bateria podem se elevar a superar os limites normais de carga. Caso isso ocorra, o evento "batAcima" é gerado a partir de qualquer um dos estados e leva o sistema a um quinto estado, no qual o incremento está proibido e o

decremento está permitido. Assim, decrementa-se a referência de corrente até que a potência caia, a bateria volte à operação normal e transite-se para o estado 1.

As especificações E2 e E3, mostradas na Figura 7.8, controlam a ativação e desativação do sistema de carga da bateria. Lembrando-se que o sistema deve ser desativado quando níveis críticos forem detectados e só deve voltar a operar quando as condições normais forem restabelecidas.

A especificação E2 proíbe que o sistema seja ativado quando a bateria estiver operando a níveis críticos de tensão ou corrente; além de proibir o decremento e o incremento na referência de corrente nessa situação. A especificação E3 só permite que sejam feitos incrementos ou decrementos quando o sistema estiver ativado.

Figura 7.8 - Autômatos das especificações de controle E2 e E3



Fonte: produção do próprio autor

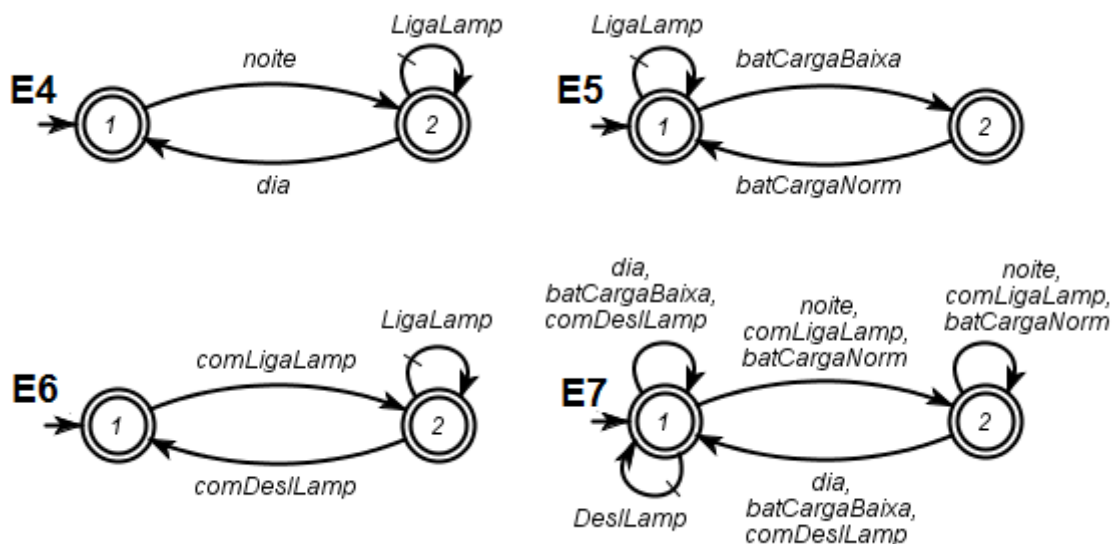
Por fim, os autômatos E4, E5, E6 e E7, apresentados na Figura 7.9, especificam as condições de operação e comando da carga da armadilha: a lâmpada de LEDs. Esta deve operar durante a noite, sendo que a bateria deve estar com carga adequada e o comando externo de ligar a lâmpada deve ter sido reconhecido.

As especificações E4, E5 e E6 foram construídas para realizar a operação AND entre os eventos. Ou seja, só será permitido o evento de ligar a lâmpada se for noite, se a bateria estiver com carga normal e se o comando externo de ligá-la for

reconhecido. Caso alguma desses eventos não seja gerado, a lâmpada estará proibida de ligar.

Uma vez ligada, a lâmpada pode ser desligada a qualquer momento, se nenhuma especificação for feita para evitar isso. Neste caso, a especificação E7 proíbe que a lâmpada seja desligada até que algum dos seguintes eventos sejam gerados: o período noturno é detectado; a bateria está com carga baixa; ou o comando externo de desligar é reconhecido. É interessante notar que o fato de proibir o desligamento não significa que a lâmpada será ligada. O acionamento da lâmpada é responsabilidade das especificações E4, E5 e E6.

Figura 7.9 - Autômatos das especificações de controle E4, E5, E6 e E7



Fonte: produção do próprio autor

Nota-se que as especificações de controle E1, E2 e E3 possuem eventos em comum; assim como as especificações E4, E5, E6 e E7. Esses dois conjuntos de especificações, entretanto, não compartilham de eventos entre si. Os modelos de planta podem também ser separados nesse sentido, ficando G1, G2 e G3 relacionados ao primeiro conjunto, e G4, G5, G6 e G7 ao segundo conjunto. Isso implica diretamente no cálculo do supervisor, que poderá ser feito em dois blocos separados: um supervisor para o primeiro conjunto e outro, completamente independente, para o segundo conjunto. Essa medida reduz consideravelmente o tamanho do autômato final, pois evita a explosão combinatória de estados resultante da composição dos autômatos.

Na sequência, serão apresentados os passos para cálculo da linguagem alvo e dos supervisores para o sistema.

7.4 SINTETIZAÇÃO DOS SUPERVISORES

Os modelos de planta e as especificações de controle apresentados, respectivamente, nas seções 7.2 e 7.3, foram transferidos para o *software* de Sistemas a Eventos Discretos Integrados, em inglês *Integrated Discrete Event Systems - IDES*, o qual permite o esboço dos autômatos, composição síncrona dos modelos e cálculo dos supervisores.

Primeiramente, efetuou-se a composição síncrona dos modelos de planta G1, G2 e G3 apresentados na Seção 7.2, responsáveis pela parte de geração de energia e carregamento da bateria do sistema. A composição síncrona gera um autômato "Gger" com todos os caminhos possíveis de serem percorridos. O mesmo procedimento foi efetuado para os autômatos G4, G5, G6 e G7, compostos no autômato "Gcarg", que representa a parcela do sistema responsável pelo acionamento da lâmpada (carga).

Em seguida, fez-se o mesmo para as especificações de controle, gerando-se um autômato "Eger", para E1, E2 e E3, e um autômato "Ecarg", para E4, E5, E6 e E7, que representam todos os caminhos possíveis segundo as especificações.

Como próximo passo, realizou-se a composição síncrona de "Gger" com "Eger", assim como a composição de "Gcarg" com "Ecarg". Os autômatos resultantes representam as linguagens alvo, denominadas "Kger" e "Kcarg", com todos os caminhos possíveis da planta que atendem às especificações de controle impostas.

Os autômatos "Kger" e "Kcarg", quando gerados, podem representar comportamentos não controláveis. Assim, após uma dada sequência de eventos permitida pelo sistema de controle, pode haver algum evento não controlável que leve o sistema a um comportamento não desejado (não permitido pelas especificações de controle). O estado ao qual esse evento não controlável leva o sistema é conhecido como "mau estado" e deve ser eliminado do autômato. Para isso, devem ser eliminadas todas as transições que chegam ao mal estado e, caso estas sejam não controláveis, devem-se eliminar as transições controláveis mais próximas anteriores a esse estado.

Todo esse procedimento é feito através da operação de cálculo dos supervisores, da qual se obtém um autômato que representa o comportamento controlável minimamente restritivo e não bloqueante que atende às especificações de controle. O *software IDES* também realiza esse cálculo.

Para facilitar a compreensão do procedimento até aqui exposto, listam-se seus passos abaixo, executados na ordem apresentada.

- Composição síncrona dos modelos de planta G1, G2 e G3 e obtenção do autômato Gger;
- Composição síncrona dos modelos de planta G4, G5, G6 e G7 e obtenção do autômato Gcarg;
- Composição síncrona das especificações E1, E2 e E3 e obtenção do autômato Eger;
- Composição síncrona das especificações E4, E5, E6 e E7 e obtenção do autômato Ecarg;
- Composição síncrona dos autômatos Gger e Eger e obtenção do autômato Kger, linguagem alvo da parte de geração de energia do sistema;
- Composição síncrona dos autômatos Gcarg e Ecarg e obtenção do autômato Kcarg, linguagem alvo da parte de consumo de energia do sistema
- Cálculo do supervisor de geração Sger a partir da linguagem alvo Kger;
- Cálculo do supervisor de consumo Scarg a partir da linguagem alvo Kcarg.

O autômato do supervisor responsável pela parte de geração e armazenamento de energia do sistema (Sger) possui 15 estados e 44 transições, e pode ser visualizado na Figura 7.10a. Já o autômato do supervisor responsável pela carga (Scarg) possui 28 estados e 92 transições. Este pode ser visualizado na Figura 7.10b.

É notável que a interpretação do autômato, na sua forma gráfica, se torna muito complicada a medida que este cresce em tamanho. A ilustração foi colocada apenas a título de informação. Para facilitar a interpretação dos caminhos dos autômatos gerados, recorre-se a uma outra ferramenta computacional, denominada *Grail* [33]. Essa ferramenta, assim como o IDES, pode ser utilizada para auxiliar em todo o processo de modelagem e síntese do supervisor; além de permitir sua visualização no formato *Grail+*, o qual apresenta, sequencialmente, todas as transições do autômato determinado.

sistema nem ter sido ativado, é mais provável que a bateria esteja em níveis normais de operação. Logo, supõe-se que o evento "AtivaSist" será gerado, transitando-se para o estado 1.

No estado 1, se a bateria continuar em condições de operar, o evento "IrefMais" será gerado, um incremento na referência de corrente do conversor será feito e a transição para o estado 3 será executada. Nele, será aguardada a ocorrência de algum dos eventos não-controláveis "batAcima", "potMais" ou "potMenos", para que se transite de estado novamente. O leitor pode facilmente dar continuidade a essa análise, escolhendo o caminho que achar conveniente, sempre tendo em mente o funcionamento da planta. Os arquivos dos supervisores sintetizados estão reunidos no Anexo G deste trabalho.

O código do supervisor é implementado no microcontrolador de maneira a gerar os eventos não-controláveis a partir das variáveis medidas da planta (potência de entrada, tensão e corrente de saída, comando externo, etc.) e atuar no sistema (referência de corrente, desativação do sistema, acionamento da lâmpada, etc.) a partir dos eventos controláveis gerados do processamento do supervisor. Um trecho de código escrito em linguagem C utilizado para a geração dos eventos não controláveis "batAcima", batCrit" e "batNorm" está mostrado na Tabela 7.4

Tabela 7.4 - Geração de eventos não controláveis

```
// eventos não controláveis
bool batAcima = 0;
bool batCrit = 0;
bool batNorm = 0;

// variáveis auxiliares
bool batNormFlag = 0;
bool batAcimaFlag = 1;
bool batCritFlag = 1;

(...)

// geração dos eventos BatAcima, BatCrit e BatNormal
if(io < ibatNorm && vo < vbatNorm && batNormFlag) {
    batNorm = 1; batNormFlag = 0; batAcimaFlag = 1; batCritFlag = 1;
}
if(batAcimaFlag && (io > ibatAcima || vo > vbatAcima)) {
    batAcima = 1; batNormFlag = 1; batAcimaFlag = 0;
}
if(batCritFlag && (io > ibatCrit || vo > vbatCrit)) {
    batCrit = 1; batNormFlag = 1; batCritFlag = 0;
}

(...)
```

Como esses eventos são gerados a partir de variáveis contínuas, usou-se do artifício de uma memória *flag* para identificar se o evento acabou de ser gerado e não o anunciá-lo novamente em seguida. As variáveis *flag*, inicialmente, permitem apenas a verificação dos eventos "batAcima" e "batCrit", considerando que parte-se de uma condição normal. Se as condições para a geração de "batAcima" forem percebidas, este é gerado e o valor de sua *flag* invertido, impedindo que no próximo ciclo de varredura esse evento seja novamente gerado. Só é permitida a geração desse evento a partir do momento que se tenham sido detectadas condições normais de operação na bateria.

Um trecho do código implementado para processamento do autômato está apresentado na Tabela 7.5. Este é melhor compreendido interpretando-o juntamente com o arquivo *Grail+* gerado, exposto anteriormente na Tabela 7.3.

Tabela 7.5 - Processamento dos eventos

```
// estados
bool Es1[17] = {1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
(...)

// supervisor da geração em loop
if(Es1[0] && batAcima) {
    Es1[0] = batAcima = 0; Es1[2] = 1;
}
if(Es1[0]) {
    Es1[0] = 0; Es1[1] = AtivaSist = 1;
}
if(Es1[1] && batAcima) {
    Es1[1] = batAcima = 0; Es1[4] = 1;
}
if(Es1[1]) {
    Es1[1] = 0; Es1[3] = IrefMais = 1;
}
if(Es1[2] && batNorm) {
    Es1[2] = batNorm = 0; Es1[0] = 1;
}
if(Es1[2] && batCrit) {
    Es1[2] = batCrit = 0; Es1[5] = 1;
}
if(Es1[2]) {
    Es1[2] = 0; Es1[4] = AtivaSist = 1;
}
(...)
```

Fonte: produção do próprio autor

O processamento é feito estado a estado, num *loop* infinito. Assim que é detectado o estado atual, entra-se na rotina de tratamento deste, na qual é analisado

se eventos não controláveis foram gerados. Em caso afirmativo, estes são tratados e desabilitados (reconhecimento do evento). Em caso negativo, passa-se para os eventos controláveis, que são imediatamente gerados. Após o tratamento dos eventos, modifica-se o vetor de estados, desabilitando-se o estado atual e habilitando-se o estado subsequente, na lógica do autômato.

A Tabela 7.6, por sua vez, mostra a geração de eventos controláveis. Neste caso, de muito mais fácil compreensão, a partir do momento que algum dos eventos controláveis "AtivaSist" ou "DesatSist" tenha sido gerado, o próprio evento é desativado (indicando seu reconhecimento) e a atuação na planta é executada.

Tabela 7.6 - Geração dos eventos controláveis

```
// eventos controláveis
bool AtivaSist = 0;
bool DesatSist = 0;

(...)

// geração dos eventos AtivaSist e DesatSist
if(AtivaSist) {
    AtivaSist = 0;
    iref = irefMin;
    digitalWrite(shutPin, LOW);
}
if(DesatSist) {
    DesatSist = 0;
    iref = irefMin;
    digitalWrite(shutPin, HIGH);
}

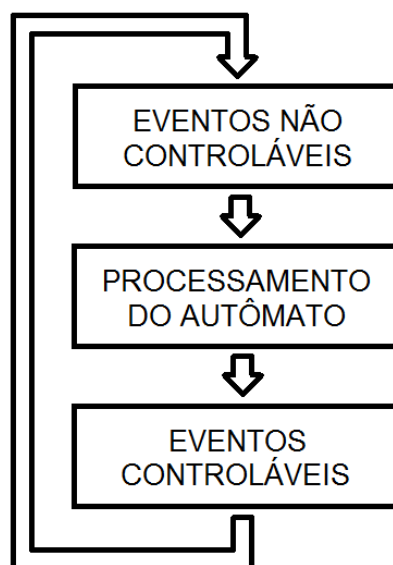
(...)
```

Fonte: produção do próprio autor

O código implementado no microcontrolador deve seguir a sequência de processamento apresentada pelo fluxograma da (figura). Primeiramente são lidas as entradas e gerados os eventos não controláveis do sistema. A partir deles, o autômato é processado e as devidas transições são executadas. Nessa etapa, podem ter sido gerados eventos controláveis. Estes, por sua vez, são tratados por último no fluxograma e geram as ações de controle levadas à planta, através das saídas do microcontrolador. O procedimento se repete ciclicamente.

A implementação na *Black Board* foi efetuada e os resultados experimentais do funcionamento do sistema serão apresentados na seção seguinte.

Figura 7.11 - Fluxograma de implementação do supervisor



Fonte: produção do próprio autor

7.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O supervisor foi embarcado na *Balck Board* e o protótipo foi submetido a três dias de testes ininterruptos. A Figura 7.12 mostra o posicionamento dos módulos fotovoltaicos sobre o telhado para realização dos testes.

Figura 7.12 - Imagem do posicionamento dos módulos para teste do protótipo



Fonte: produção do próprio autor

Durante os três dias de testes, diversas condições foram analisadas. Houve mudanças abruptas na insolação, em função da grande nebulosidade que se

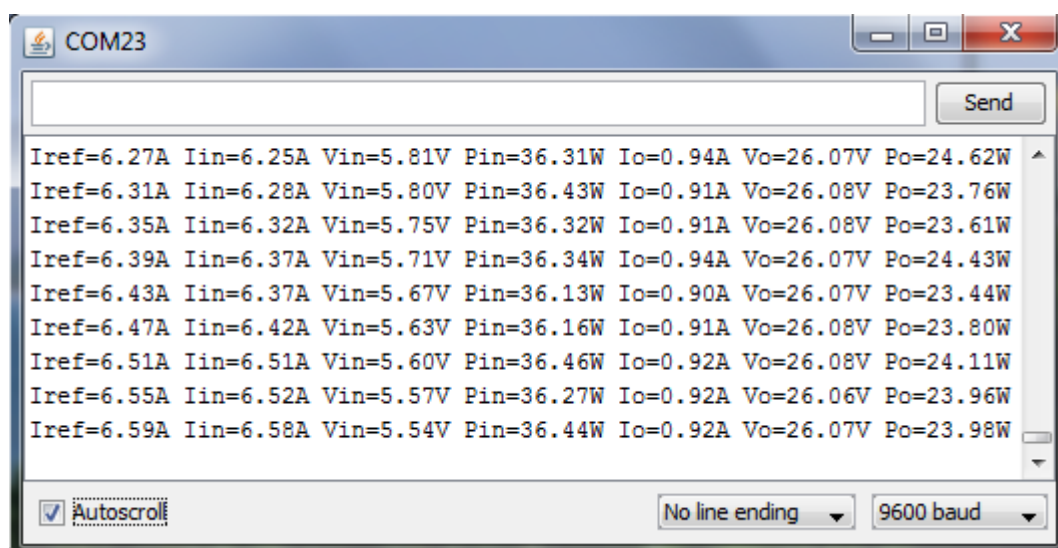
formava de tempos em tempos, e foi possível validar o rastreamento da máxima potência do supervisor. O controle de carga da bateria funcionou com êxito, controlando com perfeição a tensão sobre seus terminais e não permitindo que correntes elevadas fossem impostas sobre a mesma. À medida que as baterias se carregavam, a tensão naturalmente subia e, em vários momentos, foi exigido a desativação do sistema pelo reconhecimento dos níveis críticos.

O segundo supervisor também obteve êxito em seu funcionamento. A lâmpada era proibida de ligar durante o dia, mesmo que houvesse carga suficiente na bateria e o comando externo de "liga" tivesse sido reconhecido. Durante a noite, a lâmpada se acendia e, nessa situação, o comando externo, tanto para ligá-la quanto para desligá-la, pôde ser testado com sucesso.

Contudo, os testes detectaram um problema no dimensionamento do banco de baterias. Ao que tudo indica, a capacidade de carga projetada não é suficiente para suprir a lâmpada durante uma noite inteira. Foram verificadas elevadas perdas no circuito de alimentação auxiliar, que foram tomadas, inicialmente, como desprezíveis. Na realidade, verificou-se que, apenas para manter os circuitos lógicos operantes (fundamentais para o funcionamento do conversor), utilizam-se de aproximados 2 W de potência. Isso representa uma parcela significativa do valor de potência projetado para a carga, restando pouca margem para a operação do que interessa: a lâmpada de LEDs. Será proposto na conclusão, como trabalho futuro, que se analise a viabilidade de aumentar a capacidade do banco de baterias e reduzir o consumo de energia da fonte auxiliar.

O acompanhamento do sistema foi realizado através da porta de comunicação serial da *Black Board*, pela leitura dos dados de tensão, corrente e potência na entrada e na saída do conversor. A corrente de referência imposta também foi analisada. Uma imagem do ambiente de leitura dos dados está apresentada na Figura 7.13. Nesse instante, o sistema estava operando durante o dia e havia luz solar suficiente para gerar energia. Nota-se a potência máxima rastreada para a condição ambiente no momento do teste, que atinge valor $P_{in} = 36 \text{ W}$; além do perfeito rastreamento da referência de corrente de entrada (I_{ref}) pela medida (I_{in}). A corrente e a tensão de saída, respectivamente I_o e V_o , estão dentro dos limites impostos pelo supervisor.

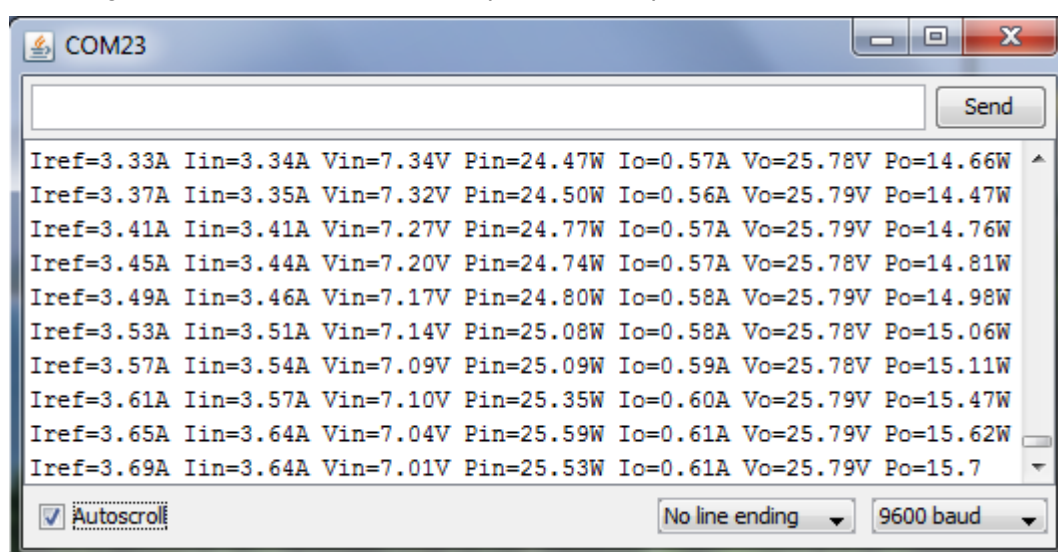
Figura 7.13 - Análise do sistema operando com potência de 36 W na entrada



Fonte: produção do próprio autor

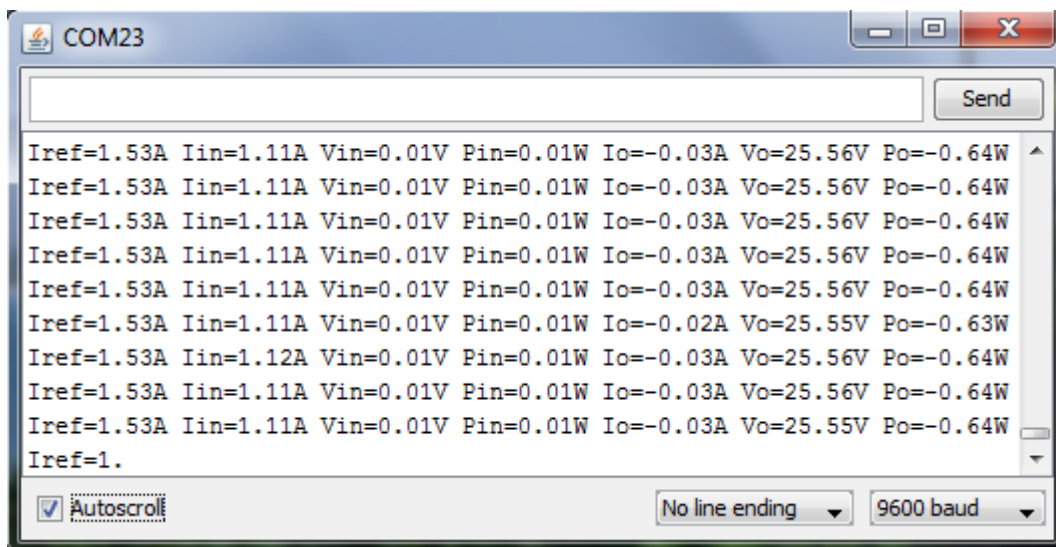
Outros dois momentos de testes foram gravados: um, mostrado na Figura 7.14, no qual a radiação solar diminuiu de intensidade, forçando o sistema a operar em outro ponto de máxima potência; e outro, mostrado na Figura 7.15, quando a luz solar diminuiu drasticamente, anulando a potência de entrada (P_{in}) e, consequentemente, a energia transferida para a saída do sistema. Os dados apresentados são atualizados a cada 100 ms, tempo esse escolhido como taxa de atualização do controlador com as informações da planta.

Figura 7.14 - Análise do sistema operando com potência de 24 W na entrada



Fonte: produção do próprio autor

Figura 7.15 - Análise do sistema operando sem potência na entrada



Fonte: produção do próprio autor

8 CONCLUSÃO

Para a construção das conclusões que serão aqui expostas, voltam-se aos objetivos específicos traçados na introdução do presente documento, repetidos abaixo.

- Estudar modelos e arranjos de LEDs que proporcionem melhor rendimento no consumo da energia armazenada e sejam adequados para estimular o fototropismo positivo dos insetos;
- Estudar métodos de rastreamento da máxima potência de um módulo fotovoltaico e selecionar o melhor método para aplicação no sistema;
- Estudar, modelar, simular e construir um conversor C.C.-C.C. para conectar o módulo fotovoltaico à bateria ou banco de baterias;
- Realizar testes da armadilha construída, segundo orientação e acompanhamento de profissionais especializados da EPAGRI, para validação do protótipo desenvolvido.

Dos quatro objetivos traçados, o terceiro, que diz respeito ao conversor C.C.-C.C., foi concluído em plenitude. O Capítulo 6 foi o mais completo do trabalho e muito bem sucedido no estudo, modelagem, simulação e construção de um conversor para processamento de energia fotovoltaica. O conversor se mostrou sintonizado com as especificações de projeto e foi muito bem aplicado ao propósito em que foi concebido. Certamente, ficou claro que o Boost é um dos conversores que melhor se aplica ao processamento de energia solar fotovoltaica em sistemas que não necessitem de elevados ganhos ou estejam isolados da carga.

Dos demais objetivos, o primeiro se aproximou bastante do que se propôs. Foram estudados e encontrados LEDs que excitam o fototropismo dos insetos, inclusive com ensaios satisfatórios em laboratório. Percebeu-se que os LEDs ultravioleta são de grande utilidade no estímulo dos insetos e promissores para uso em armadilhas luminosas. Os LEDs azuis e brancos também se mostraram promissores, principalmente pelo seu baixo custo. Não se conseguiu avançar, entretanto, na melhora do rendimento em circuitos que acionam LEDs. Apesar de terem sido propostas soluções mais eficientes, optou-se pelo circuito com espelhos de corrente, que operam de forma satisfatória, mas não apresentam elevado rendimento.

O estudo dos métodos de rastreamento de máxima potência ficou aquém do esperado. Foi feita uma brevíssima revisão dos métodos mais usados e partiu-se rápido para a aplicação de um deles. Isso muito se justifica pelo curto tempo disponível para desenvolvimento do trabalho. Apesar disso, o método se aplicou muito bem ao rastreamento e está operante no sistema.

Por fim, o último dos objetivos foi o mais prejudicado pela falta de tempo. A armadilha só será posta em operação após o término deste documento e não serão adicionados aqui os resultados de campo do protótipo, muito embora se acredita que estes serão satisfatórios.

Todavia, o trabalho de conclusão de curso envolveu interessantes abordagens, não previstas nos objetivos traçados durante sua concepção. A construção dos módulos fotovoltaicos se mostrou satisfatória como alternativa para evitar seu alto custo de aquisição. Cada um dos módulos construídos ficou orçado em, aproximadamente, R\$ 150,00. Obviamente, os custos com a mão de obra não estão inclusos e certamente contam, pois a dificuldade e o tempo gasto para a confecção dos painéis foram altos.

A construção da lâmpada de LEDs, da forma como foi idealizada, também não se mostrava dentre os objetivos do trabalho. Considera-se um diferencial, para o protótipo, a estrutura de LEDs proposta.

Por fim, a teoria de Controle Supervisório de Sistemas a Eventos Discretos se mostrou perfeitamente aplicável ao controle de circuitos que envolvem o processamento de energia e o controle supervisório de sistemas eletrônicos. Obteve-se grande êxito ao modelar a planta e as especificações, assim como ao implementar os supervisores calculados. A formalização da estrutura lógica do sistema de supervisão em um SED permitiu uma visão mais global do problema e a rápida identificação de erros de código.

O presente trabalho foi um passo pioneiro nos estudos em armadilhas luminosas com LEDs no Brasil. Sua aplicabilidade é pouco conhecida e difundida mundialmente e o elevado custo ainda dificulta sua utilização. Sugere-se que se dê continuidade a essa iniciativa. Para auxiliar nessa tarefa, são colocadas, no capítulo seguinte, algumas proposições de trabalhos futuros.

9 TRABALHOS FUTUROS

Propõem-se, como primeiros passos na continuidade deste trabalho, a realização de estudos na busca pela estratificação de perdas do sistema. Sugere-se que sejam analisadas mais detalhadamente as perdas dos vários estágios do sistema elétrico proposto para a armadilha e localizem-se os pontos mais críticos a serem trabalhados na busca pela melhora da eficiência. Além da realização de um estudo mais aprofundado relacionado aos custos gerais do protótipo, na busca pela redução destes.

Os LEDs, apesar de promissores, ainda apresentam elevado custo a ponto de inviabilizar qualquer tentativa de aplicação desse sistema de armadilha luminosa em uma lavoura. Propõe-se que se dê continuidade às pesquisas em LEDs, na busca por novas tecnologias, mais eficientes e baratas, que permitam a aplicação desse sistema aos monocultivos.

Ainda se tratando da fonte luminosa, uma vertente de desenvolvimento em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes também soa como interessante nesse contexto. A utilização da lâmpada de luz negra é absolutamente difundida no controle de pragas por armadilhas luminosas e a manutenção da utilização dessas lâmpadas continua sendo uma opção interessante.

Sugere-se também que se estudem outros circuitos para acionamento de LEDs e que se consiga maior eficiência nos *drivers* para acionamento dessa fonte luminosa.

Outra linha de pesquisa muito interessante, a ser seguida com esse trabalho, é o uso de energia solar fotovoltaica para alimentação elétrica das armadilhas. Propõe-se que sejam estudadas novas tecnologias de módulos fotovoltaicos, mais eficientes e compactos. A utilização de outras topologias de conversores estáticos também se mostra interessante.

Sugere-se, por fim, que se substitua as baterias de chumbo-ácido por outros tipos, não-poluente e mais eficientes. Como descrito na Seção 7.5, o banco de baterias desse trabalho foi dimensionado de forma equivocada. Como solução imediata serão adicionadas mais duas baterias em paralelo ao barramento CC de saída do conversor. Contudo, o elevado volume já torna essa opção obsoleta. Baterias de Lítio se mostram uma excelente opção nesse contexto.

REFERÊNCIAS

- [1] MATIOLI, J. C.; SILVEIRA NETO, S. **Armadilhas luminosas: funcionamento e utilização**. Belo Horizonte: EPAMIG, 1988.
- [2] SADIKU, M. N. O. **Elementos de Eletromagnetismo**. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [3] ANVISA - Agência Nacional de Vigilância Sanitária. **Resolução - RDC Nº 30 de 1º de junho de 2012**. Disponível em: <<http://portal.anvisa.gov.br/>>. Acesso em: Outubro 2013.
- [4] MARKTECH OPTOELETRONICS. **UV Emitters: MT3650W3-UV**. Disponível em: <<http://www.marktechopto.com/products.cfm?p=Emitter&tab=uv>>. Acesso em: Agosto 2013.
- [5] MARKTECH OPTOELETRONICS. **The History of LEDs and LED Technology**. Disponível em: <<http://www.marktechopto.com/the-history-of-leds-and-led-technology.cfm>>. Acesso em: Agosto 2013.
- [6] PINTO, R. A. **Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**. Santa Maria: UFSM, 2008.
- [7] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.
- [8] EISBERG, R. M.; RESNICK, R. **Física Quântica: Átomos, Moléculas, Sólidos, Núcleos e Partículas**. Rio de Janeiro: Campus, 1979.
- [9] ALONSO, M. **Introduction to LED drivers**. Gramado, RS: COBEP - Brazilian Power Electronics Conference, Tutorial Session, 2013.
- [10] MARKTECH OPTOELETRONICS. **Measurement of LEDs**. Disponível em: <<http://www.marktechopto.com/measurement-of-leds.cfm>>. Acesso em: Outubro 2013.
- [11] GACIO, D. et al. **PWM Series Dimming for Slow-Dynamics HPF LED Drivers: the High-Frequency Approach**. IEEE: Transactions on Industrial Electronics, 2012.
- [12] HORA, J. A.; HAMAK, M. T.; SUIZO, A. K. A. **High Efficiency Asynchronous PWM Boost Converter in 90 nm CMOS Technology for Constant Current LED Driver**. IEEE: TENCON, 2012.

- [13] CORRÊA, C. et al. **Aplicação de espelhos de corrente no acionamento de LEDs de potência**. Juiz de Fora - MG: CBA, 2008.
- [14] NATIONAL SEMICONDUCTOR. **CD4007M/CD4007C Dual Complementary Pair Plus Inverter**. Disponível em: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/105/108563_DS.pdf>. Acesso em: Jun 2014.
- [15] COELHO, K. D. **Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador**. Florianópolis: UFSC, 2001.
- [16] VISION. **CP1270 battery datasheet**. Disponível em: <<http://www.micropik.com/PDF/CP1270.pdf>>. Acesso em: Maio 2014.
- [17] COELHO, R. F. **Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos**. Florianópolis: UFSC, 2008.
- [18] MARTINS, D. C.; COELHO, R. F.; DOS SANTOS, W. M. **Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: revisão e novas propostas**. Natal: XI COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Portência, 2011.
- [19] STEIN, F. G. **Conversão de energia solar fotovoltaica com rastreamento de máxima potência aplicado ao conversor Boost**. Joinville: UDESC, 2012.
- [20] SERA, D.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P. **PV panel model based on datasheet values**. [S.I.]: IEEE, 2007.
- [21] VIALLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; RUPPERT FILHO, E. **Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays**. IEEE: Transactions on Power Electronics, 2009.
- [22] INDOSOLAR. **Datasheet da célula fotovoltaica modelo I6MU15802S**. Disponível em: <>. Acesso em: Janeiro 2014.
- [23] LEMES, T. **Relatório da estimação de energia gerada em uma unidade de mini ou micro geração fotovoltaica nas regiões de Chapecó e Florianópolis - SC**. Joinville: UDESC, 2013.
- [24] MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis - SC: UFSC, 2012.
- [25] BARBI, I. **Projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis: UFSC, 2001.
- [26] BARBI, I.; ILLA FONT, C. H.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: UFSC - INEP, 2002.

- [27] DE NOVAES, Y. R. **Disciplina de Projeto de conversores estáticos - PCE, notas de aula**, Joinville, 2012. Disponível em: <<http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/index.php?pg=materiais&cat=disc>>. Acesso em: Maio 2014.
- [28] BATSCHAUER, A. L. **Apostila da disciplina de controle de conversores estáticos**. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/batschauer/materiais/Apostila_CCE_v7__simobologia_.pdf>. Acesso em: Junho 2014.
- [29] BATSCHAUER, A. L.; CHEHAB NETO, A. C.; PETRY, C. A. **Conversor Boost operando em condução contínua aplicado à correção de fator de potência empregando controle da corrente de entrada para valores médios instantâneos**. Florianópolis: UFSC, 2000.
- [30] TEXAS INSTRUMENTS. **Regulating Pulse Width Modulators**. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/texasinstruments/uc3525a.pdf>>. Acesso em: Jun 2014.
- [31] CASSANDRAS, C. G.; LAFORTUNE, S. **Discrete Event Systems**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2008.
- [32] CURY, J. E. R. **Teoria de controle supervisorio de sistemas a eventos discretos**. Canela - RS: UFSC, 2001.
- [33] REISER, C. **O ambiente GRAIL para controle supervisorio de sistemas a eventos discretos: reestruturação e implementação de novos algoritmos**. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/102088/223069.pdf?sequence=1>>. Acesso em: Jun 2014.
- [34] GREGGIANIN, C. A. et al. **Comparative study of bulbs: incandescent bulbs, fluorescent bulbs and LED bulbs**. Disponível em: <<http://www.espacoenergi.a.com.br/edicoes/18/EE018-07-11%20Comparative%20study%20of%20bulbs%20incandescent%20bulbs%20fluorescent%20bulbs%20and%20LED%20bulbs.pdf>>. Acesso em: Jun 2014.

ANEXO A - Artigo sobre câmaras de bronzamento artificial

Bronzeamento artificial

Estado atual dos conhecimentos médicos sobre esta prática

Dr. Rogério Izar Neves

Dr. Eduard René Brechtbühl

A prática do bronzeamento artificial está muito difundida em nosso meio nos dias atuais, porém a população em geral pouco sabe sobre as consequências desta prática, a curto e a longo prazo.

A luz solar que atinge a superfície terrestre é composta de UVA e UVB. O UVA é o maior responsável pelo foto envelhecimento e bronzeamento pigmentar imediato, enquanto o UVB é o responsável pela queimadura solar, bronzeamento pigmentar tardio e pelo desenvolvimento do câncer de pele. Cerca de 95% dos raios ultravioleta que atingem a Terra são do tipo UVA e apenas 5% são UVB. Os raios UVA possuem intensidade praticamente constante durante o dia e durante o ano inteiro. O UVA atinge a camada mais profunda da pele e a intensidade de radiação UVA que chega até a camada basal da epiderme é 700 vezes maior que a radiação UVB.

As câmaras de bronzeamento artificial são constituídas por uma estrutura de acrílico transparente que permite a passagem da luz gerada por uma série de lâmpadas. Algumas câmaras possuem lâmpadas apenas na sua parte superior, o que exige que o paciente se vire, após cerca de 20 minutos, para o completo bronzeamento; outras possuem lâmpadas em toda sua circunferência, tornando a mudança de decúbito desnecessária. O uso de protetores oculares é imperativo durante as sessões, pois existe o risco de queimadura da córnea, catarata e até cegueira.

Os fabricantes das câmaras de bronzeamento relatam que suas lâmpadas apenas emitem UVA, porém como não existe uma regulamentação rígida que controle sua fabricação nem tampouco existe fiscalização sobre seu uso, pouco se

pode dizer da credibilidade desta fonte de emissão luminosa e sobre os riscos do desenvolvimento do câncer de pele. Portanto as alegações dos institutos de beleza de que este é um procedimento seguro não correspondem à realidade.

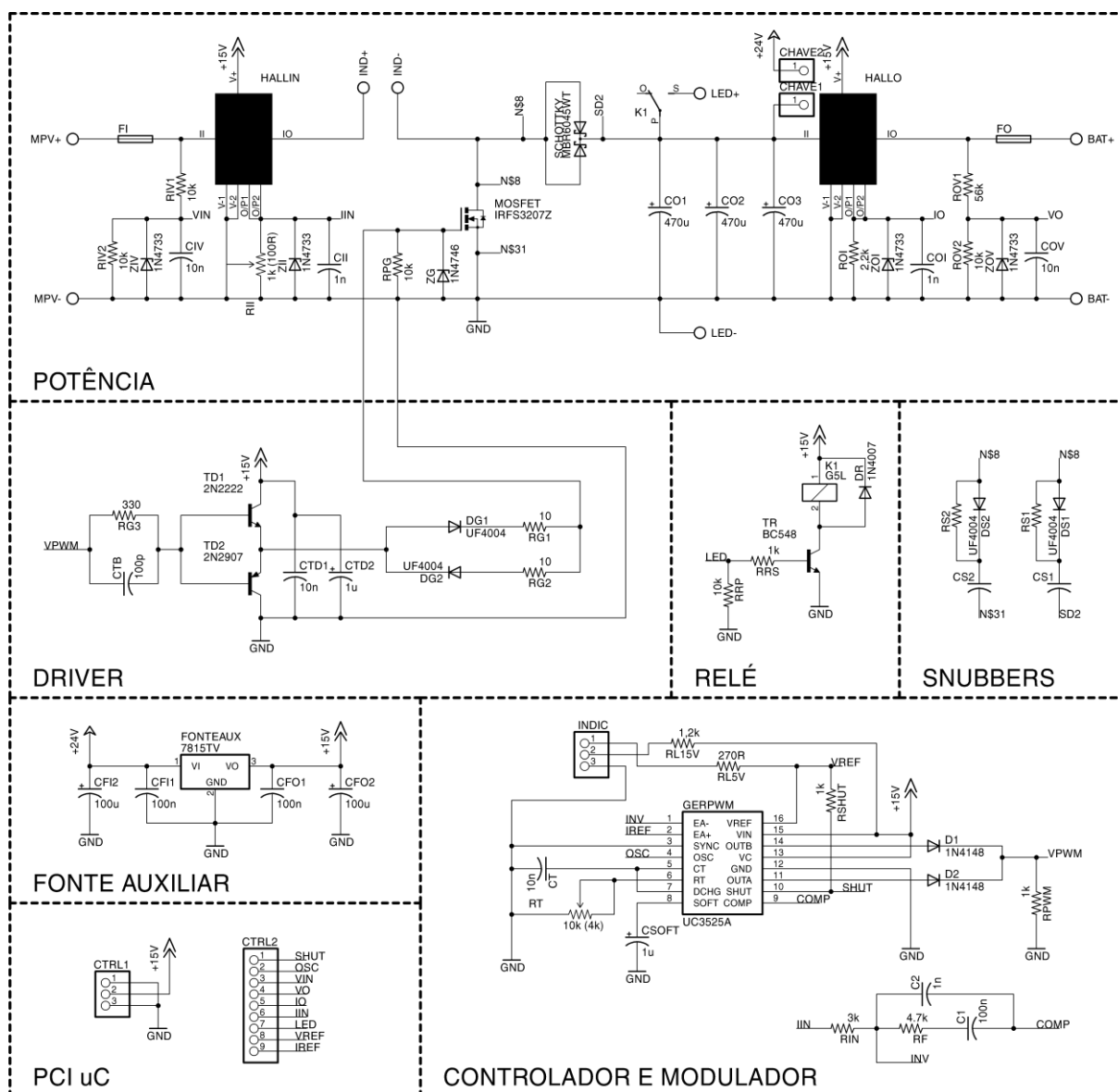
Trabalhos recentes e de diversas instituições científicas mostram que é o UVA, e não o UVB, que está mais relacionado ao aparecimento do melanoma, o mais temível dos cânceres de pele, além do envelhecimento precoce. Isto significa que, em condições normais de exposição ao sol ou nas sessões de bronzeamento artificial, a radiação UVA pode ser tão mutagênica, carcinogênica e imunossupressora quanto a radiação UVB! Atualmente quase todos os laboratórios vem desenvolvendo filtros solares com proteção UVA além da UVB, sendo a nossa recomendação a utilização dos filtros com esta dupla proteção.

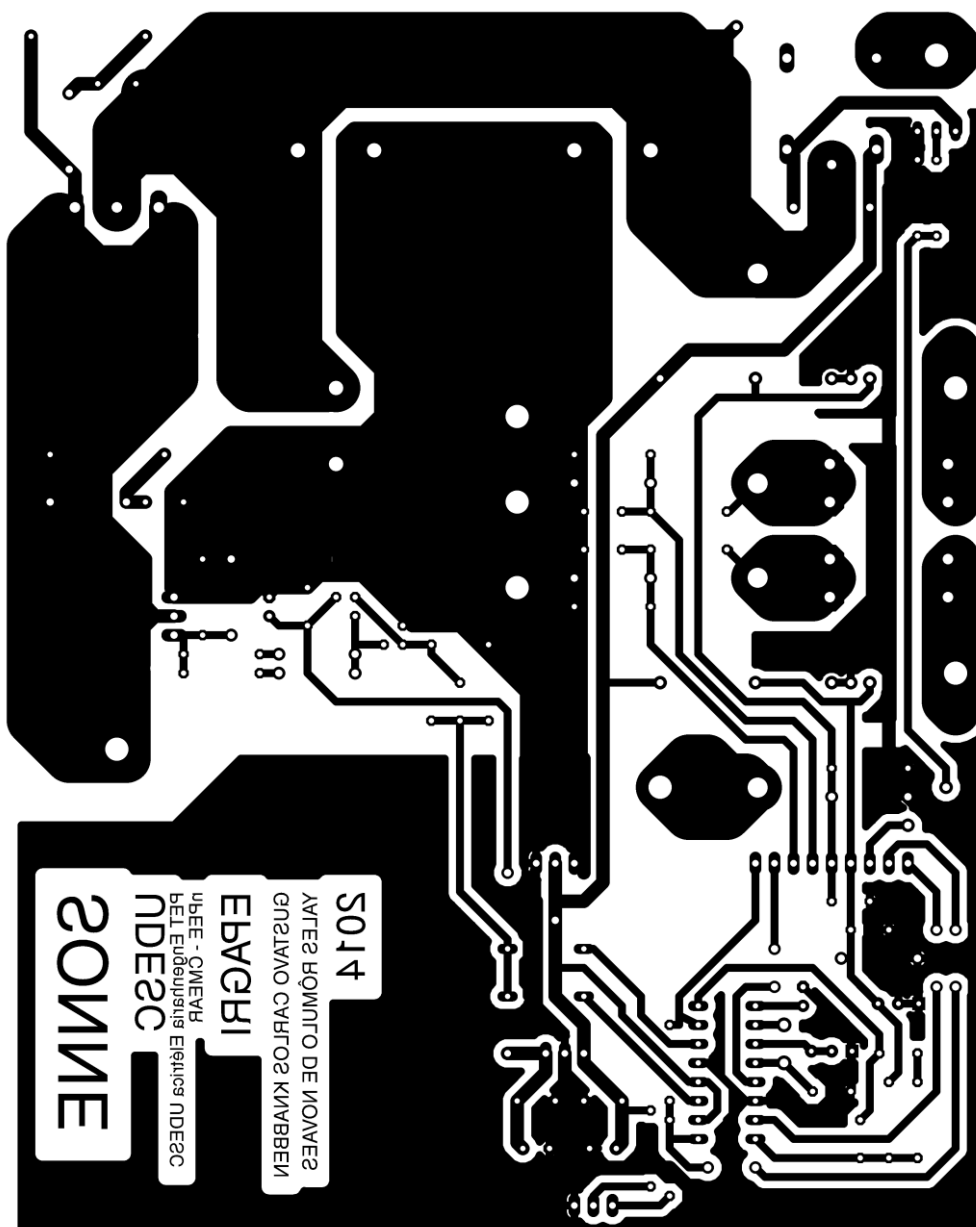
Os médicos precisam estar cientes que o uso do bronzeamento artificial é um fator de risco para o desenvolvimento de câncer de pele. O uso das câmaras de bronzeamento artificial devem ser sempre desencorajadas e, aqueles que tem dificuldade em se bronzear ou tem um risco aumentado de desenvolver câncer de pele (pessoas com múltiplos nevus, sardas, queimaduras solares prévias, lesões malignas cutâneas ou história de imunossupressão) nunca devem utilizá-las.

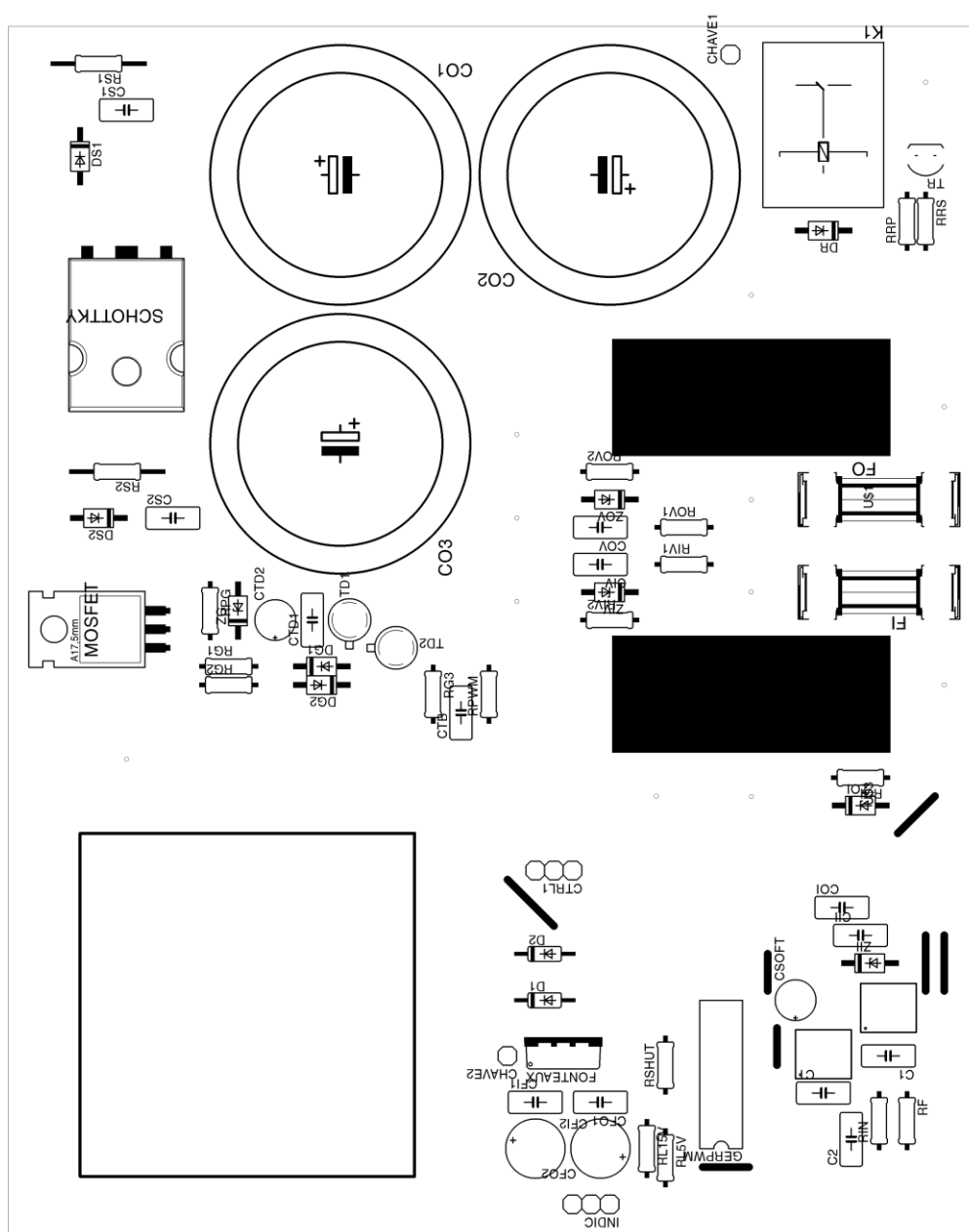
Resumindo, a melhor recomendação que se pode dar é: não faça bronzeamento artificial!

Fonte: <<http://www.cancerdepele.net.br/curiosidade-cancer-de-pele/39-bronzeamento-artificial-cancer-de-pele>>. Acesso em: Outubro/2013.

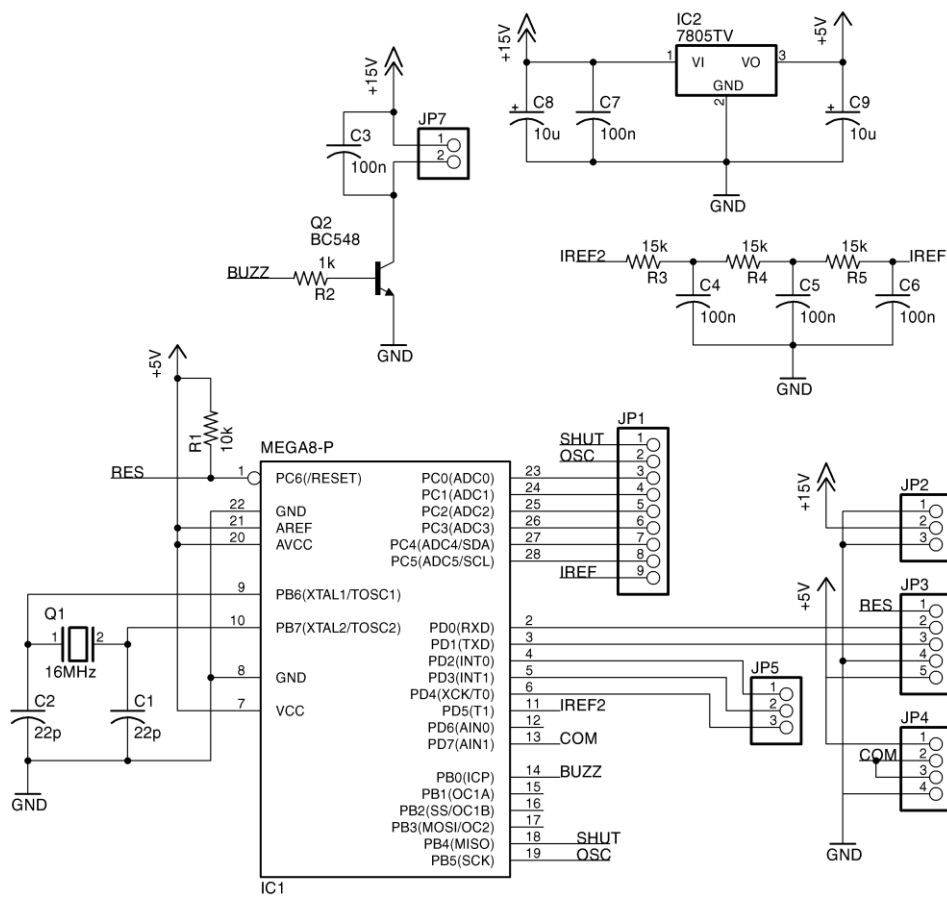
ANEXO B – Esquemático do circuito de potência do conversor Boost

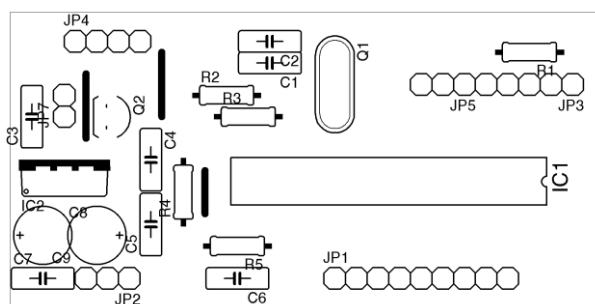
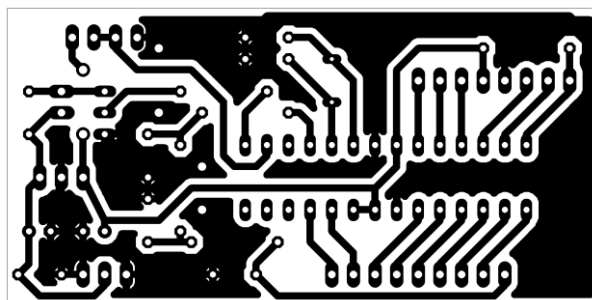


ANEXO C – Layout da PCI de potência do conversor Boost

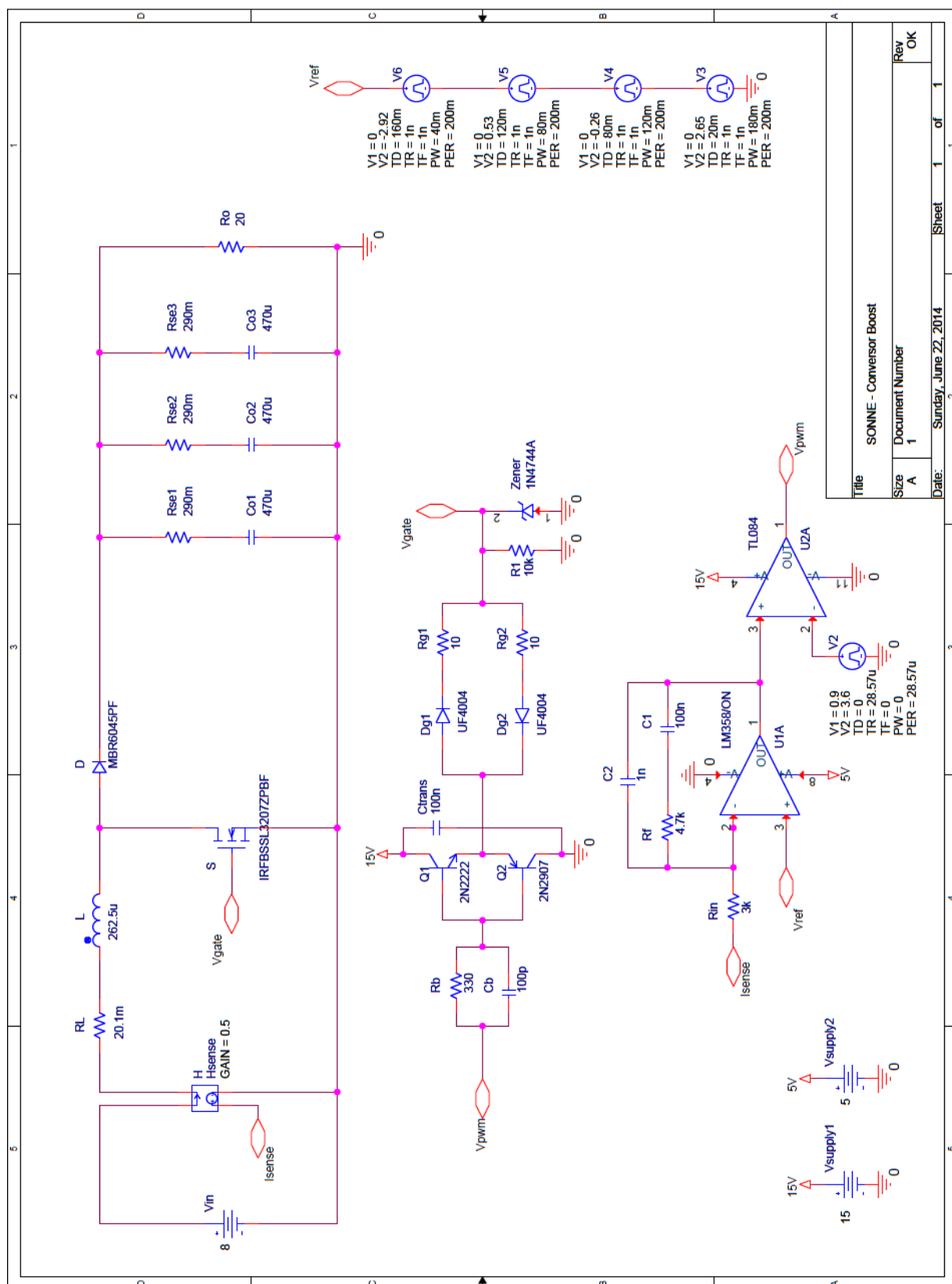


ANEXO D – Esquemático do circuito de supervisão do conversor Boost



ANEXO E – *Layout* da PCI de supervisão do conversor Boost

ANEXO F – Esquemático do circuito simulado em *OrCAD PSpice*



ANEXO G – Supervisores de geração e carga no formato *Grail+*

INÍCIO SUP GERAÇÃO

```
(START) |- 0
0 AtivaSist 1
0 batAcima 2
1 IrefMais 3
1 batAcima 4
2 AtivaSist 4
2 batNorm 0
2 batCrit 5
3 potMais 1
3 potMenos 6
3 batAcima 7
4 IrefMenos 7
4 batNorm 1
4 batCrit 8
5 batNorm 0
6 IrefMenos 9
6 batAcima 4
7 potMais 4
7 potMenos 4
7 batNorm 10
7 batCrit 11
8 DesatSist 5
8 batNorm 1
9 potMais 6
9 potMenos 1
9 batAcima 7
10 potMais 1
10 potMenos 1
10 batAcima 7
11 potMais 8
11 potMenos 8
11 DesatSist 12
11 batNorm 10
12 potMais 5
12 potMenos 5
12 batNorm 13
13 potMais 0
13 potMenos 0
13 AtivaSist 10
13 batAcima 14
14 potMais 2
14 potMenos 2
14 AtivaSist 7
14 batNorm 13
14 batCrit 12
FIM SUP GERAÇÃO
```

INÍCIO SUP CARGA

```
(START) |- 0
0 potBaixa 1
0 batCargaBaixa 2
0 comLigaLamp 3
1 potNorm 0
1 batCargaBaixa 4
1 comLigaLamp 5
2 potBaixa 6
2 batCargaNorm 7
2 comLigaLamp 8
3 potBaixa 5
3 batCargaBaixa 9
3 comDeslLamp 0
4 potNorm 2
4 batCargaNorm 1
4 comLigaLamp 10
5 ligaLamp 11
5 potNorm 12
5 batCargaBaixa 13
5 comDeslLamp 14
6 potNorm 2
6 batCargaNorm 1
6 comLigaLamp 10
7 potBaixa 1
7 batCargaBaixa 2
7 comLigaLamp 3
8 potBaixa 10
8 batCargaNorm 3
8 comDeslLamp 2
9 potBaixa 10
9 batCargaNorm 3
9 comDeslLamp 2
10 potNorm 9
10 batCargaNorm 5
10 comDeslLamp 4
11 potNorm 15
11 batCargaBaixa 16
11 comDeslLamp 17
12 potBaixa 5
12 batCargaBaixa 9
12 comDeslLamp 0
13 potNorm 9
13 batCargaNorm 5
13 comDeslLamp 4
14 potNorm 0
14 batCargaBaixa 4
```

```
14 comLigaLamp 5
15 deslLamp 12
15 potBaixa 11
15 batCargaBaixa 18
15 comDeslLamp 19
16 deslLamp 13
16 potNorm 18
16 batCargaNorm 11
16 comDeslLamp 20
17 deslLamp 14
17 potNorm 19
17 batCargaBaixa 20
17 comLigaLamp 11
18 deslLamp 9
18 potBaixa 21
18 batCargaNorm 22
18 comDeslLamp 23
19 deslLamp 0
19 potBaixa 24
19 batCargaBaixa 23
19 comLigaLamp 22
20 deslLamp 4
20 potNorm 23
20 batCargaNorm 24
20 comLigaLamp 21
21 potNorm 18
21 batCargaNorm 11
21 comDeslLamp 20
22 potBaixa 11
22 batCargaBaixa 18
22 comDeslLamp 19
23 deslLamp 2
23 potBaixa 25
23 batCargaNorm 26
23 comLigaLamp 27
24 potNorm 19
24 batCargaBaixa 20
24 comLigaLamp 11
25 potNorm 23
25 batCargaNorm 24
25 comLigaLamp 21
26 potBaixa 24
26 batCargaBaixa 23
26 comLigaLamp 22
27 potBaixa 21
27 batCargaNorm 22
27 comDeslLamp 23
FIM SUP CARGA
```