

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FLÁVIO VERI FURLAN**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS  
PARA A UTILIZAÇÃO EM UM COMPACTOR DE RESÍDUOS**

**JOINVILLE**

**2016**

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FLÁVIO VERI FURLAN**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS  
PARA A UTILIZAÇÃO EM UM COMPACTOR DE RESÍDUOS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito necessário para obter o grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

**Orientador:** Prof. Dr. Marcello Meza-roba

**JOINVILLE**

**2016**



**"DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS  
PARA A UTILIZAÇÃO EM UM COMPACTOR DE RESÍDUOS"**

por

**Flávio Veri Furlan**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção  
do título de

**Bacharel em Engenharia Elétrica**

e aprovado em sua forma final pelo

**CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DO  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA  
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA**

---

Dr. Marcello Mezaroba  
CCT/UDESC (Orientador/presidente)

Banca Examinadora:

Joinville, 01 de Dezembro  
2016.

---

Dr. Sergio Vidal Garcia de Oliveira  
CCT/UDESC

---

Eng<sup>o</sup> Pedro Henrique Marques Arfeli  
Whirlpool/S.A.

---

Nome do Suplente  
CCT/UDESC (Suplente)



## AGRADECIMENTOS

Ao professor Marcello Mezaroba, pela orientação. Ao meu grande amigo de trabalho Pedro Arfeli. Aos meus amigos do nPPE os quais me ajudaram muito durante a faculdade, em especial: Maicon de Carvalho, Bruno Lodi e Wendel Rossi. Aos meus amigos: Ewerton Urio e Filipe Barreto, pelo companheirismo. À UDESC pelo conhecimento e estrutura. E, sobretudo, aos meus pais Sandra e Cláudio e ao meu grande irmão Renê. São eles que não mediram forças para me apoiar e incentivar nessa grande jornada e que sempre me acolhem de braços abertos para me ajudar



*"Everybody is a Genius. But If You Judge a  
Fish by Its Ability to Climb a Tree, It Will Live  
Its Whole Life Believing that It is Stupid"*  
*Albert Einstein*



## RESUMO

A proposta deste trabalho de conclusão de curso é realizar o carregamento de uma bateria para a utilização em um compactador de resíduos utilizando a energia solar. Para isso será estudado e especificado um módulo fotovoltaico que atenda a especificação do projeto. Para promover um funcionamento em períodos em que não há incidência solar, a energia gerada pelo módulo fotovoltaico será armazenada em uma bateria, por este motivo serão estudados analisados os diversos tipos de baterias existentes e projetado um modelo que atenda as especificações. A tensão gerada pelo módulo fotovoltaico não será suficiente para carregar a bateria, portanto será utilizado um conversor elevador de tensão, conhecido como *BOOST*. Por se tratar de uma aplicação onde envolve energia solar, serão apresentados alguns métodos de rastreamento de máxima potência (MPPT) e destacado o caso mais adequado para o projeto. Por fim, será dimensionado os componentes do conversor e seu funcionamento será testado utilizando software de simulação e, também, serão realizados testes experimental em bancada.

**Palavras-chave:** energia solar, conversor boost, MPPT, rastreamento de máxima potência, compactadora de resíduos



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Máquina Compactadora de Resíduos . . . . .	23
Figura 1.2	Máquina Compactadora de Resíduos . . . . .	24
Figura 1.3	Diagrama de blocos do sistema elétrico . . . . .	25
Figura 1.4	Conversor CC-CC . . . . .	26
Figura 1.5	Topologia do conversor <i>Boost</i> . . . . .	27
Figura 1.6	Topologia do conversor <i>Flyback</i> . . . . .	28
Figura 1.7	Topologia do conversor <i>Forward</i> . . . . .	29
Figura 2.1	Dispositivo utilizado para compressão . . . . .	33
Figura 2.2	Modelo simplificado de um motor CC . . . . .	34
Figura 2.3	Corrente consumida . . . . .	35
Figura 2.4	Bateria de chumbo-ácido da fabricante MasterPower . . . . .	36
Figura 2.5	Método de carga de baterias chumbo-ácido . . . . .	41
Figura 2.6	Características das curvas de descarga da bateria Unipower . . . . .	42
Figura 2.7	Junção p-n e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de Silício, sob influência do campo elétrico E. . . . .	43
Figura 2.8	Espectro eletromagnético . . . . .	44
Figura 2.9	Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica . . . . .	45
Figura 2.10	Associação série de células fotovoltaicas . . . . .	45
Figura 2.11	Associação paralela de células fotovoltaicas . . . . .	46
Figura 2.12	Associação mista de células fotovoltaicas . . . . .	46
Figura 2.13	Variação da tensão e corrente em relação a radiação . . . . .	47
Figura 2.14	Variação da tensão e corrente em relação a temperatura . . . . .	48
Figura 2.15	Irradiação solar no plano horizontal na cidade de São Francisco do Sul . . . . .	48
Figura 2.16	Vista superior do protótipo com as células fotovoltaicas . . . . .	51
Figura 3.1	Conversor <i>Boost</i> . . . . .	53
Figura 3.2	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> em função da razão cíclica . . . . .	54
Figura 3.3	Primeira etapa de operação do Boost . . . . .	55
Figura 3.4	Segunda etapa de operação do Boost . . . . .	55
Figura 3.5	Formas de onda no conversor Boost em modo condução contínua . . . . .	56
Figura 3.6	Gráfico Potência dissipada no núcleo por grama . . . . .	62

Figura 3.7	Indutor construído .....	63
Figura 3.8	Aplicações dos transistors pelos parâmetros de corrente, tensão e frequência de operação .....	65
Figura 3.9	Gráfico de perdas dos componentes .....	68
Figura 4.1	Malha analisada do conversor.....	69
Figura 4.2	Controle de corrente de entrada do conversor.....	70
Figura 4.3	Diagrama de Bode do conversor de função de transferência simplificada.....	72
Figura 4.4	Diagrama de Bode da planta de corrente .....	73
Figura 4.5	Diagrama de Bode do controlador.....	75
Figura 4.6	Diagrama de Bode da planta controlada .....	76
Figura 4.7	Circuito elétrico equivalente do compensador "avanço atraso de fase" .....	77
Figura 4.8	Circuito elétrico comparador.....	77
Figura 4.9	Diagrama elétrico interno do CI UC3525A .....	78
Figura 4.10	Configuração da saída PWM do CI UC3525A .....	79
Figura 4.11	Circuito do driver utilizado no acionamento do MOSFET... ..	80
Figura 4.12	Fluxograma do método Perturba e Observa com perturbação da corrente de referência .....	82
Figura 4.13	Circuito shunt medição de corrente .....	85
Figura 4.14	Circuito para medição de tensão .....	85
Figura 4.15	Circuito para medição de tensão .....	85
Figura 4.16	Filtro RC .....	86
Figura 5.1	Circuito simulado .....	87
Figura 5.2	Tensão na carga .....	88
Figura 5.3	Corrente de entrada .....	88
Figura 5.4	Tensão e corrente no diodo .....	89
Figura 5.5	Tensão e corrente na chave .....	90
Figura 5.6	Circuito simulado .....	91
Figura 5.7	Corrente de entrada e referência.....	92
Figura 5.8	Tensão do controle e referência .....	92
Figura 5.9	Comando na chave .....	93
Figura 6.1	PCI do conversor .....	95
Figura 6.2	Ondulação de corrente no indutor .....	96
Figura 6.3	Tensão e corrente no indutor.....	97

Figura 6.4	Tensão e corrente na chave .....	98
Figura 6.5	Tensão e corrente na chave .....	99
Figura 6.6	Tensão e corrente no diodo .....	100
Figura 6.7	Tensão e corrente na carga .....	100
Figura 6.8	Corrente de entrada e tensão gerada pelo sensor de corrente ..	101
Figura 6.9	Onda triangular e tensão de referência do sensor .....	102
Figura 6.10	Sinal PWM .....	102
Figura 6.11	Degrau gerado na referência .....	103
Figura 6.12	Degrau gerado na referência .....	104
Figura 6.13	Conversor Boost .....	104
Figura 6.14	Setup utilizado nos testes .....	105
Figura 6.15	Rendimento do conversor Boost .....	106
Figura 6.16	Rendimento do conversor Boost .....	107
Figura A.1	Layout da placa eletrônica .....	113
Figura A.2	Esquema elétrico da placa eletrônica .....	114



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	Índice de reciclagem no Brasil em comparação com outros países.....	20
Tabela 1.2	Economia com o uso da reciclagem .....	22
Tabela 1.3	Matriz de Decisão .....	30
Tabela 2.1	Dados técnicos macaco elétrico .....	33
Tabela 2.2	Características de diversos tipos de baterias(CÂNDIDO,2010).	38
Tabela 2.3	Energia e radiação diária em uma célula na região de São Francisco do Sul .....	49
Tabela 3.1	Especificações para o projeto de potência do conversor Boost	57
Tabela 3.2	Especificações do projeto do indutor .....	59
Tabela 3.3	Especificações do núcleo do indutor EE-42/20.....	59
Tabela 3.4	Especificações do condutor AWG 23 .....	60
Tabela 3.5	Especificações Capacitor de Saída.....	63
Tabela 3.6	Características do Interruptor IRFB3207.....	66
Tabela 3.7	Especificações do diodo MBR10100 .....	67
Tabela 4.1	Grandezas utilizadas no compensador .....	74
Tabela 4.2	Principais parâmetros do sensor ACS712 KIT6.....	83
Tabela 5.1	Comparação dos valores teóricos e simulados .....	90



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>19</b>
1.1	Formulação do problema . . . . .	19
1.1.1	Reciclagem do lixo . . . . .	20
1.2	Justificativa . . . . .	21
1.3	Objetivos . . . . .	22
1.3.1	Objetivo geral . . . . .	22
1.3.2	Objetivos específicos . . . . .	25
1.4	Escolha do Método de Processamento de Energia . . . . .	26
1.5	Revisão Bibliográfica . . . . .	26
1.5.1	Conversor elevador de tensão ( <i>Boost</i> ) . . . . .	27
1.5.2	Conversor <i>Flyback</i> . . . . .	28
1.5.3	Conversor <i>Forward</i> . . . . .	29
1.6	Definição do Conversor . . . . .	29
1.7	Estrutura do trabalho . . . . .	31
<b>2</b>	<b>COMPONENTES DO SISTEMA</b>	<b>33</b>
2.1	Macaco Elétrico . . . . .	33
2.2	Bateria . . . . .	35
2.2.1	Bateria de Níquel Cádmio (Ni-Cd) . . . . .	37
2.2.2	Bateria de Metal Hidreto(Ni-MH) . . . . .	37
2.2.3	Bateria de Íon Lítio(Li-íon) . . . . .	37
2.2.4	Bateria de Chumbo-Ácido . . . . .	37
2.2.5	Escolha do tipo de bateria . . . . .	38
2.3	Dimensionameto da bateria . . . . .	39
2.4	Método de Carga . . . . .	40
2.5	Módulo Fotovoltaico . . . . .	42
2.5.1	Modelo e associações de células . . . . .	44
2.5.2	Incidência solar na região de São Francisco do Sul . . . . .	47
2.5.3	Projeto e construção do módulo fotovoltaico . . . . .	49
<b>3</b>	<b>CONVERSOR <i>BOOST</i></b>	<b>53</b>
3.0.4	Etapas de operação . . . . .	54
3.0.5	Primeira etapa . . . . .	54
3.0.6	Segunda etapa . . . . .	55
3.0.7	Projeto de Potência . . . . .	56
3.0.8	Projeto físico do Indutor . . . . .	58
3.0.9	Filtro de saída - Dimensionamento do capacitor . . . . .	63

3.0.10	Esforços e escolha do interruptor . . . . .	64
3.0.11	Esforços e dimensionamento do diodo . . . . .	67
3.0.12	Eficiência teórica . . . . .	67
<b>4</b>	<b>ANÁLISE E MODELAGEM DO PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR</b>	<b>69</b>
4.0.13	Modelo do conversor . . . . .	69
4.0.14	Projeto do compensador de corrente . . . . .	70
4.0.15	Projeto do circuito de comando do interruptor . . . . .	74
4.0.16	Circuito integrado UC3525 . . . . .	77
4.0.17	O Método MPPT . . . . .	80
4.0.18	Sensoriamento de sinais . . . . .	82
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÃO DO CONVERSOR</b>	<b>87</b>
5.0.19	Simulação em malha aberta . . . . .	87
5.0.20	Tensão na carga . . . . .	87
5.0.21	Corrente de entrada . . . . .	88
5.0.22	Tensão e corrente no diodo . . . . .	89
5.0.23	Tensão e corrente na chave . . . . .	89
5.0.24	Tabela de comparação e conclusão . . . . .	89
5.0.25	Simulação em malha fechada . . . . .	90
5.0.26	Conclusão . . . . .	93
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>95</b>
6.0.27	Projeto e construção da Placa de Circuito Impresso (PCI) . . . . .	95
6.0.28	Teste experimental em malha aberta . . . . .	96
6.0.29	Teste experimental em malha fechada . . . . .	101
6.0.30	Eficiência do conversor BOOST . . . . .	106
6.0.31	Conclusão . . . . .	106
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL</b>	<b>109</b>
7.0.32	Sugestão para trabalhos futuros . . . . .	110
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>111</b>
	<b>ANEXO A – Anexo</b>	<b>113</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A introdução desse trabalho abrangerá a formulação do problema proposto, a justificativa para a sua realização e a descrição dos objetivos desejados.

### 1.1 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Até a metade da década de 1950 o lixo ainda não era considerado um grande problema. Sua grande parte era composto por materiais orgânicos, como restos de frutas e verduras, assim como de animais, e tudo isso é degradável pela natureza. Seu volume era menor e facilmente transformado pelo próprio Meio Ambiente em nutrientes para o solo mas com o passar do tempo isso mudou. As pessoas migraram das áreas rurais para as urbanas, com isso as cidades foram crescendo e o tempo das pessoas começou a se tornar valioso.

O resultado é que começaram a surgir alimentos e outros produtos embalados pronto para o consumo ocasionando um aumento na produção de embalagens que, em sua maioria, necessita de um grande esforço da natureza para retornar novamente ao ciclo da vida.

Com a grande produção de lixo no mundo inteiro os locais para os resíduos estarem dispostos estão se esgotando rapidamente, exigindo soluções para a redução da produção de lixo enviada para aterros sanitários e lixões. Isso tornou-se uma questão que excede à capacidade dos órgãos governamentais necessitando uma postura responsável das empresas e da população.

No Brasil, a responsabilidade pela proteção do meio ambiente, pelo combate à poluição pela oferta de saneamento básico a todos os cidadãos está prevista na Constituição Federal, que deixa ainda, a cargo dos administradores municipais, legislar sobre assuntos de interesse local e organizar serviços públicos. Para isso, a gestão da limpeza urbana e dos resíduos sólidos gerados em seu território é de responsabilidade do município. O município deve-se responsabilizar pelos serviços, como o de coleta e o transporte de resíduos.

O serviço de coleta existente nos municípios pode ser melhorado tendo em vista o mau aproveitamento dos reservatórios (lixeiros) onde os resíduos estão dispostos, além disso as pessoas podem ser mais conscientizadas a descartar corretamente os materiais efetuando, assim o separamento dos resíduos recicláveis.

Devemos se ater da tecnologia disponível e utilizar a inovação para tentar solucionar ou reduzir esses dois problemas, diminuição do volume do resíduo melhorando a logística reversa e o seu descarte correto para a reciclagem.

### 1.1.1 Reciclagem do lixo

O Brasil é a terceira nação que mais acumula lixo. Segundo o Relatório de Resíduos Sólidos Urbanos de 2012, são 183.481 toneladas de sobras por dia, só ficando atrás da China e dos Estados Unidos. Nas cidades com maior concentração populacional, a geração desses resíduos supera 1,2kg/hab/dia.

Caso todo o resíduo reaproveitável atualmente enviado a aterros e lixões em todo o Brasil fosse reciclado, a riqueza poderia chegar a R\$ 8 bilhões anuais. Em Santa Catarina, por exemplo, 4 863,6 toneladas de lixo são produzidas diariamente e destes, 1063,5 toneladas são destinados aos lixões (IBGE-2010)

Quanto aos materiais reciclados, a colocação do Brasil depende do tipo do material reciclável. Os dados da Tabela 1.1 mostram que o país se encontra em primeiro lugar na reciclagem de latas de alumínio (97,9%) quando comparado aos outros países, distintamente do que ocorre ao se analisar os materiais como papel, PET (Polietileno tereftato) e vidro, dos quais o Brasil recicla cerca de 50%, o que atenta para a necessidade de um maior empenho da sociedade tanto na elaboração de políticas públicas, quanto no incentivo à segregação de materiais (coleta seletiva), prática indispensável ao êxito da reciclagem.

Tabela 1.1 – Índice de reciclagem no Brasil em comparação com outros países.

Países	Materiais Recicláveis			
	Latas de Alumínio	Papel	PET	Vidro
Estados Unidos	58,1%	63,6%	28%	-
Japão	92,6%	79,3%	77,9%	-
Argentina	91,1%	45,8%	34%	-
Brasil	97,9%	45,7	58,9%	47%

Fonte: Abrelpe (2013).

Os resíduos sólidos produzidos atualmente na sociedade, em quantidade absurdas e em composições diferenciadas não apresentam uma solução imediata que os faça simplesmente desaparecer, e sim são necessárias políti-

cas públicas, investimento na gestão integrada de resíduos sólidos cuja perspectiva interessante nesta é a reciclagem.

Segundo a lei nº 12.305/10 que institui a Política Nacional de Resíduos Sólidos(PNRS) contém instrumentos importantes para permitir o avanço necessário ao País no enfrentamento dos principais problemas ambientais, sociais e econômicos decorrente do manejo inadequado dos resíduos sólidos. Visa a prevenção e a redução na geração de resíduos, tendo como proposta a prática de hábitos de consumo sustentável e um conjunto de instrumentos para propiciar o aumento da reciclagem e da reutilização dos resíduos sólidos(aquilo que tem valor econômico e pode ser reciclado ou reaproveitado) e a destinação ambientalmente adequada dos rejeitos(aquilo que não pode ser reciclado ou reutilizado). Os instrumentos da PNRS ajudarão o Brasil a atingir uma das metas do Plano Nacional sobre Mudança do Clima, que é alcançar o índice de reciclagem dos resíduos de 20% em 2015.

Não reciclar significa desperdiçar matéria prima, não aproveitar oportunidades de geração de trabalho e renda com reciclagem e re-uso. Além disso são colocados diariamente centenas de caminhões no já caótico trânsito, aumentando o risco de acidentes, o gasto de combustíveis, a poluição e um acelerado desgaste das nossas precárias estradas.

## 1.2 JUSTIFICATIVA

Existem alguns benefícios trazidos pela prática da reciclagem que são a geração de empregos para catadores, sucateiros, operários; minimização da contaminação do solo, da água e do ar; diminuição da contaminação de alimentos e doenças; estímulo à concorrência no mercado; diminuição da contaminação do adubo produzido junto aos resíduos orgânicos; economia de energia; melhoria da limpeza da cidade e da qualidade de vida da população; diminuição do desperdício; prolongamento da vida útil dos aterros sanitários(BISPO, 2013). Além disso, esse processo é econômico quando comparado aos que utilizem matérias-primas virgens. Isso se dá, pois muitas vezes há um menor consumo de energia, materiais, recursos hídricos, e redução de custos direcionados ao controle ambiental e à disposição final. Dentre os benefícios oriundos da reciclagem como alternativa de tratamento para os resíduos está a diminuição de recursos naturais e economia energética, conforme a Tabela 1.2.

Somente é viável a realização da reciclagem quando o poder público se responsabiliza pela pré-selação dos materiais e posteriormente repassa para as indústrias recicladoras. Entretanto, para que esse processo se realize a contento é imprescindível a participação da sociedade, a qual contribuirá na pré-

Tabela 1.2 – Economia com o uso da reciclagem

Materiais Recicladados	Economia de Matéria Prima
Plástico	A cada 1000 Kg de plástico reciclados evitam-se a extração de milhares de petróleo
Papel	A cada 50Kg de papel reciclados evitam-se a derrubada de uma árvore
	Energia - Redução de 23 a 74%
	Água - 58%
	Poluição do ar - redução de 74%
Alumínio	Poluição da água - redução de 35%
	A cada 50 Kg de alumínio enviados para a reciclagem, evitam-se que sejam extraídos do solo 5.000 Kg do minério bauxita.
	Energia - redução de 90 a 97%
	Poluição do ar - redução de 95%
Vidro	Poluição da água - redução de 97%
	A cada 1 Kg de vidro quebrado faz 1 Kg de vidro novo, podendo ser reciclado inúmeras vezes.
	Energia - redução de 4 a 32%
	Água - 50%
	Poluição do ar - redução de 20%

Fonte: produção do próprio autor.

via seleção dos materiais potencialmente recicláveis, os quais por intermédio de cooperativas ou associações serão repassados às indústrias. Sendo assim, com um trabalho em conjunto, a reciclagem passa a ser economicamente viável (BISPO, 2013).

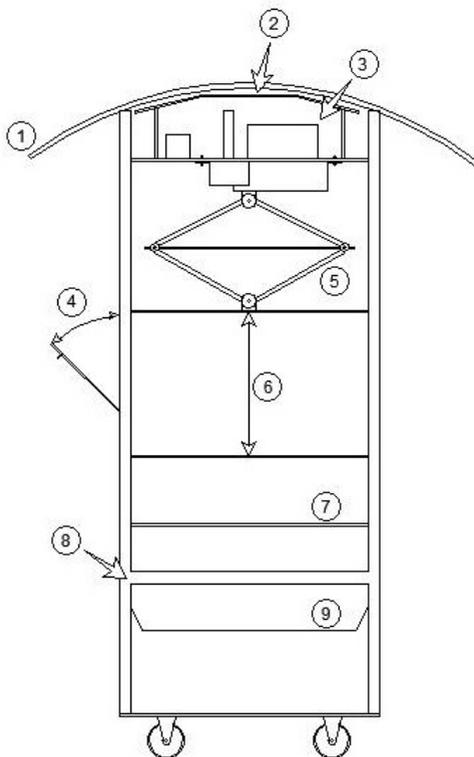
### 1.3 OBJETIVOS

#### 1.3.1 Objetivo geral

O objetivo do trabalho proposto é desenvolver um carregador para a utilização em uma compactadora de resíduos recicláveis utilizando o conceito

de sustentabilidade. O protótipo terá como principal função a compactação do resíduo nela contido. Para um melhor entendimento do leitor, a Figura 1.1 auxiliará na explicação.

Figura 1.1 – Máquina Compactadora de Resíduos



Fonte: produção do próprio autor

A energia elétrica será provida de um módulo fotovoltaico e armazenada em uma bateria, podendo assim, funcionar em momentos em que não há incidência solar e em locais em que não há conexão com a rede elétrica.

Com isso será projetado e construído um módulo fotovoltaico que será localizado na face superior do protótipo (2), uma chapa curvada de acrílico cristal será a cobertura, protegendo as células da chuva e sujeira. Em (3), será contido a bateria e o conversor projetado no trabalho.

Em (5) temos o macaco elétrico que será acoplado a uma chapa de aço resistente para realizar a compactação dos resíduos o qual se localizará no

reservatório(6). O resíduo será inserido através da porta de abertura (4), esta ficará fechada quando o motor estiver acionado evitando acidentes.

Seu fundo (7) será composto com uma chapa de aço galvanizado com pequenos orifícios caso exista algum resíduo com líquidos assim o mesmo irá passar pelo orifício onde, mais abaixo irá cair em uma bandeja (9) contida areia.

Com o principal objetivo de chamar atenção e induzir as pessoas ao descarte correto de materiais, sua estrutura será de acrílico, o qual é um material 100% reciclável e transparente, onde as pessoas poderão ver o tipo de material contido. Cantoneiras de aço (8) darão a sustentação necessária.

Figura 1.2 – Máquina Compactadora de Resíduos



Fonte: produção do próprio autor

O funcionamento da máquina depende da existência de resíduos nela contido. Um sensor ultrassônico monitora o nível de resíduo e comunica para o acionamento que deverá ser do tipo ON-OFF. Com a bateria carregada, o sistema de acionamento poderá atuar. Um sensor de fim de curso limitará a atuação do motor.

A energia que é obtida através das células fotovoltaicas, deverá ser adequada para o carregamento da bateria, para isso será necessário projetar e construir um conversor CC-CC o qual será o foco deste trabalho. Por se tratar

de uma cogeração fotovoltaica, é interessante o uso de uma técnica de máximo ponto de rastreamento, conhecida por MPPT, onde o ponto de máxima potência do painel é rastreado e assim drenada para a bateria, carregando-a de maneira eficiente.

O sistema elétrico do protótipo será fragmentada em blocos, o qual é demonstrado na Figura 1.3

Figura 1.3 – Diagrama de blocos do sistema elétrico



Fonte: produção do próprio autor

### 1.3.2 Objetivos específicos

- Estudar, modelar, simular e construir um conversor CC-CC adequado para conectar o painel fotovoltaico à bateria;
- Revisar detalhadamente o princípio da teoria de MPPT's e selecionar o melhor para aplicação no sistema;
- Estudar e projetar os diferentes tipos de células fotovoltaicas bem como as associações que podem ser feita entre elas e definindo o modelo levando em consideração o custo e área disponível;
- Projetar um sistema autônomo, simples e robusto de acionamento;
- Estudo qualitativo do conversor CC-CC utilizado, onde serão analisadas as etapas de operação e as correntes e tensões nos componentes;
- Fazer um estudo sobre as características de perdas de comutação, condução e do circuito de acionamento;
- Demonstrar os resultados obtidos do projeto através de simulação e análise prática.

## 1.4 ESCOLHA DO MÉTODO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA

A energia necessária para carregar a bateria é uma tensão contínua de +14,5V, tendo em vista que o painel solar já fornece uma tensão contínua, porém de uma magnitude menor devido à área em que ele será projetado, é preciso adequar essa tensão para o sistema proposto, necessitando um conversor CC-CC que eleve essa tensão. A especificação do painel e da bateria será mostrada no Capítulo 2.

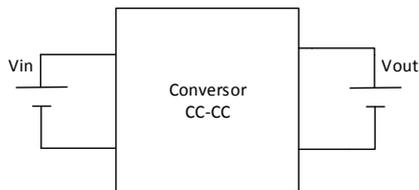
O conversor CC-CC a ser utilizado deve levar algumas considerações, sendo elas: custo, robustez, volume e simplicidade.

Portanto, no item a seguir, será necessário realizar um estudo sobre os principais conversores elevadores de tensão que podem atuar em tal aplicação, que são: *Boost*, *Flyback* e *Forward*.

## 1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que são comutados convertendo uma tensão e corrente CC em uma outra tensão em corrente CC com valores diferentes entre sua entrada e saída. Os conversores podem ser isolados ou não isolados onde este se difere por existir elementos magnéticos acoplados que proporcionam uma isolamento galvânica entre a entrada e saída. O sistema simplificado é representado pela Figura 1.4.

Figura 1.4 – Conversor CC-CC



Fonte: produção do próprio autor

O conversor CC-CC pode ser conceituado por um sistema, formado por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, que tem por função controlar o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada  $V_{in}$  para a fonte de saída  $V_{out}$  (BARBI, 2006). Existe uma grandeza conhecida como razão cíclica ou ciclo de trabalho, simbolizado por "D". O ciclo de trabalho (duty cycle, em

inglês) representa a razão entre o tempo que a chave permanece em condução e o tempo em que esta permanece bloqueada, sendo responsável pelo controle do fluxo de potência no conversor. Uma outra grandeza importante é o ganho estático,  $G$ , definido pela Equação 1.1 uma função da razão cíclica do conversor.

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1.1)$$

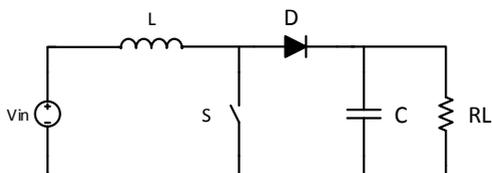
### 1.5.1 Conversor elevador de tensão (*Boost*)

O conversor *Boost* é um circuito eletrônico que converte uma tensão contínua de sua entrada em outra tensão contínua em sua saída de uma magnitude maior ou igual àquela da entrada na saída. A quantidade de componentes presentes na estrutura *Buck* é basicamente a mesma comparada ao conversor *Boost*, porém esses são rearranjados obtendo uma nova topologia onde obrigatoriamente uma indutância  $L$  é colocada em série com a fonte de alimentação. Essa topologia faz com que a fonte de alimentação do conversor *Buck* tenha um comportamento de corrente e as cargas como fonte de tensão. Entre suas aplicações podemos citar (BARBI, 2006)

- Fontes de alimentação
- Retificadores com elevado fator de potência;
- Acionamento do motor de corrente contínua com frenagem regenerativa.

O circuito pode ser visto através da Figura 1.5, o qual consiste em um indutor  $L$ , uma chave  $S$ , um diodo  $D$ , um capacitor de filtro  $C$ , e uma carga  $RL$ .

Figura 1.5 – Topologia do conversor *Boost*

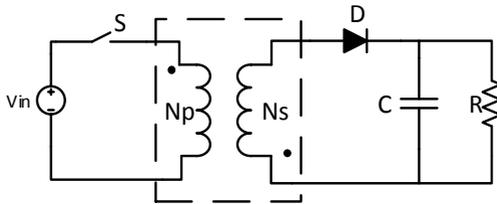


Fonte: produção do próprio autor

## 1.5.2 Conversor *Flyback*

O conversor *Flyback* é o derivado do conversor acumulador de energia *Buck-Boost*, porém o indutor armazenador de energia é substituído pelo transformador de isolamento. Esse transformador de isolamento, além da sua função clássica de isolamento e adaptação dos níveis de tensão entre o primário e secundário, apresenta a função de indutor de acúmulo de energia através de sua indutância magnetizante. O conversor *Flyback* pode operar tanto na condução contínua quanto no modo de condução descontínua, de acordo com a corrente na indutância de magnetização. No modo de condução contínua não ocorre a desmagnetização completa do núcleo do indutor acoplado, podendo ocorrer a saturação do núcleo. No modo de condução descontínua o fluxo magnético é anulado em cada período de comutação, evitando a saturação do núcleo. Este tipo de conversor é bastante utilizado em fontes de alimentação que funcionam através de comutação de chaves, ou conforme o termo que utilizam internacionalmente SMPS ("Switch Mode Power Supply") (BARBI, 2000). Sua topologia é mostrada na Figura 1.6

Figura 1.6 – Topologia do conversor *Flyback*



Fonte: produção do próprio autor

Suas maiores aplicações são para baixas potências, e seu circuito, é o mais simples dentre os principais SMPS. Estes são largamente empregados em circuitos que demanda uma potência menor que 100W (BARBI, 2000). Suas principais características são:

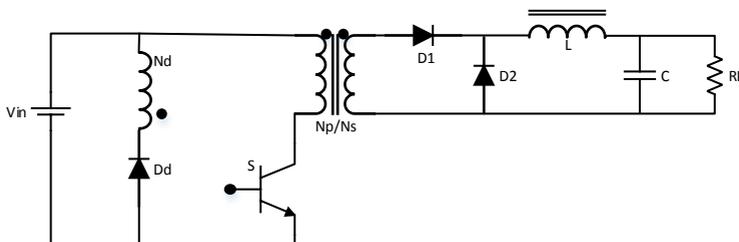
- Baixo custo;
- Isolamento entre entrada e saída;
- Aceita grande variação da resistência de carga;
- Permite o uso de saídas múltiplas;
- Dispensa uso de indutor de filtragem.

### 1.5.3 Conversor *Forward*

O conversor *Forward* é um dos conversores mais amplamente utilizados. Pode ser derivado do conversor *Buck* com a adição de um transformador e de outro diodo no circuito de saída. É quase sempre utilizado no modo de condução contínua, já que nesta condição os picos de corrente do primário e no secundário são menores, assim como a variação da tensão de saída do conversor.

Existe uma pequena energia magnetizante que circula pelo núcleo que deve ser retirada a cada ciclo. Isso faz com que haja necessidade de um enrolamento auxiliar no transformador para garantir a desmagnetização. O conversor *Forward* é utilizado para aplicação de baixa e média potência, geralmente de 30 a 500W (KAZIMIERCZUK, 2008).

Figura 1.7 – Topologia do conversor *Forward*



Fonte: produção do próprio autor

## 1.6 DEFINIÇÃO DO CONVERSOR

Dentre os conversores acima citados temos os isolados: *Forward* e *Flyback* e o *Boost* que é não isolado. Geralmente os isolados são utilizados para cumprir normas que são impostas para isolar a carga da rede elétrica, por possibilitar várias saídas utilizando apenas um interruptor e, também, por ampliar a variação de tensão de saída através do transformador. Além disso, os conversores isolados possuem algumas desvantagens como: o aumento no

volume e no custo, perdas extras nos núcleos e enrolamentos e sobretensão nos semicondutores devido as indutâncias de dispersão.

Para um melhor entendimento, foi criada a Tabela 1.3, que pode ser chamada de matriz de decisão. Foi levado em consideração quatro itens, são eles: volume, custo, simplicidade e robustez. As notas foram dadas de 0 para ruim, 5 para médio e 10 para ótimo.

Tabela 1.3 – Matriz de Decisão

	Boost	Flyback	Forward
Volume	10	5	0
Custo	10	5	0
Simplicidade	10	5	0
Robustez	10	5	0

Fonte: produção do próprio autor

Os conversores *Flyback* e *Forward*, quando comparado ao *Boost* é um pouco mais volumoso, devido ao transformada utilizado na sua topologia e isto faz com que eles também tenham um custo maior. Além disso, o rendimento do transformador contido no *Forward* e *Flyback* deverá ser baixo, pois a potência nominal do conversor não será alta.

Com relação a robustez, o *Forward* possui uma quantidade maior de simicondutores, então deve-se ter um pouco mais de atenção aos esforços de tensão e corrente em cada deles, ou seja, há uma chance maior de dar algum tipo de problema. Já o *Flyback* e *Boost* são bem semelhantes, porém um agravante que o *Flyback* possui é uma maior indutância de dispersão por causa do seu trafo, gerando sobretensão e oscilações nas tensões e correntes nos simicondutores e geralmente é usado um circuito *snubber* para resolver esse problema diminuindo seu rendimento.

O *Forward* sua saída é em corrente, portanto a corrente eficaz no capacitor de saída tende a ser menor do que no *Boost* e no *Flyback*, causando menos stress no capacitor e melhorando a vida útil dele.

Além destes fatos citados anteriormente, o conversor proposto para esse trabalho, não necessita ser isolado. O que torna ainda mais vantajoso a escolha do conversor *Boost*. Sobretudo na Tabela 1.3, notamos uma grande vantagem do conversor *Boost* sobre os demais, portanto este será o escolhido para o presente trabalho no processamento de energia que provém dos módulos fotovoltaicos e é direcionada para o carregamento da bateria. O conversor escolhido será detalhado no Capítulo 3.

## 1.7 ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura do trabalho foi dividida em seis capítulos, cada um se refere a uma parte do sistema elétrico do sistema.

No segundo capítulo será realizado um estudo sobre a bateria, as células fotovoltaicas utilizadas no painel e o motor CC. Também serão abordadas as técnicas para o método de carga da bateria e como realizar seu dimensionamento.

No terceiro capítulo será feita uma revisão bibliográfica detalhada do conversor *Boost* seguido de uma análise qualitativa e quantitativa.

O quarto capítulo trata-se da análise e modelagem do projeto de controle sendo complementada pelo quinto capítulo onde será demonstrada a simulação. Por fim, o sexto capítulo demonstra os resultados experimentais bem como os projetos das placas e a programação utilizada.



## 2 COMPONENTES DO SISTEMA

Conforme mostrado na Figura 1.3, neste capítulo será demonstrado e especificado cada componente que regem o funcionamento do sistema elétrico, exceto o conversor CC-CC o qual será discutido detalhadamente no Capítulo 3, sendo eles: painel solar, bateria e motor.

### 2.1 MACACO ELÉTRICO

Além da alta complexidade de se projetar e construir um motor adequado para efetuar a compressão dos resíduos, não é o foco deste trabalho. Portanto para tal finalidade, iremos adaptar um macaco elétrico auto motivo para realizar a função de compressão. Seus dados técnicos, fornecidos pelo fabricante, podem ser visto na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Dados técnicos macaco elétrico

Material	Ferro
Tensão Nominal	12V DC
Corrente Máxima	10A
Capacidade de carga	1.500Kg

Fonte: Produção do próprio autor



(a) Macaco elétrico automotivo



(b) Motor CC de imã permanente

Figura 2.1 – Dispositivo utilizado para compressão

Para calcularmos a potência consumida do motor, iremos medir a corrente que este demanda ao erguer uma carga de 1000N. A escolha dessa magnitude de força deve-se ao fato mais crítico em que a máquina irá atuar.

Podemos notar em na Figura 2.3 (b), uma corrente média de 3,03A em regime permanente, sabe-se também que para uma total elevação partindo de sua origem e retornado ao mesmo ponto, dura 2 minutos percorrendo uma distância total de 70cm. Utilizamos então esses valores na equação do trabalho na Equação(2.1), onde  $F$  é a força aplicada em um corpo que realiza um deslocamento  $d$  em um tempo  $t$ :

$$dW_{mac} = F * dr \rightarrow W_{mac} = \frac{F * d}{t} = \frac{1000 * 0,70}{120} = 5,83W \quad (2.1)$$

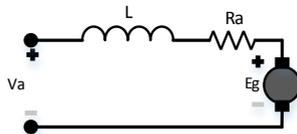
Assumindo um rendimento de 80%, temos então uma nova potência que deverá ser fornecida pela bateria dada por 2.2

$$W_{Total} = \frac{W_{mac}}{0,80} = 7,28W \quad (2.2)$$

Vale a pena destacar uma grande corrente de partida que pode ser visto em 2.3 (a), a razão dessa alta corrente de partida pode ser facilmente entendida considerando-se que, quando o motor é ligado, a armadura está completamente parada e o valor da força contra-eletromotriz  $E_g$  é zero (a velocidade é nula). Em consequência, toda a tensão de armadura,  $V_a$  fica aplicada sobre a resistência de armadura,  $R_a$ , que é bem pequena, dando origem a uma grande corrente de armadura. Isso pode ser visto com a ajuda da Equação 2.3. O modelo elétrico do motor simplificado é mostrado em (2.2).

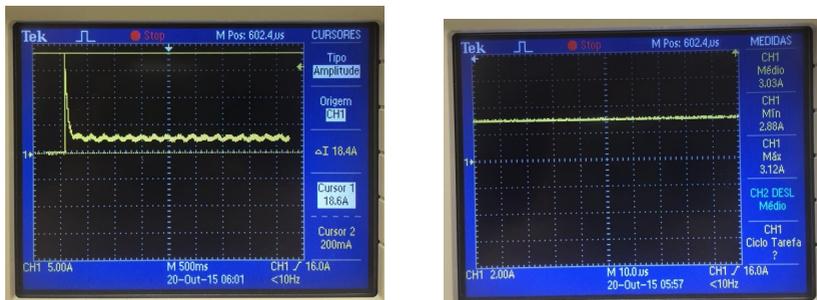
$$E_g = V_a - I_a R_a \quad (2.3)$$

Figura 2.2 – Modelo simplificado de um motor CC



Fonte: produção do próprio autor

Após a partida, o motor ganha velocidade,  $E_g$  e a corrente  $I_a$  diminui. Em alguns casos, para minimizar o efeito da corrente de partida alta, utilizam-



(a) Corrente de pico de partida

(b) Corrente consumida em regime permanente

Figura 2.3 – Corrente consumida

se técnicas de redução de corrente, principalmente em motores de grande potência, tais como partida em tensão de armadura reduzida usando reostatos.

O equipamento utilizado utiliza-se um motor de ímã permanente, o qual pode ser visto na Figura 2.1 (a). O uso de ímã permanentes com alto produto energético em substituição aos enrolamentos de campo em máquinas elétricas, tem aumentado consideravelmente. Os ímãs ocupam menos espaço que campo com enrolamentos, e para tamanhos de armaduras pequenos esta vantagem é significativa, e o custo reduzido, particularmente quando ímãs cerâmicos (ferritas) são utilizados, tende a fazer motores com custo bastante competitivo (NASAR, 1987).

## 2.2 BATERIA

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 (COELHO, 2001).

Baterias não são 100% eficientes. Uma parte da energia armazenada ou fornecida é perdida na forma de calor. Segundo (COELHO, 2001), 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, e de uma bateria de níquel-cádmio são de 85% e 65%, respetivamente.

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

Figura 2.4 – Bateria de chumbo-ácido da fabricante MasterPower



Fonte: Produção do próprio autor

Dentre as principais características elétricas de uma bateria, segundo (COELHO, 2001), 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.

### **2.2.1 Bateria de Níquel Cádmio (Ni-Cd)**

Por ser utilizada por várias décadas para desenvolver baterias recarregáveis para eletrônicos portáteis, a bateria de Níquel Cádmio possui uma tecnologia consolidada. Suas vantagens incluem o baixo custo e a possibilidade de serem utilizadas em operações de altas taxas de descarga. Segundo (LAHIRI et al., ) embora a tecnologia Ni-Cd venha perdendo espaço nos últimos anos devido a sua baixa densidade de energia e toxicidade, esta tecnologia é ainda bastante empregada em aplicações de baixo custo, como por exemplo, rádios portáteis

### **2.2.2 Bateria de Metal Hidreto(Ni-MH)**

Segundo (LAHIRI et al., ) Estas baterias foram bastante utilizadas nos últimos anos para alimentar computadores portáteis. Elas têm aproximadamente duas vezes a densidade de energia das baterias NiCd. No entanto, elas possuem um ciclo de vida mais curto, são mais caras e ineficientes em altas taxas de descarga.

### **2.2.3 Bateria de Íon Lítio(Li-íon)**

Segundo (LAHIRI et al., ) esta é a tecnologia de bateria que mais cresce atualmente, possui densidade de energia significativamente superior e ciclo de vida aproximadamente duas vezes maior do que os ciclos de vida das baterias Ni-MH. As baterias de Li-íon são mais sensíveis às características da corrente de descarga e mais caras que as baterias Ni-MH. Por outro lado, elas apresentam um longo tempo de vida, por isso são mais populares sendo usadas em notebooks, Personal Digital Assistants (PDAs) e celulares.

### **2.2.4 Bateria de Chumbo-Ácido**

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

### 2.2.5 Escolha do tipo de bateria

A Tabela 2.2 abaixo representa as principais características dos tipos de baterias mais comuns existentes. A partir dessa análise é possível fazer uma escolha racional do tipo de bateria a ser usado no sistema do trabalho proposto.

Tabela 2.2 – Características de diversos tipos de baterias(CÂNDIDO,2010).

	Chumbo-Ácido	Ni-Cad	NiMh	Lithium-ion
Custo	Baixo	Médio	Médio	Alto
Segurança	Boa	Boa	Boa	Boa
Impacto Ambiental	Alto	Alto	Médio/Alto	Médio/Alto
Ciclos	200	250	400-450	400-600
Tensão Nominal (V)	2	1.2	1.2	3.4
Densidade de Energia (Wh/Kg)	35	41	80	120
Densidade de energia volumétrica (Wh/m3)	80	120	200	280
Autodescarga por mês (%)	<5	<10	<20	<5
Efeito memória	Não	Sim	Pouco	Não
Temperatura de operação	-15° a +50°	-20° a +50°	-20° a +60°	-20° a +60°
Peso	Pesada	Leve	Leve	Muito leve
Tempo de carga	Longo	Médio	Médio	Curto

Fonte: produção do próprio autor.

Podemos destacar a bateria de Chumbo-Ácido com uma grande vantagem ao se tratar do custo inicial. Essa variável é muito influente no projeto pois a proposta do sistema é que ele seja de um custo baixo. Entretanto as baterias de chumbo-ácido apresentam algumas desvantagens tais como a dificuldade de determinar com precisão o SOC (State of Charge ou Estado de Carga, que é a quantidade de carga presente na bateria em relação à carga máxima), principalmente com o sistema em funcionamento (com carga ou descarga em andamento) e, como pode ser visto na Tabela 2.2 a baixa densidade de energia em relação aos outros tipos de baterias (COELHO, 2001).

Sobretudo, a bateria escolhida será a de chumbo-ácido, elas são encontradas 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 12V e a capacidade de carga que varia de 1,2Ah, 7Ah, 9Ah, até 120Ah ou mais.

Na seção seguinte será apresentado um procedimento de cálculo para o dimensionamento da bateria de chumbo-ácido que comportará o sistema elétrico.

### 2.3 DIMENSIONAMENTO DA BATERIA

O motor necessita de uma tensão de 12V para o seu funcionamento e demanda uma corrente de 3A. Em posse desses dados, calcula-se a potência necessária para o seu acionamento através da equação 2.4:

$$P_{motor} = I_{motor} * V_{motor} = 12 * 3 = 36W \quad (2.4)$$

Iremos considerar que o motor atua 10 vezes ao dia, e durante cada atuação ele demora aproximadamente dois minutos (0.033 horas) que se refere ao tempo para compressão e para retornar a posição inicial. Portanto calcula-se em 2.6 a quantidade de energia que a bateria deverá fornecer em um dia, dada em *Watts-hora*:

$$E_{motor_{dia}} = P_{motor} * 10 * 0.033 = 11,88Wh \quad (2.5)$$

Considerando-se que possa haver dias nublados, em que a geração de energia fotovoltaica possa ser prejudicada, multiplica-se, em 2.6 a energia por cinco, considerando que a bateria possa fornecer energia para cinco dias de operação sem ser recarregada.

$$E_{motor_{5dias}} = E_{motor} * 5 = 59,4Wh \quad (2.6)$$

Segundo o que foi descrito na Seção 2.2, as baterias, se levada 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 2.7

$$E_{bateria_{Wh}} = \frac{E_{motor_{5dias}}}{0,8} = \frac{59,4}{0,8} = 74,25Wh \quad (2.7)$$

Como a tensão de acionamento do motor é de 12V, seria viável utilizarmos uma bateria com a mesma magnetude para assim fazer um processo de acionamento simples e robusto. Portanto se utilizarmos uma bateria de 12V, podemos determinar a capacidade da bateria em ampéres-hora, em

$$E_{bateria_{Ah}} = \frac{E_{bateria_{Wh}}}{12} = \frac{74,25}{12} = 6,19Ah \quad (2.8)$$

Através desses parâmetros encontrados, optou-se utilizar uma bateria de 12V e 7 Ah, que apesar de possuir uma capacidade de carga maior, são facilmente encontradas no mercado e possuem preço reduzido. Na sequência será apresentado a forma correta de se carregar uma bateria de chumbo-ácido.

## 2.4 MÉTODO DE CARGA

Para se efetuar um carregamento adequado tem como fator fundamental o tempo de carga e requer sensores de corrente para evitar que valores acima do máximo suportável sejam impostos, também é interessante fazer o monitoramento da temperatura. Alguns métodos possuem sequências de carga com tensões e correntes determinadas, exigindo um controle no tempo de aplicação de cada etapa. Deve-se ainda, finalizando o processo de carga, controlar a tensão de flutuação da bateria, a qual garantirá sua plena carga até o próximo ciclo de descarga.

Os métodos de carga podem ser diferenciados pelas curvas características de corrente e tensão aplicadas na carga e também pelo tempo de carga. Podem-se classificar, três métodos de carga, são eles: corrente constante, tensão constante e potência constante. Segundo, (COELHO, 2001), o método de corrente constante é o que apresenta os melhores resultados, pois, o mesmo, injeta uma corrente controlada evitando o aquecimento. Porém, a tensão deve ser gerenciada durante todo o processo para evitar que a bateria fique exposta a tensões elevadas (valores maiores que os limites máximos permitido pelo fabricante) e se deteriore.

Já o método de tensão constante deve ser utilizado somente para pequenos intervalos de tempo, uma vez que a corrente tende a alcançar valores elevados, o que faz com que a temperatura deva ser observada para evitar aquecimento excessivo (COELHO, 2001).

O método de potência constante deve ser utilizado somente para curtos intervalos de tempo associado à supervisão da temperatura. Entretanto, diferentemente do método de tensão constante, no qual a potência injetada diminui com o carregamento, neste método esta redução não ocorre, fazendo com que as perdas ôhmicas sejam superiores em relação ao método de tensão constante, devido à injeção de uma potência mais elevada durante todo o processo (COELHO, 2001).

Para a escolha do método de carga da bateria utilizada neste projeto, destacou-se o método a dois níveis de tensão. Este método se baseia na união

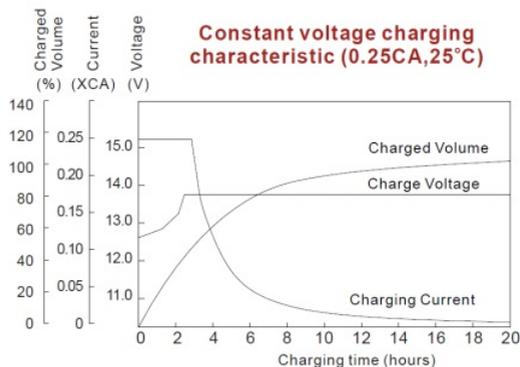
das características dos métodos de corrente constante e do método de tensão constante, alternados de forma a utilizar as melhores características de cada um (COELHO, 2001). Este será utilizado para o carregamento da bateria de chumbo-ácido.

O método de dois níveis de tensão consiste de três estágios, no primeiro a corrente é imposta a um valor máximo até que a tensão sobre a bateria alcance uma tensão de sobrecarga.

No segundo estágio aplica-se uma tensão constante 5% maior do que a tensão de sobrecarga com o objetivo de dar uma sobrecarga à bateria. A corrente decresce até atingir um valor chamado de corrente de retenção mínima. Ao final do segundo estágio, a bateria alcançou perto de 100% de sua capacidade, dando início a terceira etapa. Nesta etapa é mantida uma tensão de flutuação fixa até que seja drenada da bateria alguma corrente.

O gráfico de carga, apresentado por Figura 2.5 é indicado na própria folha de dados dos fabricantes de bateria chumbo-ácido.

Figura 2.5 – Método de carga de baterias chumbo-ácido



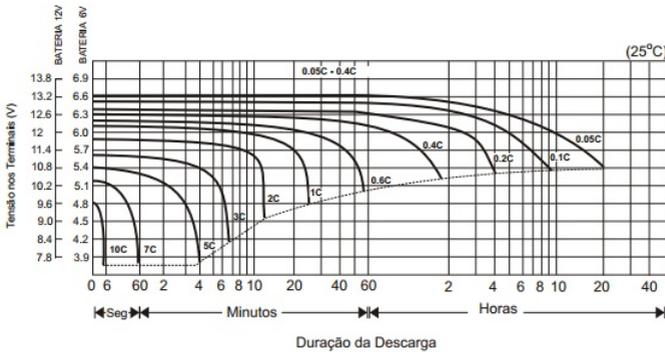
Fonte: [www.micropik.com/PDF/CP1270.pdf](http://www.micropik.com/PDF/CP1270.pdf)

Esse gráfico se refere à uma bateria de 12V e 7Ah. Podemos notar na curva de corrente que ela já possui um valor máximo inicial, 0,25 XCA, um quarto da máxima corrente de carga. A curva de tensão permanece constante em aproximadamente 13,8V. Nota-se que quanto maior o volume de carga da bateria, a corrente decresce a pequenos valores. Quando a bateria encontra-se plenamente carregada a corrente de carga é praticamente nula.

Outro gráfico muito útil está demonstrado na Figura 2.6. Obtido através do manual da bateria, as curvas e os índices de descarga ilustram características típicas de descarga das baterias em temperatura ambiente de 25°C. O "C" indica a capacidade nominal da bateria medida em 20 horas de descarga

com tensão final de 1,75V/elemento. Esse gráfico pode auxiliar na previsão de duração da bateria quando ligada no sistema.

Figura 2.6 – Características das curvas de descarga da bateria Unipower



Fonte: (MANUAL. . . , )

## 2.5 MÓDULO FOTOVOLTAICO

O efeito fotovoltaico é o fenômeno que possibilita a transformação da energia contida na radiação eletromagnética proveniente do sol diretamente em energia elétrica. Edmond Becquerel foi um físico francês que estudou o aspecto solar, magnetismo, eletricidade e a ótica e no ano de 1839 observou que a incidência de luz em um dos elétrodos de uma célula eletrolítica originava uma diferença de potencial e denominou este fenômeno de efeito fotovoltaico (BLUCHER, 1982).

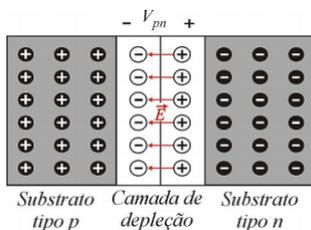
Um cristal de silício na forma pura é chamado de silício intrínseco. Ele possui uma banda preenchida por elétrons, chamada de banda de valência e outra, de nível mais alto sem nenhum tipo de carga chamada de banda de condução. Na banda de valência, um semiconductor intrínseco possui a mesma quantidade de elétrons e lacunas. Entre as duas bandas existe uma outra banda na qual os elétrons não podem ocupar, chamada de banda proibida ou *gap*.

Adicionando-se certas impurezas de forma controlada ao semiconductor, 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 do tipo P, por serem

positivos; ou com o excesso de elétrons, denominados substratos tipo N, por serem negativos (FILHO, 2008).

Da união dos substratos  $p$  e  $n$  obtém-se a 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  $n$ . Deste modo, às medições da junção  $pn$ , tem-se o acúmulo de cargas positivas do lado  $n$  e negativas do lado  $p$ , que dão origem a um campo elétrico  $e$ , por consequência, a uma diferença de potencial ( $V_{pn}$ ), mostrada na Figura 2.7 (FILHO, 2008)

Figura 2.7 – Junção p-n e camada de depleção em uma célula fotovoltaica de Silício, sob influência do campo elétrico E.



Fonte: (FILHO, 2008)

Segundo a teoria da dualidade onda-partícula, a luz apresenta comportamento ora de onda ora de partícula, dependendo do foco da análise. Quando analisada como onda, a luz constitui uma radiação eletromagnética que viaja no vácuo à velocidade constante de aproximadamente  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s. Sob o ponto de vista corpuscular, a luz é constituída de pacotes de energia, denominados fótons, que podem ser caracterizados através da Equação 2.9, em que  $h = 4,138 \cdot 10^{-15}$  eV.s representa a constante de *Plank* e  $\nu$  a frequência de vibração.

$$E_{foton} = h \cdot \nu \quad (2.9)$$

Quando uma célula fotovoltaica é exposta à luz solar, os fótons chocam-se aos elétrons da rede cristalina do Silício extrínseca, fornecendo-lhe energia. Caso a energia do fóton incide  $E_{foton}$  seja igual ou superior que a banda proibida  $E_G$ , do semiconductor, os elétrons conseguirão alcançar a banda de condução, tornando-lhes livres e, a presença de um caminho fechado entre a célula fotovoltaica e uma carga qualquer, haverá circulação de corrente elétrica (FILHO, 2008).

Matematicamente haverá efeito fotovoltaico se :

$$E_{foton} \geq E_G \tag{2.10}$$

Portanto, substituindo, (2.9) em (2.10) e isolando-se  $\nu$  é possível determinar uma equação que permite calcular a mínima frequência necessária para que ocorra o efeito fotovoltaico, em função da energia da banda proibida  $E_G$  do material.

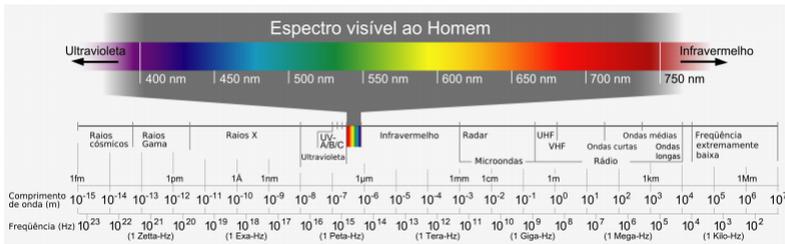
$$\nu \geq \frac{E_{foton}}{h} = \frac{E_G}{h} \tag{2.11}$$

Para o átomo de Silício, a energia de banda proibida vale  $E_G=1,12\text{eV}$ , deste modo, tem-se:

$$\nu \geq \frac{1,12}{4,138 \times 10^{-15}} = 270,66 \cdot 10^{12} \text{Hz} \tag{2.12}$$

A partir deste valor de frequência, verifica-se que a onda se enquadra no patamar inferior ao infravermelho ( $10^{12}\text{Hz}$ ), ou seja, qualquer onda eletromagnética com frequência superior a este patamar, inclusive dentro do espectro visível, tem energia suficiente para garantir a coerência do efeito fotovoltaico, em uma célula de Silício. Pode ser visto na Figura 2.8

Figura 2.8 – Espectro eletromagnético



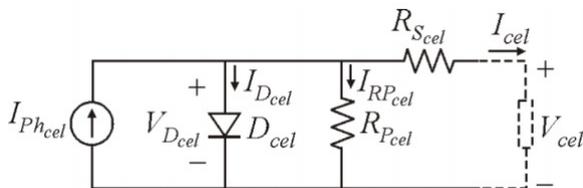
Fonte: (ESPECTRO... , 2015)

### 2.5.1 Modelo e associações de células

Uma célula fotovoltaica se assemelha a um diodo de Silício com grande área de junção. Na presença de luz, por sua vez, a célula gera corrente proporcional à radiação eletromagnética incidente, tendo característica de fonte de corrente. Existem ainda perdas ôhmicas nos contatos elétricos e no material da célula.

Considerando esses argumentos, pode-se desenhar um modelo elétrico que representa a célula fotovoltaica de silício. Um modelo de célula fotovoltaica comumente encontrada em trabalhos acadêmicos e artigos científicos está representado na Figura 2.9

Figura 2.9 – Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica

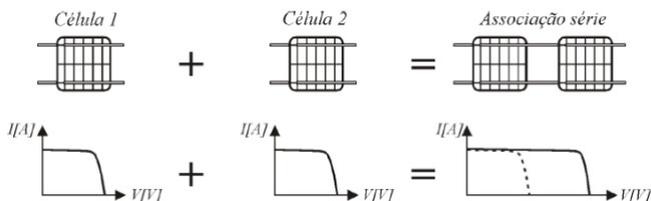


Fonte: (FILHO, 2008)

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 semicondutores 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 (FILHO, 2008), analisa os circuitos equivalentes advindos da associação em série, paralela e mista de células fotovoltaicas. As alterações causadas por essas associações na curva característica de saída de uma célula estão ilustradas nas Figura

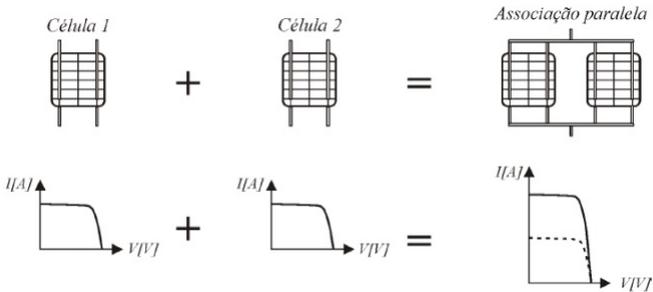
Figura 2.10 – Associação série de células fotovoltaicas



Fonte: (FILHO, 2008)

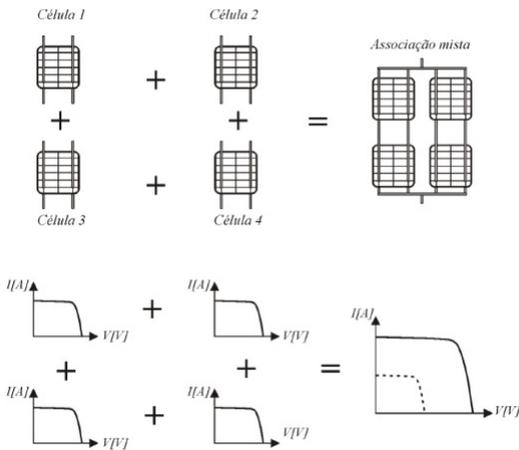
Existem três principais fatores que influenciam no funcionamento de um painel fotovoltaico, que são: irradiação solar, temperatura e eficiência. A relação tensão e corrente de um painel não é linear e se altera juntamente com os fatores citados anteriormente, portanto a potência fornecida também não é constante. Na Figura 2.13 pode-se observar o comportamento da curva

Figura 2.11 – Associação paralela de células fotovoltaicas



Fonte: (FILHO, 2008)

Figura 2.12 – Associação mista de células fotovoltaicas

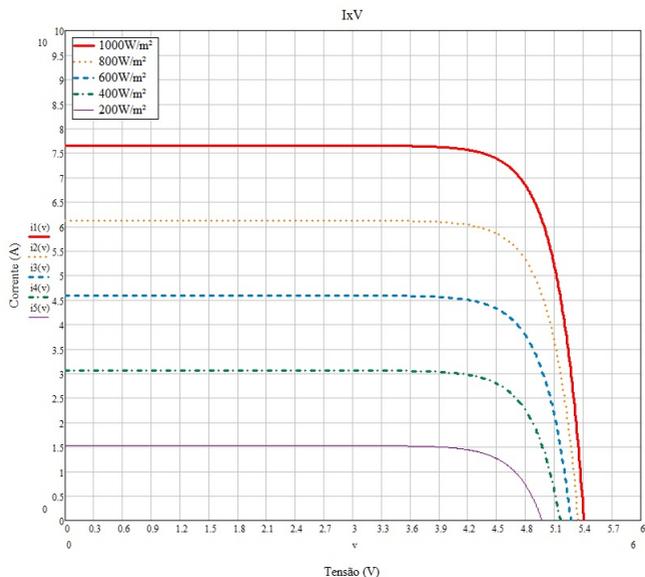


Fonte: (FILHO, 2008)

de tensão e corrente de um painel fotovoltaico em diferentes radiações, e na Figura 2.14 em diferentes temperatura.

Pode-se observar na Figura 2.13 que a variação da radiação solar tem grande influência na corrente de máxima potência do painel fotovoltaico, não afetando consideravelmente a tensão de máxima potência. A variação de temperatura tem comportamento oposto tendo grande influência na tensão de máxima potência e muito pouca influência na corrente de máxima potência como pode-se observar na Figura 2.14. Devido à esses fenômenos, o comportamento de um painel fotovoltaico possui um ponto de máxima potência que

Figura 2.13 – Variação da tensão e corrente em relação a radiação



Fonte: produção do próprio autor

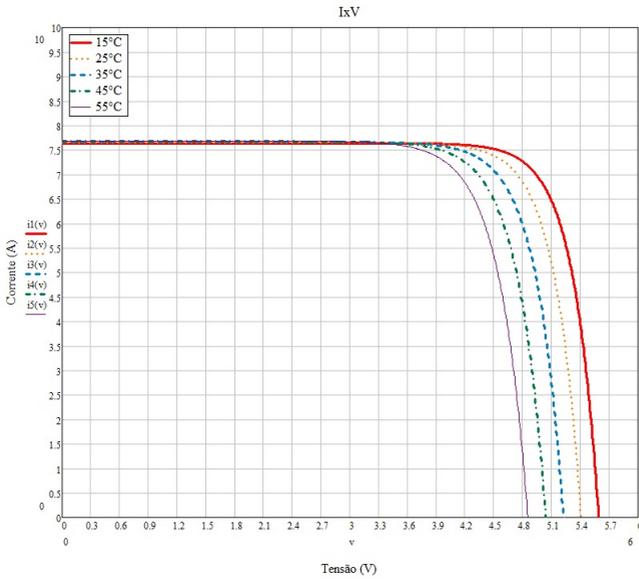
não é fixo, estando em constante variação conforme essas variáveis: variação de temperatura e radiação solar. Com isso é necessário de um sistema de controle responsável por manter o painel fotovoltaico operando no seu respectivo ponto de máxima potência. Esse controle de rastreamento é denominado de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) será discutido no Capítulo 4.

Nota-se uma dependência do efeito fotovoltaico com a temperatura e a radiação, logo é interessante uma análise da incidência de radiação solar na região que se pretende instalar o sistema, com isso podemos prever a capacidade de conversão de energia diária o que será discutido no próximo capítulo. Com esses dados podemos projetar o painel fotovoltaico corretamente.

## 2.5.2 Incidência solar na região de São Francisco do Sul

O protótipo será instalado na cidade de Joinville, no norte do estado de Santa Catarina porém a informação de irradiação solar é desconhecida. Iremos adotar como referência a cidade de São Francisco do Sul, localizada a

Figura 2.14 – Variação da tensão e corrente em relação a temperatura

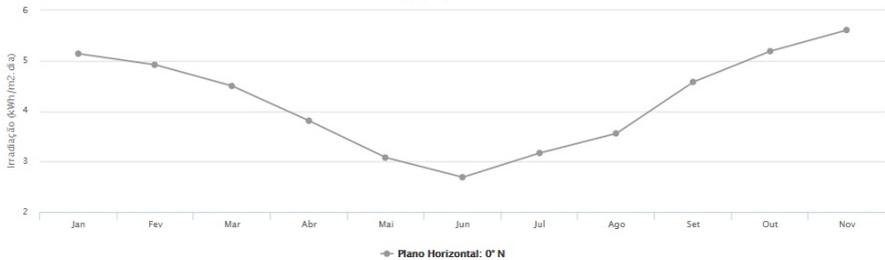


Fonte: produção do próprio autor

aproximadamente 44 km de distância, que será considerada uma aproximação razoável para o estudo que cabe a este trabalho.

Através da Figura 2.15 é mostrado a irradiação solar durante o ano para a cidade de São Francisco do Sul, será considerado uma inclinação de 0° devido as células estarem localizadas no plano horizontal.

Figura 2.15 – Irradiação solar no plano horizontal na cidade de São Francisco do Sul



Será usada célula de silício policristalino e sabendo sua área e rendimento pode-se determinar a energia média gerada por esta diariamente. A irradiação média no plano horizontal tem sua média de 4,10kWh/m<sup>2</sup>.dia.

### 2.5.3 Projeto e construção do módulo fotovoltaico

A célula fotovoltaica utilizada será de silício policristalino, e segundo o fabricante JA Solar Holdings (2015), é capaz de gerar uma tensão máxima de 0,63V e uma corrente máxima de curto circuito de 8,05A, em um rendimento médio de 14,9% e uma área de 0,0243m<sup>2</sup>. Com esses dados podemos construir a Tabela 2.3

Tabela 2.3 – Energia e radiação diária em uma célula na região de São Francisco do Sul

Mês	Radiação (kWh/m <sup>2</sup> /dia)	Radiação (Wh/dia)	Energia por célula (Wh/dia)	Energia média (Wh/dia)
Janeiro	5,14	124,9	18,7	15,08
Fevereiro	4,92	119,5	17,9	
Março	4,50	109,35	16,4	
Abril	3,81	92,6	16,8	
Maiο	3,08	74,8	13,6	
Junho	2,69	65,4	11,9	
Julho	3,00	72,9	13,3	
Agosto	3,17	77,0	14,0	
Setembro	3,56	86,5	15,7	
Outubro	4,58	111,1	20,2	
Novembro	5,19	126,1	22,9	
Dezembro	5,61	136,3	24,8	

Fonte: produção do próprio autor

O procedimento de cálculo para a construção do módulo fotovoltaico leva em consideração que a bateria deverá ser carregada em apenas um dia. Isso sugere que o módulo fotovoltaico possua uma potência mínima para essa demanda de carga. Utilizando uma bateria de 12V/7Ah especificada na Seção 2.3, a energia que deve ser proposta pelo painel fotovoltaico para carregar totalmente a bateria é obtido a partir da equação:

$$E_{bateriaWh} = E_{bateriaAh} \cdot V_{bateria} = 12 * 7 = 84Wh \quad (2.13)$$

Sabe-se do estudo da seção 2.2, que apenas 85% da energia utilizada na carga de uma bateria de chumbo-ácido é utilizada na sua descarga. Logo utiliza-se esse fator para corrigir o valor da energia determinado em 2.13, obtendo um novo valor em

$$E_{total} = \frac{E_{bateriaWh}}{0,85} = 98,82Wh \quad (2.14)$$

Essa energia deverá ser demandada pelo conversor para que a bateria do sistema seja completamente carregada. O conversor que conecta o painel à bateria será discutido e detalhado no capítulo seguinte, entretanto, será considerado um rendimento de 80% do conversor para o cálculo da energia a ser disponibilizada por este.

$$E_{conv} = \frac{E_{total}}{0,80} = 123,52Wh \quad (2.15)$$

Para o projeto do módulo iremos considerar o valor médio de energia diária obtida na Tabela 2.3 e utilizar o valor resultante em 2.15. E assim calcular a quantidade de células existentes no sistema segundo a Equação 2.16. A autonomia poderá ser comprometida nos meses de menor incidência:

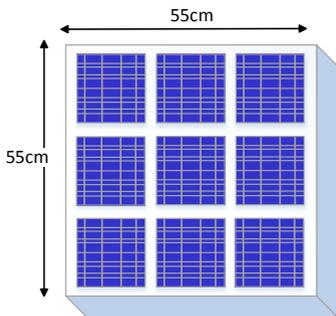
$$N_{células} = \frac{E_{conv}}{15,08} = 8,19 \approx 9 \quad (2.16)$$

Para o projeto do painel fotovoltaico devemos utilizar 9 células em série para suprir a demanda do sistema elétrico. A Figura 2.16 mostra uma vista superior do protótipo com a alocação máxima de células de silício policristalino de dimensões 156mmX156mm.

A tensão e corrente nas células são limitadas por dois fatores: nível de incidência solar e resistência de carga. Se a resistência for muito pequena, a célula age como se houvesse um curto-circuito na saída e a corrente é controlada apenas pela incidência solar. Se a resistência for muito grande, a célula se comporta como se estivesse em circuito aberto, elevando a tensão de saída rapidamente ao nível máximo, mesmo com pouca radiação.

Essa característica é ideal para o carregamento de baterias. Buscando elevar a tensão para uma magnitude adequada para o conversor *Boost* atuar carregando a bateria de 12V, devemos associar todas as células em série para assim a tensão de cada célula ser somada obtendo a tensão total a partir da Equação 2.17:

Figura 2.16 – Vista superior do protótipo com as células fotovoltaicas



Fonte: produção do próprio autor

$$V_{max_{total}} = V_{max_{célula}} * 9 = 0,63 * 9 = 5,67V \quad (2.17)$$

Temos, então, uma tensão máxima total de 5,67V na saída do módulo fotovoltaico gerada pela associação em série das nove células.

Com este valor podemos calcular a potência máxima de entrada  $P_{in}$ , através da Equação 2.18

$$P_{in} = V_{max_{total}} * I_{in} = 45,64W \quad (2.18)$$



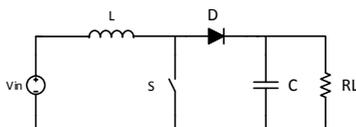
### 3 CONVERSOR *BOOST*

O conversor elevador de tensão, também conhecido como *Boost*, é um conversor CC-CC não isolado que converte uma tensão contínua (tensão CC) da sua entrada em outra tensão CC de magnitude maior ou igual àquela da sua entrada na saída. Esse conversor é responsável por realizar essa conversão de energia da entrada para a saída, com a maior eficiência possível.

A razão entre a tensão de saída e tensão de entrada, conhecida como ganho estático, é sempre maior ou igual à unidade, onde  $D$  é a razão cíclica, que é a razão entre o tempo de condução e o tempo de bloqueio da chave definida pela Equação 3.1. Sua estrutura está representada na Figura 3.1.

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.1)$$

Figura 3.1 – Conversor *Boost*

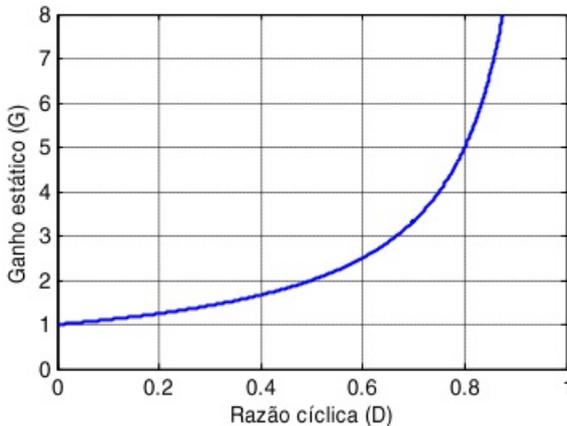


Fonte: produção do próprio autor

Para o seu funcionamento sua entrada deve ser em corrente, para isso obrigatoriamente deve-se inserir uma indutância  $L$  em série com a fonte de alimentação, fazendo com que a fonte se comporte como fonte de corrente. Sua carga ou saída deve-se comportar como fonte de tensão, sendo utilizados capacitores com valores elevados ou banco de baterias (BARBI, 2000).

Como podemos notar na Figura 3.2, o ganho estático do *Boost* apresenta valor mínimo unitário e valor máximo teórico que tende ao infinito. Na região de operação com ganho acima de 5, ou razão cíclica acima de 80%, pequenas variações em  $D$  geram grandes variações em  $G$ , levando o conversor a instabilidade e reduz sua eficiência, por este fato costuma-se evitar trabalhar nesta região de operação.

Figura 3.2 – Ganho estático do conversor *Boost* em função da razão cíclica



Fonte: (KNABBEN, )

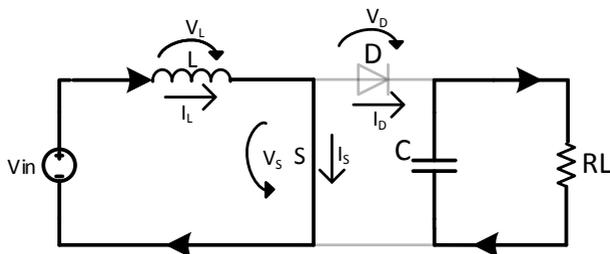
### 3.0.4 Etapas de operação

O conversor *Boost* pode operar no modo de condução contínua e descontínua. No modo de condução contínua a corrente de entrada do conversor não se anula em nenhuma das etapas de operação. Em condução descontínua, por sua vez, a corrente de entrada zera durante uma das etapas de operação. Como para o presente trabalho na entrada do conversor será conectado o módulo fotovoltaico, deve-se garantir que o mesmo opere em condução contínua para que seja aproveitado o máximo de energia, pois se a condução fosse descontínua, o valor eficaz da corrente seria maior, elevando as perdas.

### 3.0.5 Primeira etapa

Em condução contínua e regime permanente o conversor opera em duas etapas. A primeira etapa ocorre durante  $0 \leq t \leq t_{on}$ , iniciando no instante em que o interruptor *S* é comandado a conduzir. A tensão da fonte de entrada  $V_{in}$  é aplicada sobre o indutor *L* armazenando energia neste e forçando a corrente de entrada a elevar-se linearmente. Neste instante a tensão direta sobre o diodo *D* é negativa, mantendo-o em bloqueio. O capacitor *C* é responsável por fornecer energia à carga *RL* mantendo a ondulação de saída dentro do especificado no projeto. Esta etapa pode ser vista na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Primeira etapa de operação do Boost

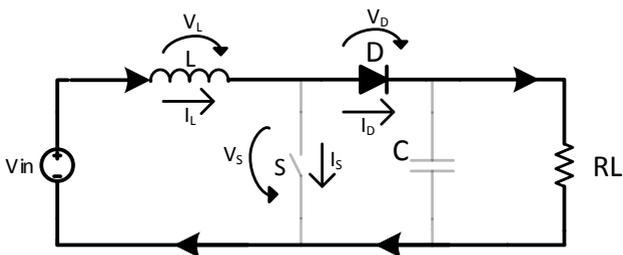


Fonte: produção do próprio autor

### 3.0.6 Segunda etapa

A segunda etapa de operação ocorre em  $t_{on} \leq t \leq T$  ( $0 \leq t \leq t_{off}$ ) iniciando no instante em que o interruptor é comandado a bloquear. A polaridade no indutor  $L$  é invertida e a tensão em cima deste começa a crescer até que, somada com a tensão de entrada, supera o valor de tensão sobre o capacitor de saída forçando o diodo a entrar em condução. Nesse instante há transferência de energia magnética armazenada na primeira etapa no indutor para a saída em forma de corrente a qual carrega o capacitor que alimenta a carga.

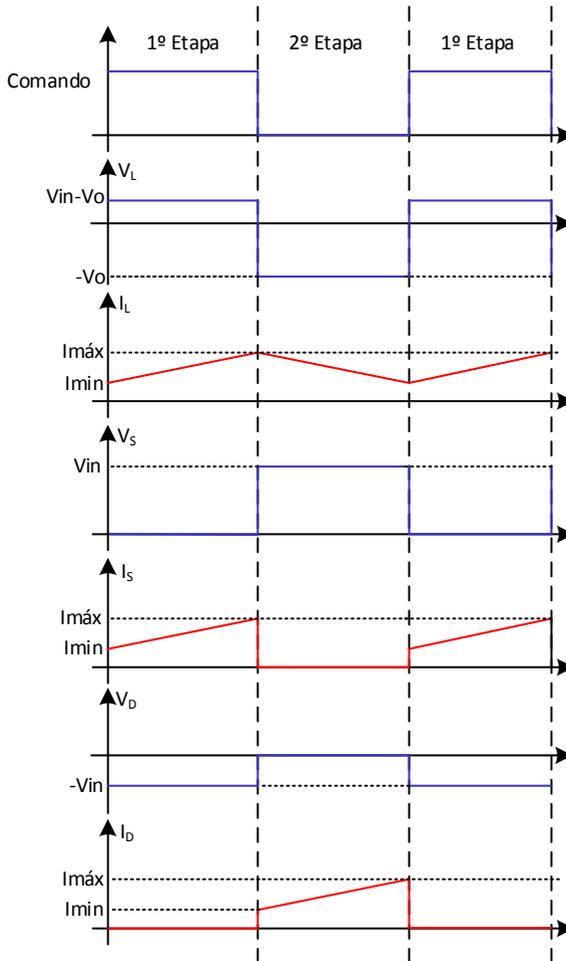
Figura 3.4 – Segunda etapa de operação do Boost



Fonte: produção do próprio autor

As principais formas de onda são apresentadas na Figura 3.5

Figura 3.5 – Formas de onda no conversor Boost em modo condução contínua



Fonte: produção do próprio autor

### 3.0.7 Projeto de Potência

Para determinar os parâmetros do conversor, é necessário definir, necessitam-se definir todas as especificações do projeto, conforme mostrada na Tabela 3.1

Tabela 3.1 – Especificações para o projeto de potência do conversor Boost

Grandeza	Representação	Magnitude
Potência máxima de entrada	$P_{in}$ [W]	32,6
Tensão máxima de entrada	$V_{in}$ [V]	4,05
Corrente máxima de entrada	$I_{in}$ [A]	8,05
Tensão de saída	$V_o$ [V]	14,5
Rendimento	$\eta$	0,8
Frequência de comutação	$f_s$ [Hz]	35k
Máxima ondulação de corrente de entrada	$\Delta I_L$ [A]	$0,1 \cdot I_{in}$
Máxima ondulação de tensão de saída	$\Delta V_o$ [V]	$0,01 \cdot V_o$

Fonte: produção do próprio autor

A razão cíclica do conversor será escolhida utilizando os piores casos de operação, evitando a operação na região indesejada a qual causa instabilidade do circuito. Como referência será utilizado (BARBI, 2001),

A frequência de 35KHz foi definida por ser um valor adequado a esse projeto pelo fato de deixar o tamanho do indutor relativamente pequeno e as perdas de chaveamento, ou seja, por condução e comutação, não muito altas.

A máxima ondulação de corrente de entrada foi definida em 10% para facilitar o uso do MPPT. Se a ondulação de corrente for muito alta, o funcionamento do algoritmo será comprometido, afetando assim o rendimento do conversor.

Para a máxima ondulação de tensão de saída, deverá ser de um valor muito baixo, visando diminuir a corrente eficaz na bateria. Se a ondulação da tensão de saída for muito grande a ondulação de corrente eficaz na bateria também será grande, gerando aquecimento na bateria, danificando-a.

- Determinação da razão cíclica de operação:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{omx}} = 1 - \frac{4,05}{14,5} = 0,72 \quad (3.2)$$

$$D_{max} = 0,75$$

- Determinação da potência média na carga:

$$P_0 = \eta \cdot P_{in} = 0,8 \cdot 32,6 = 26,08W \quad (3.3)$$

- Determinação da corrente média na carga:

$$P_0 = P_{in} \cdot 0,8 = 32,6 \cdot 0,8 = 26,08W$$

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = \frac{26,08}{14,5} = 1,79A \quad (3.4)$$

- Determinação da ondulação máxima da corrente de entrada:

$$\Delta I_L = 0,1.8,05 = 0,805A \quad (3.5)$$

- Determinação da ondulação máxima da tensão de saída:

$$\Delta V_0 = 0,01.14,5 = 0,145V \quad (3.6)$$

- Determinação da resistência equivalente de carga:

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} = \frac{(14,5)^2}{26,08} = 8,06\Omega \quad (3.7)$$

- Determinação do indutor filtro de entrada:

$$L_{in} = \frac{V_{in}.D_{max}}{f_s.\Delta I_L} = \frac{4,05.0,75}{35000.0,805} = 107,8\mu H \quad (3.8)$$

- Determinação do capacitor de saída:

$$C_0 = \frac{D_{max}.I_0}{f_s.\Delta V_0} = \frac{0,75.1,79}{35000.0,145} = 264,5\mu F \quad (3.9)$$

As equações (3.8) (3.9) foram extraídas de (BARBI, 2000). O cálculo desses parâmetros é necessário para a continuidade do projeto.

### 3.0.8 Projeto físico do Indutor

Para a construção do indutor, é necessário que o mesmo atenda às especificações do projeto levando em conta as relações físicas do material magnético utilizado. Os parâmetros principais necessários serão apresentados na Tabela 3.2.

Para a densidade máxima de corrente no cobre foi definida a partir da quantidade de corrente a ser passada por este, para se obter a menor bitola. O fator de ocupação da janela será a quantidade de cobre que ocupará aquele espaço. A densidade máxima do cobre e a permeabilidade magnética do ar é dada pelo fabricante do material.

Tabela 3.2 – Especificações do projeto do indutor

Grandeza	Representação	Magnitude
Corrente eficaz no indutor	$I_{L_{ef}}$ [A]	8,05
Densidade máxima de corrente no cobre	$J_{max}$ [A/cm <sup>2</sup> ]	400
Densidade máxima de fluxo magnético	$B_{max}$ [T]	0,2
Fator de ocupação da janela	$K_W$	0,6
Permeabilidade magnética no ar	$\mu_0$ [H/m]	$4 \pi \cdot 10^{-7}$

Fonte: produção do próprio autor

Utilizando o método descrito em (BARBI; FONT; ALVES, 2002) a partir destes dados calcula-se o produto  $AeAw$ , que permite a escolha do núcleo do indutor. Demonstrado na Equação 3.10

$$AeAw = \frac{L_{in} \cdot I_{L_{ef}}^2}{K_W \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{107,8 \mu \cdot (8,05)^2}{0,6 \cdot 0,2 \cdot 400} = 1,45 \text{ cm}^4 \quad (3.10)$$

Este valor é o mínimo necessário para a construção do indutor. Através do catálogo de fabricantes, a opção que mais se aproxima desse valor é o núcleo EE-42/15 que apresenta  $AeAw$  no valor de  $2,84 \text{ cm}^4$ , porém após efetuado os cálculos de dimensionamento que a construção deste seria inviável devido ao alto valor do fator de execução, portando decidiu-se a escolha pelo núcleo EE-42/20.

Tabela 3.3 – Especificações do núcleo do indutor EE-42/20

Grandeza	Representação	Magnitude
Fator de escolha do núcleo	$AeAw$ [cm <sup>4</sup> ]	3,77
Área de passagem do fluxo eletromagnético	$Ae$ [cm <sup>2</sup> ]	2,40
Área de janela	$Aw$ [cm <sup>2</sup> ]	1,57
Comprimento médio da espira	$l_t$ [cm]	10,5
Volume do núcleo	$Ve$ [cm <sup>3</sup> ]	23,3

Fonte: produção do próprio autor

A partir dos dados da Tabela 3.3 podemos calcular o número de espiras do indutor.

$$N_L = \frac{L_{in} \cdot I_{L_{ef}}}{B_{max} \cdot Ae} = \frac{107,8 \mu \cdot 8,05}{0,2 \cdot (2,40)^{-4}} = 18,1 \approx 18 \quad (3.11)$$

Calculamos, então, a largura do entreferro:

$$L_g = \frac{(N_L)^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{2 \cdot L_{in}} = \frac{(18)^2 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot (2,40)^{-4}}{2 \cdot 107,8\mu} = 0,453mm \approx 0,45mm \quad (3.12)$$

Calcula-se a seção mínima do condutor, de acordo com sua capacidade de conduzir corrente, a partir da Equação 3.13:

$$S_{cond_{min}} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = \frac{8,05}{400} = 0,0201cm^2 \quad (3.13)$$

Os condutores de cobre, devido ao chaveamento de alta frequência, sofrem o chamado "Efeito Skin", no qual componentes alternadas de corrente circulam pela periferia dos condutores, ao invés de percorrem toda a sessão do condutor, aumentando a resistência do mesmo. Definimos o diâmetro máximo do condutor em função da frequência da componente alternada que irá circular pelo condutor de cobre.

$$cond_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,08cm \quad (3.14)$$

Dentre os condutores disponíveis o que mais se aproxima das especificações é o de código AWG 23 o qual será o escolhido. Seus dados estão disponíveis na Tabela 3.4:

Tabela 3.4 – Especificações do condutor AWG 23

Grandeza	Representação	Magnitude
Diâmetro do condutor	$\phi_{cond}$	0,05700
Área do condutor	$S_{cond} [cm^2]$	0,002582
Área do condutor com isolamento	$S_{isol} [cm^2]$	0,003221
Resistividade	$\rho [\Omega/cm]$	0,000892
Capacidade	[A]	0,7300

Fonte: produção do próprio autor

De acordo com a seção mínima do condutor, calcula-se o número de condutores em paralelo necessários na Equação

$$N_{cond} = \frac{S_{cond_{min}}}{S_{cond}} = \frac{0,0201}{0,002582} = 7,78 \approx 8 \quad (3.15)$$

Através das Equações (3.16) e (3.17) deve-se verificar a possibilidade da construção do indutor.

$$Aw_{min} = \frac{N_L \cdot N_{cond} \cdot S_{isol}}{K_w} = \frac{18.8 \cdot 0,003221}{0,6} = 0,773 \quad (3.16)$$

$$Exec = \frac{Aw_{min}}{Aw} = \frac{0,773}{1,57} = 0,492 \quad (3.17)$$

Em (3.16) considera o número de espiras o número de condutores em paralelo, a área do condutor e o fator de ocupação. O valor obtido em (3.17) demonstra a possibilidade da construção do indutor, sobre a relação da área mínima encontrada com a área efetivamente disponível.

Com os todos os parâmetros especificados, calculam-se as perdas no núcleo, no cobre e elevação de temperatura. Para isso é necessário o cálculo da resistência CC, que é determinado pelos parâmetros do condutor de cobre utilizado e da sua construção.

$$R_{cond} = \frac{N_L \cdot I_t \cdot \rho_{cond}}{N_{cond}} = \frac{18.10 \cdot 5,0 \cdot 0,000892}{8} = 0,021\Omega \quad (3.18)$$

As perdas elétricas por Efeito Joule no indutor são devidas às circulações de corrente. Seu cálculo pode ser feito através da corrente eficaz e do valor da resistência CC calculado em 3.18.

$$P_{cond} = (I_{L_{ef}})^2 \cdot R_{cond} = (8,05)^2 \cdot 0,021 = 1,36W \quad (3.19)$$

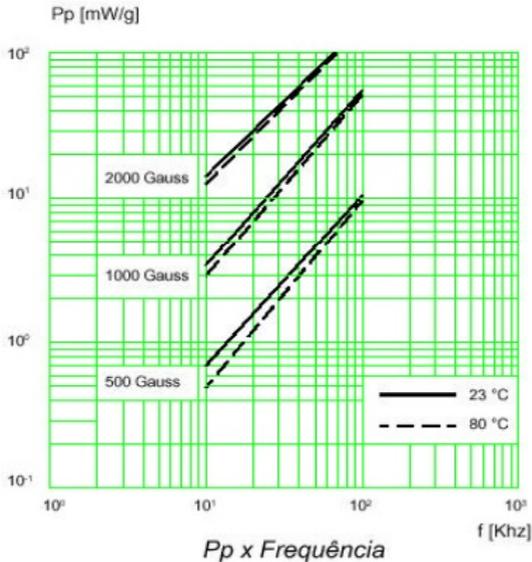
Para o cálculo de potência dissipada no núcleo, será utilizada o gráfico que relaciona três grandezas: potência dissipada por grama de Ferrite; frequência de comutação e a variação da densidade do fluxo magnético. Com os valores de densidade de fluxo, 0,2T (2000 Gauss), a variação dessa densidade será de %10 desse valor, ou seja 0,02T(200 Gauss) e a frequência de comutação (35kHz) aplicados no gráfico do fabricante, estima-se a potência por grama dissipada no núcleo, no valor de 1 mW/g. A potência dissipada será esse valor multiplicado pela massa no núcleo  $m=56,0$  g.

$$P_{nucleo} = 0,056W \quad (3.20)$$

Calcula-se a perda total no indutor através da soma das perdas no condutor com as perdas no núcleo:

$$P_{ind_{total}} = P_{cond} + P_{nucleo} = 1,36 + 0,056 = 1,416W \quad (3.21)$$

Figura 3.6 – Gráfico Potência dissipada no núcleo por grama



Fonte: (Thornton, 2015)

As perdas no cobre e no material magnético provocam aquecimento no indutor. Portanto realiza-se o cálculo para determinação da elevação de temperatura de operação do componente.

$$RT_{ind} = 18.(AeAw)^{-0,37} = 11,02 \quad (3.22)$$

$$\Delta T = (P_{cond} + P_{nucleo}).RT_{ind} = 15,53^{\circ}C \quad (3.23)$$

Devido a exposição do projeto a radiação solar, é suposto uma temperatura de aproximadamente 60°C, sua temperatura se elevará a 75,53°C em operação.

A Figura 3.7 demonstra o indutor construído de acordo com os procedimentos e cálculos apresentados anteriormente.

Para a validação do projeto, o indutor foi submetido a um teste utilizando uma ponte RLC, equipamento que realiza a análise de elementos magnéticos. O ensaio foi realizado com a uma frequência de 1kHz e obtiveram-se os valores de  $L = 110,7 \mu H$  e  $R = 15,3 m\Omega$  os quais serão utilizados posteriormente na simulação do conversor

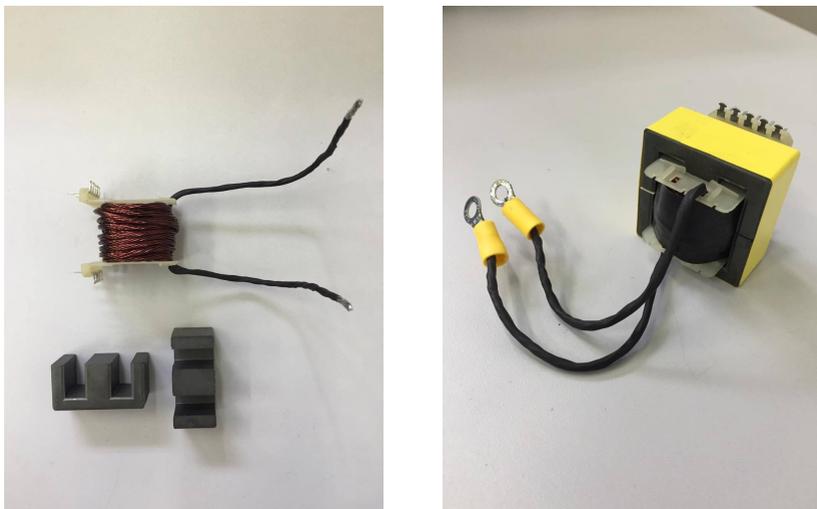


Figura 3.7 – Indutor construído

### 3.0.9 Filtro de saída - Dimensionamento do capacitor

A saída do conversor boost é composta de um filtro com capacitor o qual recebe a energia armazenada no indutor em forma de uma corrente pulsada. Esse capacitor é responsável de manter a ondulação, também conhecido como *ripple*, de tensão especificado pelo projetista.

A capacitância mínima necessária foi especificada na Equação (3.9), e tem valor de  $264,5 \mu\text{F}$ .

Tabela 3.5 – Especificações Capacitor de Saída

Grandeza	Representação	Magnitude
Capacitância nominal	$C_n[\mu\text{F}]$	330
Resistência Série Equivalente	$R_{SE}[\text{m}\Omega]$	72
Tensão Máxima Nominal	$V_n$	50

Fonte: produção do próprio autor

Para a análise dos esforços que estarão submetido o capacitor, calcula-se a corrente eficaz a qual fluirá pelo componente.

$$I_{cef} = I_0 \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 1,79A \sqrt{\frac{0,75}{1 - 0,75}} = 3,1A \quad (3.24)$$

Com o objetivo de reduzir a RSE e a corrente que flui no capacitor, será utilizado uma composição de 3 capacitores conectados em paralelo. Segundo o catálogo do componente escolhido, nas condições operadas, a associação dos capacitores pode suportar a corrente eficaz, o que é aceitável para esta aplicação.

Devido a existência da resistência série equivalente da associação dos capacitores, haverá uma circulação de componentes alternadas gerando perdas no componente que são calculadas em:

$$P_{cap} = (I_{cef})^2 \cdot RSE_{eq} = (3,1)^2 \cdot 0,024 = 0,231W \quad (3.25)$$

### 3.0.10 Esforços e escolha do interruptor

Para o dimensionamento do interruptor, será considerado a máxima tensão de bloqueio e máxima corrente de condução. A tensão máxima no interruptor é dado pela Equação 3.26 ocorre na segunda etapa de operação onde o diodo entra em condução e o interruptor é comandado a bloquear.

$$V_{Smax} = V_{0max} = 14,5V \quad (3.26)$$

A corrente máxima ocorre no instante em que o interruptor está conduzindo e tem o mesmo valor da máxima corrente no indutor.

$$I_{Smax} = I_{inmax} = 8,05 \quad (3.27)$$

A corrente média no interruptor é dado pela equação 3.28. Esta é calculada conhecendo o valor da corrente de entrada multiplicando-o pelo valor máximo de razão cíclica.

$$I_{Smed} = I_{Lmax} \cdot D_{max} = 8,05 \cdot 0,75 = 6,04A \quad (3.28)$$

A corrente eficaz é calculada em (3.29)

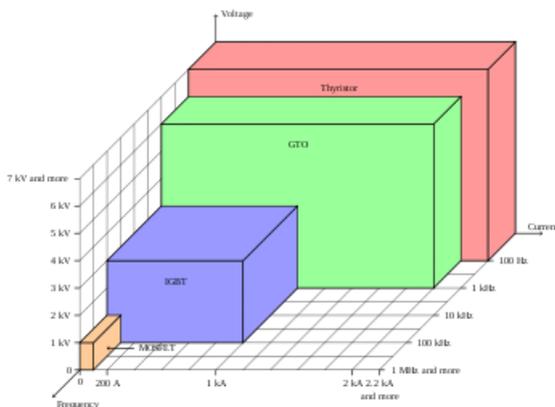
$$I_{Sef} = I_{Lmax} \cdot \sqrt{D_{max}} = 8,05 \cdot \sqrt{0,75} = 6,97A \quad (3.29)$$

Podemos citar dois tipos de transistor aplicáveis: MOSFET e IGBT. O Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT), é capaz de processar grandes potências e possui uma baixa queda

de tensão. Já o Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - MOSFET), é capaz de comutar em elevadas frequências porém os limites de tensão e corrente para este é mais restrito.

Além disso o MOSFET não é aconselhável para grandes tensões de bloqueio ou aplicações que utilizem o diodo interno, mas no conversor Boost o MOSFET só conduz pelo canal, no sentido direto. Neste caso ele pode operar com grandes frequências de comutação sem um grande aumento de perdas. Este será o escolhido para o trabalho proposto. A Figura 3.8 auxilia na compreensão.

Figura 3.8 – Aplicações dos transistores pelos parâmetros de corrente, tensão e frequência de operação



Dentre os diferentes tipos de MOSFET's disponíveis no mercado, o modelo mais adequado é o IRFB3207. A escolha se justifica por atender as especificações do projeto além de ter uma baixa resistência de condução máxima. Suas características, conforme o fabricante *International Rectifier* estão disponíveis na Tabela 3.6

Com o transistor especificado, calcula-se as perdas por comutação e condução decorrentes neste componente. As perdas por condução calculada em (3.30) ocorre devido a resistência dreno-fonte. Em (3.31) calcula-se as perdas em comutação que se devem ao fato de que o tempo de entrada em bloqueio  $t_{fall}$  e o tempo de entrada em condução  $t_{rise}$ .

$$P_{cond} = (I_{Sef})^2 \cdot R_{DSon} = (6,97)^2 \cdot 0,0082 = 0,398W \quad (3.30)$$

Tabela 3.6 – Características do Interruptor IRFB3207

Grandeza	Representação	Magnitude
Tensão dreno-fonte máxima	$V_{DS}$ [V]	75
Corrente direta máxima @ 140°C	$I_D$ [A]	130
Resistência de condução máxima @ 140°C	$R_{DSon}$ [mΩ]	8,2
Tempo de subida de tensão dreno fonte	ton [ns]	88
Tempo da descida da tensão dreno-fonte	toff [ns]	123
Capacitância de entrada	Ciss [pF]	6920
Temperatura de trabalho na junção	Tj [°C]	-55 a 175
Resistência térmica junção-cápsula	Rjc [°C/W]	0,45
Resistência térmica cápsula-dissipador	Rcd [°C/W]	0,5
Resistência térmica junção-ambiente	Rja [°C/W]	62

Fonte: produção do próprio autor

$$P_{com} = \frac{f_s(ton + toff) \cdot I_{in} \cdot V_0}{2} = \frac{35000(88n + 123n) \cdot 8,05 \cdot 14,5}{2} = 0,431W \quad (3.31)$$

A perda total é calculada na equação 3.32:

$$P_{chave_{total}} = P_{cond} + P_{com} = 0,398 + 0,431 = 0,829W \quad (3.32)$$

Por fim, será calculada a temperatura na junção do MOSFET caso não seja utilizado nenhum tipo de dissipador de calor. Esse cálculo é feito considerando uma temperatura de ambiente ( $T_a=60^\circ\text{C}$ ), devido a exposição à radiação solar do compartimento onde o dispositivo estará localizado.

$$T_J = R_{ja} \cdot P_{chave_{total}} + T_a = 111,4^\circ\text{C} \quad (3.33)$$

Através do datasheet do componente, sabe-se que este possui capacidade em operar até  $175^\circ\text{C}$ . Como o resultado obtido na equação (3.33) é bem inferior ao valor máximo suportado pelo MOSFET, não será necessário utilizar dissipador, porém, para o componente não ficar completamente exposto, decidiu-se utilizar um pequeno dissipador disponível no laboratório, onde seu cálculo não será considerado.

### 3.0.11 Esforços e dimensionamento do diodo

Para o dimensionamento do diodo, será considerado a corrente máxima que circula nele que ocorre na segunda etapa de operação. Portanto, deve-se analisar a corrente e tensão máxima que o componente deve suportar. Sua Tensão Reversa Máxima tem o mesmo valor que a tensão máxima de saída.

$$V_{Dmax} = V_{Drev} = V_{0max} = 14,5V \quad (3.34)$$

$$I_{Dmax} = I_{inmax} = 8,05A \quad (3.35)$$

O diodo escolhido foi o MBR10100, a escolha deve-se ao fato do componente possuir poucas perdas. Suas características estão contidas da tabela 3.7

Tabela 3.7 – Especificações do diodo MBR10100

Grandeza	Representação	Magnitude
Corrente direta média	$I_{F(AV)}$ [A]	10
Corrente direta máxima	$I_{FSM}$ [A]	150
Tensão reversa máxima	$V_{RRM}$ [V]	45
Queda tensão direta @125°C	$V_F$ [V]	0,65

Fonte: produção do próprio autor

O diodo escolhido utiliza-se da tecnologia *Schottky* possuindo uma característica de comutação ultra-rápida e uma baixa queda de tensão no sentido direto. Por este fato, podemos desprezar suas perdas por comutação, portanto o cálculo de sua perda é expresso na Equação 3.36.

$$P_{diodo} = I_{Dmed} \cdot V_F = 1,99 \cdot 0,65 = 1,29W \quad (3.36)$$

### 3.0.12 Eficiência teórica

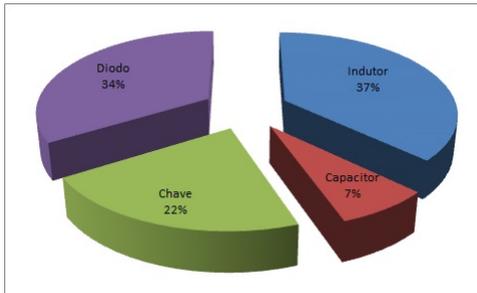
Com a eficiência calculada em todos os componentes, calcula-se a perda total do conversor projetado e determina-se a sua eficiência nas Equações (3.37) e (3.38) respectivamente.

$$P_{total} = P_{ind} + P_{cap} + P_{chave_{total}} + P_{diodo} = 3,821W \quad (3.37)$$

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{total}}{P_{in}} = \frac{32,6 - 3,82}{32,6} = 88,3\% \quad (3.38)$$

Para um melhor entendimento do leitor, foi criado um gráfico das perdas em cada componente em porcentagem que pode ser visto na Figura 3.9. Através dele é possível saber quais são os componentes que mais afetam no rendimento do conversor.

Figura 3.9 – Gráfico de perdas dos componentes



Fonte: produção do próprio autor

## 4 ANÁLISE E MODELAGEM DO PROJETO DE CONTROLE DO CONVERSOR

### 4.0.13 Modelo do conversor

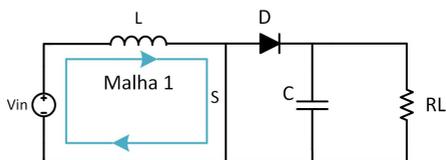
Para efetuar o controle de corrente de entrada, é necessário que se obtenha o modelo do conversor *boost* conforme os sinais que são gerados em sua saída, de acordo com excitações na sua entrada. As variáveis utilizadas serão a razão cíclica  $D$  e a corrente de entrada do conversor que são, respectivamente, o sinal de entrada e o sinal de saída da planta.

A função de transferência  $G(s) = L_{in}(s)/D(s)$ , pode ser obtida a partir do modelo baseado nas equações descritas em (STEIN, 2012).

O circuito do conversor utilizado para análise será o modelo equivalente simplificado operando em condução contínua de corrente e considerando a tensão de entrada constante e a tensão de saída sem ondulação.

Aplica-se a "Lei de Kirchhoff" na malha apresentada Figura 4.1, obtendo

Figura 4.1 – Malha analisada do conversor



Fonte: produção do próprio autor

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} + V_0(1 - D) \quad (4.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_0(1 - D)}{L} \quad (4.2)$$

Para uma análise de pequenos sinais, sabe-se que uma variação na razão cíclica  $\Delta D$  implica em uma variação na corrente do indutor  $\Delta i_L$ , temos:

$$\frac{d(i_L + \Delta i_L)}{dt} = \frac{V_{in} - V_0(1 - (D + \Delta D))}{L} \quad (4.3)$$

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{d\Delta i_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_0(1-D)}{L} + \frac{V_0(\Delta D)}{L} \quad (4.4)$$

Comparando e eliminando os termos constantes entre as Equações (4.2) e (4.4), obtêm-se:

$$\frac{d\Delta i_L}{dt} = \frac{V_0(\Delta D)}{L} \quad (4.5)$$

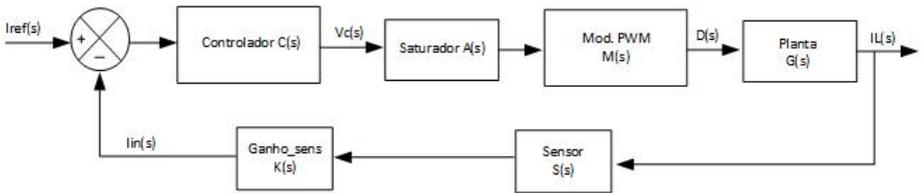
Aplicando a Transforma de Laplace em ambos os lados da Equação 4.5, obtêm-se a função de transferência para o modelo em alta frequência do conversor *boost* apresentado em (4.6)

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_0}{L \cdot s} \quad (4.6)$$

#### 4.0.14 Projeto do compensador de corrente

Obtido a modelagem do conversor, será efetuado o projeto do compensador de malha fechada analógico para controle da planta. A malha está representada na Figura 4.2

Figura 4.2 – Controle de corrente de entrada do conversor



Fonte: produção do próprio autor

Na malha descrita, o sensor gera uma tensão  $V_{in}$  proporcional a corrente de entrada no conversor  $I_L$ . Então, a tensão  $V_{in}$  é comparada a tensão proporcional à corrente desejada na saída da malha  $V_{ref}$  e fornece um sinal de erro ao controlador. A partir do erro gerado o controlador cria um sinal de tensão  $V_c$  é convertido para um sinal PWM (sinal modulado por pulso) o qual apresenta a razão cíclica. Será necessário, por segurança, um atenuador, o qual está representado no esquema e será discutido adiante. Será explicado e detalhado adiante, que o valor máximo de tensão que o sensor gera é um valor muito pequeno comparando ao range do arduino (0V-5V) portanto, será

necessária acrescentar um ganho nesse valor buscando uma maior resolução. Por segurança, haverá um saturador limitando o valor máximo da razão cíclica que o conversor poderá atingir.

O circuito de controle operará com tensão máxima de 5V, pois ambos os sinais de referência de corrente e do sensor de corrente variam de 0 a 5V. O máximo valor de corrente especificado é de 8,05A, optou-se pelo ganho de valor de 0,5, de acordo com a Equação 4.8:

$$\frac{V_{in}(t)}{i_{Lin}(t)} = 0,5 \quad (4.7)$$

$$\frac{\Delta i_L(s)}{\Delta D(s)} = 0,5 \frac{V_0}{L \cdot s} \quad (4.8)$$

Substituindo os valores da tensão  $V_0$  definida anteriormente como 14,5V e o valor de indutância encontrada em (3.8) na Equação 4.8, podemos obter a resposta em frequência do conversor boost, mostrada na Figura 4.3

Nota-se um comportamento de um integrador puro, possuindo erro estático nulo e estável pois a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de -20dB/década. Sobretudo, a função de transferência utilizada é aproximada pois não leva em conta a resistência em série que possui o capacitor. Buscando um comportamento mais dinâmico e melhorando, assim, o rendimento do conversor, será utilizado um equacionamento para sua função de transferência mais completo. A dedução da função de transferência pode ser encontrado em (KNABBEN, ), e resume-se na Equação 4.9:

$$\frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_0 \cdot [s \cdot Co \cdot (Ro + 2Rse) + 2]}{s^2 \cdot Lin \cdot Co \cdot (Ro + Rse) + s[Lin + Co \cdot Ro \cdot Rse \cdot (1 - D)^2] + Ro \cdot (1 - D)^2} \quad (4.9)$$

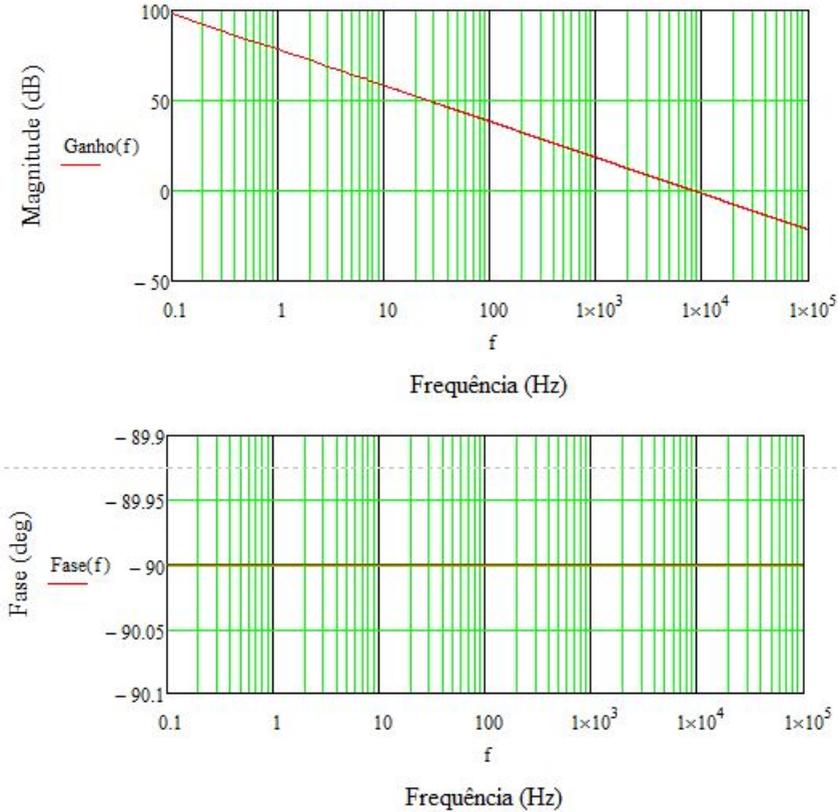
Para o modulador PWM é utilizado o CI UC3525A, explicado na seção seguinte, este apresenta uma tensão de pico de 3,6V, através da equação podemos obter sua função de transferência.

$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{V_p} \quad (4.10)$$

Podemos, então traçar a função de traçar o diagrama de Bode do ramo direto da malha a ser controlada, o qual é representado pela Equação 4.11:

$$\frac{v_{in}(s)}{v_c(s)} = \frac{d(s)}{v_c(s)} \frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} \frac{v_{in}(s)}{i_{Lin}(s)} \quad (4.11)$$

Figura 4.3 – Diagrama de Bode do conversor de função de transferência simplificada

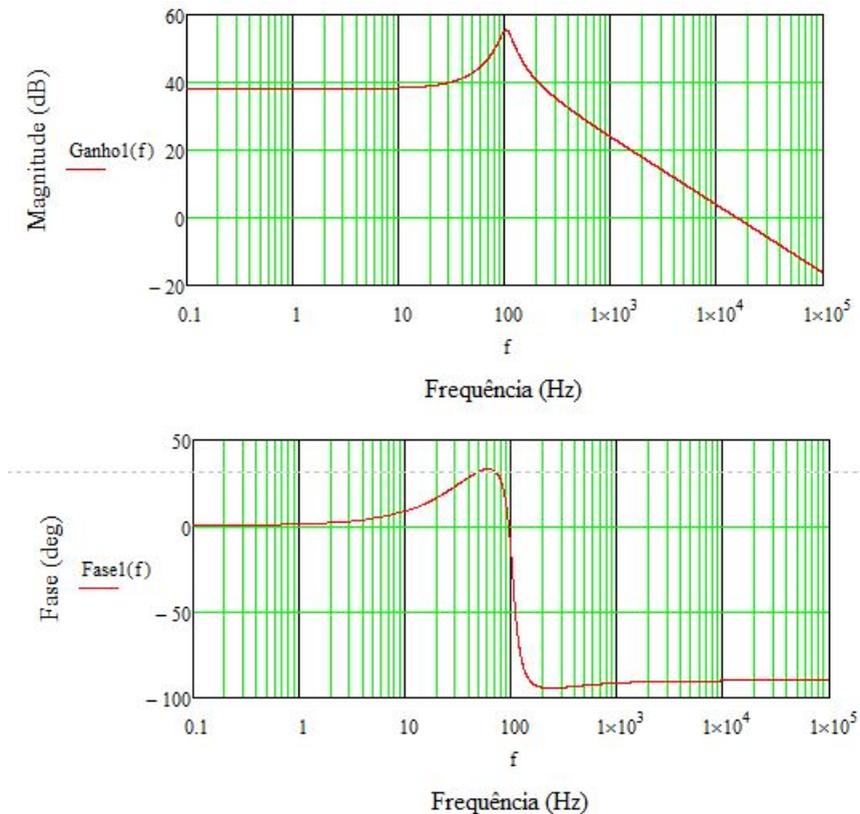


Fonte: produção do próprio autor

Como podemos observar na Figura 4.4 ao utilizarmos o modelo do conversor mais próximo do real, este não possui um ganho elevado para baixas frequências o que acarreta em um incremento de erro estático. Portanto deve-se empregar um compensador na planta que corrija o erro estático da mesma.

De acordo com o diagrama, com um simples controlador integrador puro, poderia anular o erro em regime, entretanto a função de laço aberto da planta se tornaria instável, já que a mesma cruzaria a frequência de corte com uma inclinação de  $-40\text{dB/década}$ . A alocação de um pólo e um zero na

Figura 4.4 – Diagrama de Bode da planta de corrente



Fonte: produção do próprio autor

função de transferência faria com que a função de laço aberto apresentasse erro estático praticamente nulo e passaria pela frequência de corte com uma inclinação de -20dB/década, voltando a tornar estável. Portanto o controlador a ser utilizado será o "avanço e atraso de fase", sua função de transferência é apresentada em 4.12:

$$C(s) = k \frac{s + w_1}{s(s + w_2)} \quad (4.12)$$

Tabela 4.1 – Grandezas utilizadas no compensador

Grandeza	Representação	Magnitude
Ganho do compensador	k	$32 \times 10^3$
Frequência do zero deslocado	$w_1$	875 Hz
Frequência do polo deslocado	$w_2$	3.5 KHz

Fonte: produção do próprio autor

De acordo com (BASTCHAUER ANIS CEZAR CHEHAB NETO, 2000), para o correto posicionamento dos pólos e zeros deste compensador, deve-se ter em mente as seguintes observações:

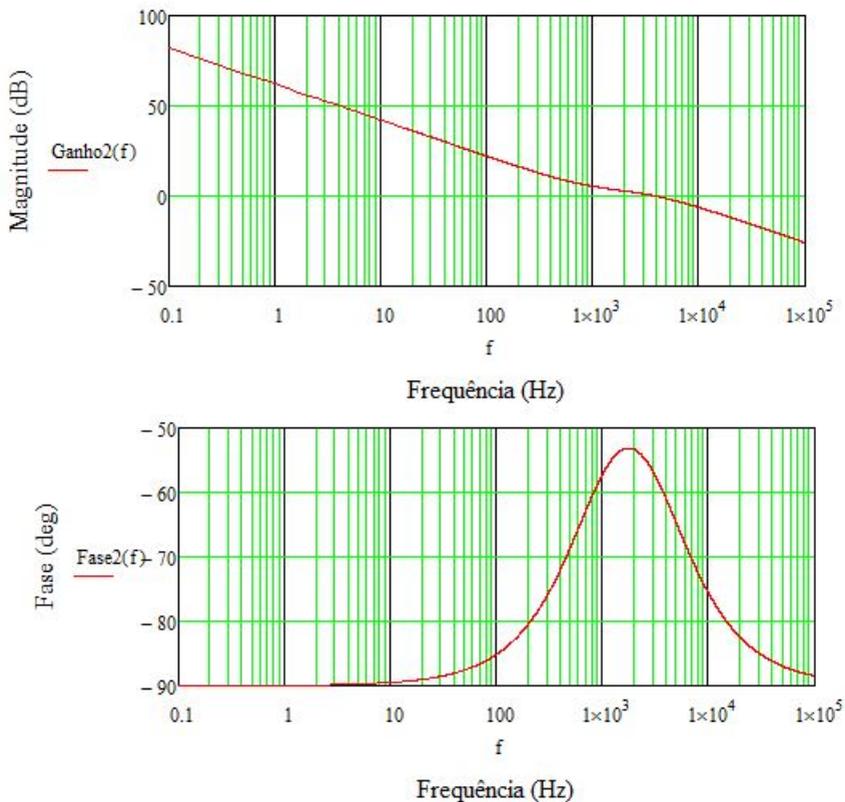
- Quanto maior o valor da frequência do zero, o compensador tende a ficar mais rápido, com uma banda passante maior, possibilitando menor distorção à corrente de fase;
- A frequência de corte do sistema (função de transferência de laço aberto) deve ser no máximo igual a metade da frequência de comutação,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

Considerando estas observações, a frequência de corte do conversor em malha aberta foi fixada em 8,75kHz, o zero foi posicionado uma década abaixo da frequência de corte, o pólo deslocado uma década abaixo da frequência de comutação e o valor do ganho foi ajustado para cruzar em zero uma década abaixo da frequência de comutação. Os valores estão dispostos na Tabela 4.1 :

#### 4.0.15 Projeto do circuito de comando do interruptor

Para efetuar o comando no interruptor da chave, iremos utilizar o compensador obtido anteriormente, conhecido como "avanço e atraso de fase",

Figura 4.5 – Diagrama de Bode do controlador



Fonte: produção do próprio autor

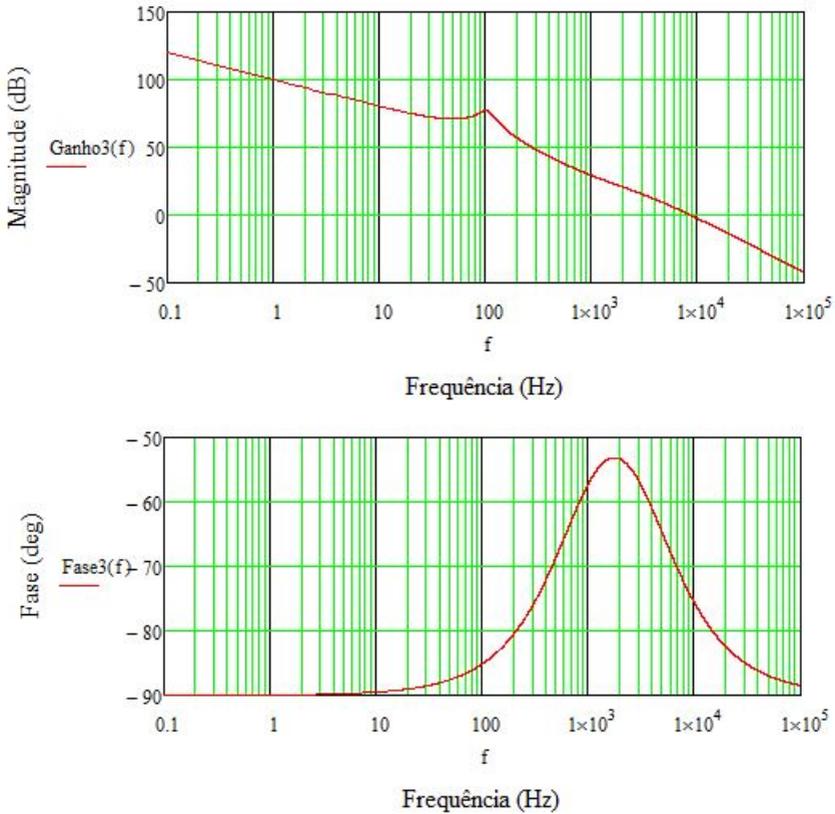
demonstrado pela Equação 4.12. Com a utilização de um Amplificador Operacional (AmpOpO), o compensador pode ser sintetizado em um circuito analógico representado pela Figura 4.7.

A sua função de transferência é apresentada pela Equação 4.13

$$C(s) = \frac{1 + s.R_{ef}C_1}{s.R_{in}(C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{s.R_{ef}C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (4.13)$$

Igualando as Equações (4.13) e (4.12) e fixando o valor de  $R_{in} = 10k\Omega$ , obtemos:

Figura 4.6 – Diagrama de Bode da planta controlada



Fonte: produção do próprio autor

$$R_{ef}=122,9\text{k}\Omega$$

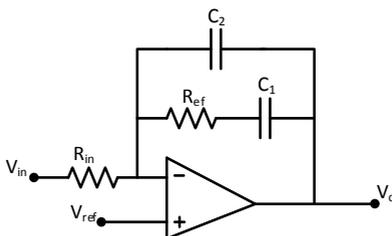
$$C_1=9,3\text{nF}$$

$$C_2=3,1\text{nF}$$

Com o compensador devidamente dimensionado, utilizamos o sinal de tensão de sua saída para determinar a razão cíclica no interruptor.

Para tal finalidade, utiliza-se a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) ou modulação por largura de pulso. A modulação é obtida a partir da amplitude do sinal comparado entre o  $V_{in}$  com uma onda do tipo "dente de

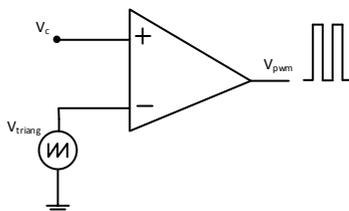
Figura 4.7 – Circuito elétrico equivalente do compensador "avanço atraso de fase"



Fonte: produção do próprio autor

serra", sinal de referencia e sinal portador, respectivamente. O circuito pode ser visto na Figura 4.8

Figura 4.8 – Circuito elétrico comparador



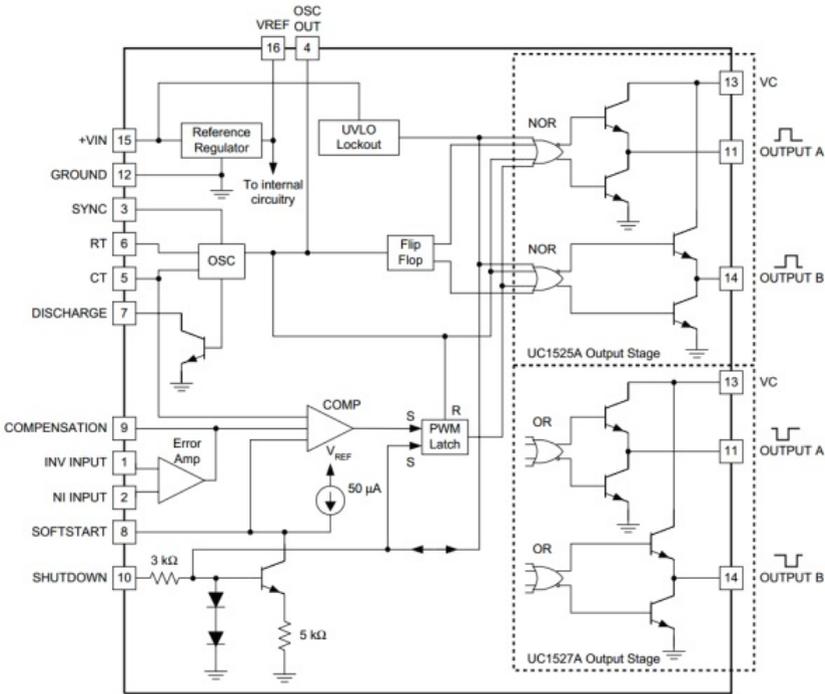
Fonte: produção do próprio autor

#### 4.0.16 Circuito integrado UC3525

Para a implementação do circuito de controle e modulador PWM, foi escolhido o circuito integrado UC3525, este CI congrega diversas funções em um único chip. Dentre estas, podemos destacar a realização da modulação PWM, partida suave, saídas complementares, controle de sobretensão de alimentação, amplificador de erro e pino de desligamento imediato. Na Figura 4.9 é representado seu diagrama elétrico interno.

Através do amplificador de erro interno, é sintetizado o compensador de corrente. Para isso, posiciona-se os componentes de malha de realimentação entre os pinos 1 e 9 e aplica-se o sinal de referência no pino 2.

Figura 4.9 – Diagrama elétrico interno do CI UC3525A



Fonte: (TEXAS..., )

Para o acionamento do circuito, utiliza-se a partida suave (*soft-start*). Um capacitor é utilizado no pino 8 e sua capacitância é calculada por 4.14:

$$C_{ss} = \frac{I_{C_{ss}} \cdot t}{V_{C_{ss}}} \quad (4.14)$$

Os valores de  $I_{C_{ss}}$  e  $V_{C_{ss}}$  são dados pelo fabricante e tem valores 50uA e 5,1V, respectivamente. A grandeza  $t$  apresenta o tempo total de partida até que o circuito atinja o regime de operação; escolheu-se 100ms para este. O valor obtido para  $C_{ss}$  é de 1uF.

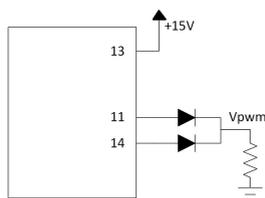
Para o ajuste da frequência de comutação, utiliza-se um capacitor e um resistor conectados nos pinos 5 e 6. Seus valores são calculados através da Equação 4.15

$$R_T = \frac{1}{0,7 \cdot C_T \cdot f_s} \quad (4.15)$$

O valor da frequência de comutação especificado no projeto é de 35kHz, e escolhe-se, arbitrariamente, o valor de 10nF para o capacitor ( $C_T$ ), então, obtêm-se valor de 4k $\Omega$  para  $R_T$ .

O comando no interruptor é dado pelos pinos 11 e 14, de forma complementar. Caso somente um dos pinos for utilizado a onda modulada será de um período em nível alto e o seguinte em nível baixo, quando for imposta a razão cíclica máxima. Como essa característica não é desejada, pois não se está trabalhando com chaveamento complementar, utilizam-se as duas saídas conectadas através de um diodo em cada uma delas, conforme demonstra a 4.10

Figura 4.10 – Configuração da saída PWM do CI UC3525A



Fonte: produção do próprio autor

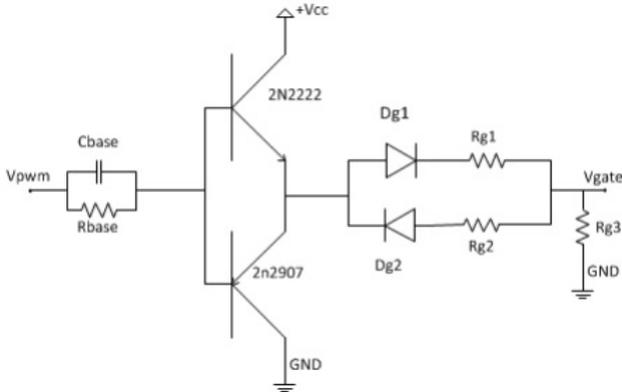
O valor do resistor em paralelo com a saída é definido experimentalmente e garante a imposição de tensão zero sobre o nó, quando o sinal de PWM é nulo.

A conexão direta do sinal modulado pelo CI ao gatilho do MOSFET não traria velocidades de comutação satisfatória pois não é capaz de fornecer um nível de corrente desejado. Portanto, é necessário a construção de um *driver* de comando para impor performance na comutação do interruptor. Para executar tal função, foi utilizado o circuito utilizado em (STEIN, 2012), mostrado pela Figura 4.11.

O tempo de entrada em comutação e bloqueio é definido pelo  $R_{g1}$  e  $R_{g2}$ , os quais são os resistores de gate. Na entrada em condução apenas o  $D_{g1}$  está conduzindo e na entrada em bloqueio apenas o  $D_{g2}$  está conduzindo.

Quando não há sinal do modulador o resistor  $R_{g3}$  garante que o gatilho do interruptor é mantido com tensão em zero, dessa forma, a chave permanece aberta. Optou-se por uma resistência no valor de 10k $\Omega$ .

Figura 4.11 – Circuito do driver utilizado no acionamento do MOSFET



Fonte: (STEIN, 2012)

#### 4.0.17 O Método MPPT

Como visto em 2.5.1, a potência de um módulo fotovoltaico varia de acordo com a tensão e corrente. Um dos recursos que proporciona um aumento significativo no rendimento energético e eleva o valor agregado no sistema é a utilização de um método de rastreamento do máximo ponto de potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*).

O MPPT é um algoritmo que recebe entradas como tensão ou corrente e atua no ciclo de trabalho do conversor permitindo que o módulo fotovoltaico opere no ponto em que sua potência é máxima para qualquer radiação ou temperatura aumentando, assim, seu rendimento. Neste trabalho proposto, os parâmetros a serem utilizados nesse algoritmo serão a corrente de saída do módulo fotovoltaico, ou seja, a corrente no indutor do conversor e a potência nos terminais de entrada. Segundo (FILHO, 2008), dentre os métodos mais utilizados na literatura, destacam-se:

- Baseados na Lógica Fuzzy;
- Baseados em Redes Neurais;
- Baseados em Frações da Tensão de Circuito Aberto;
- Tensão Constante;
- Condutância Incremental;

- Perturba e Observa;

De acordo com (FILHO, 2008), os dois primeiros métodos citados, baseados na Lógica Fuzzy (também chamada Lógica Nebulosa) e em Redes Neurais, são, em termos de processamento, os que exigem maior capacidade. Geralmente, estas técnicas empregam conceitos de inteligência artificial e são relativamente complexas. As três últimas listadas, a saber: Tensão Constante, Perturba e Observa e Condutância Incremental são amplamente exploradas pela literatura, as quais foram detalhadas. Dentre essas, o método Perturba e Observa por sua simplicidade e robustez foi o escolhido para o projeto proposto.

O método Perturba e Observa utiliza um algoritmo que faz a leitura dos parâmetros de tensão e corrente do painel fotovoltaico monitorando a derivada de potência.

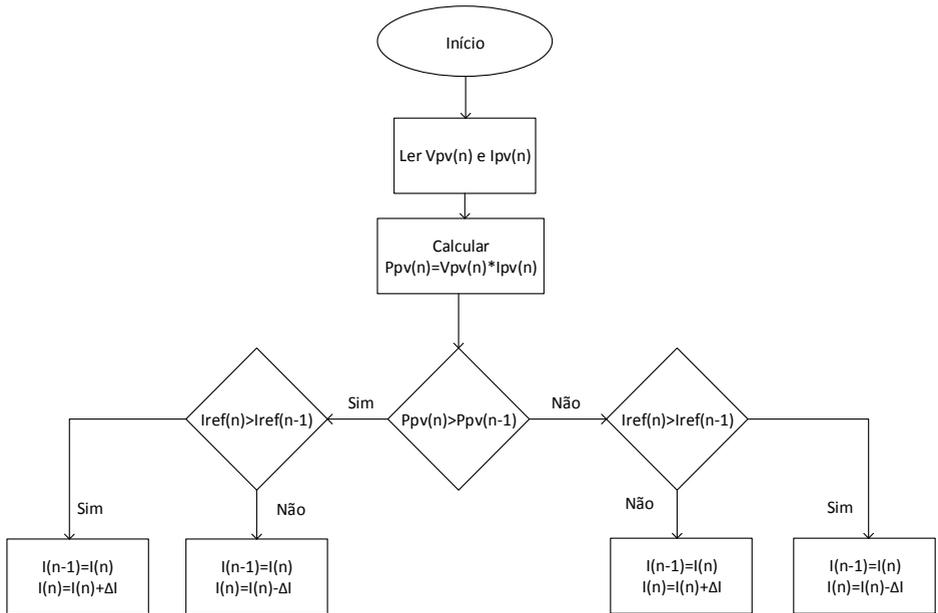
Inicialmente feito uma comparação entre a potência lida e o obtido anteriormente, se o valor for positivo é realizado a análise da derivada de corrente de entrada, se esta for positiva a perturbação é dada no mesmo sentido incrementada com um valor  $\Delta I$  caso contrário será decrementada.

Caso a derivada de potência for negativa, significa que foi diminuída quando comparada ao último valor lido, a referência de corrente é novamente analisada. Se o seu valor for positivo, significa que ela foi incrementada, então ela deve sofrer uma perturbação no sentido oposto, sendo decrementada, caso o valor for negativo ela deverá sofrer uma perturbação no mesmo sentido, sendo incrementada.

O método Perturba e Observa, também pode utilizar a razão cíclica como variável de controle. Desta maneira, é realizado uma perturbação no conversor, o que significa um incremento na razão cíclica. Então, semelhante ao que ocorre quando analisamos a corrente de entrada, é calculado a potência e comparado ao valor do instante anterior. Caso estiver aumentando, o sistema está na direção à máxima potência, então a perturbação deverá ser mantida no mesmo sentido. Isso ocorre até o valor da potência estiver sido menor quando comparado ao anterior. Neste momento, significa que o sistema está na direção oposta à maximização de potência, então o sentido da perturbação deve ser alterado.

Sobretudo, no trabalho proposto o conversor será operado diretamente através da uma referência de corrente na entrada. O controlador garantirá que essa corrente do conversor siga a referência. A Figura 4.12 representa o fluxograma para o método com perturbação na corrente.

Figura 4.12 – Fluxograma do método Perturba e Observa com perturbação da corrente de referência



Fonte: produção do próprio autor

#### 4.0.18 Sensoriamento de sinais

Para a realização do controle de carga da bateria bem como o rastreamento do máximo ponto de potência se faz necessário medir a corrente de entrada do conversor. Esse sinal deve ser condicionado para atender as especificações necessárias dos componentes, devendo-se utilizar um sensor de corrente.

Um modelo simples e robusto é mostrado na Figura 4.13.

O circuito utiliza-se de um resistor *shunt*, o seu ganho é dado pela Equação 4.16:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_a - V_b) \quad (4.16)$$

Porém, ao utilizar esse circuito para o trabalho proposto, necessitará de uma grande energia para seu funcionamento resultando em uma perda de rendimento o que não é interessante quando tratamos de aplicações com painéis fotovoltaicos onde seu rendimento já é comprometido.

Portanto, para atender as especificações, a solução encontrada foi o sensor de Efeito Hall modelo FHS 40-P/SP600 da fabricante LEM. O componente destaca-se por ser um sensor de corrente isolado, baixo custo, pequeno tamanho e baixo consumo de energia. Tendo conhecimento da vasta aplicação que o componente possui para diferentes valores de correntes, foi necessário o projeto da PCB do KIT-6 do componente. A escolha justifica-se por possuir uma corrente máxima típica de 10A o que está de acordo com a necessidade deste trabalho. De acordo com o datasheet e de testes validados, o circuito apresenta as seguintes características:

Tabela 4.2 – Principais parâmetros do sensor ACS712 KIT6

<b>Grandeza</b>	<b>Representação</b>	<b>Magnitude</b>
Faixa de corrente	[A]	+/-10
Banda Passante	[Hz]	50k
Tensão de Alimentação	[V]	5
Ganho	G[V/A]	200m

Para a corrente máxima de saída do painel fotovoltaico, obtemos a tensão na saída do sensor através da Equação 4.17:

$$V_{out} = G_{sens} * I_{IN} = 200m * 8.05 = 1.61V \quad (4.17)$$

Antecipa-se aqui que esse sinal será processado pelo Arduino, o qual será discutido posteriormente, que possui uma entrada no valor de 0V-5V, portanto se faz necessário o uso de um amplificador de sinais visando uma melhor resolução.

O circuito é mostrado na Figura 4.14 e foi projetado com um ganho na ordem de 3, para isso, obteu-se o valor de  $R_1 = 1k\Omega$  e  $R_2 = 2.7k\Omega$ . Sua alimentação é simples com magnitude de 5V.

Para a leitura das tensões na entrada e saída do conversor, optou-se pela escolha de um simples divisor resistivo, a escolha se justifica pelo fato de ser uma estrutura simples, robusta e de fácil implementação. Sua estrutura está representada na Figura 4.15

O ganho deste sensor foi estabelecido em  $G_V = 0,9$ . Para isso, os valores dos resistores são:  $R_A = 10k\Omega$  e  $R_B = 1k\Omega$ .

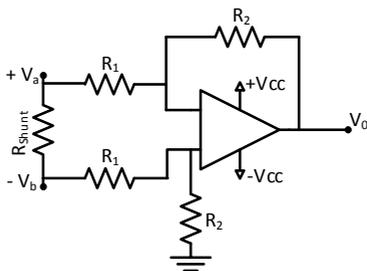
A geração de corrente de referência para a malha de corrente e gerada pelo microcontrolador através de um sinal PWM que provem em um dos seus

pinos e tratada por um filtro passa baixas RC de primeira ordem. O filtro esta representado na Figura 4.16

Será escolhido uma frequência de corte no valor de  $f_c = 100Hz$ , uma década abaixo da frequência do PWM. Utilizando um capacitor de valor de  $C_f=10\mu F$ . Obtemos  $R_f$  através da equação:

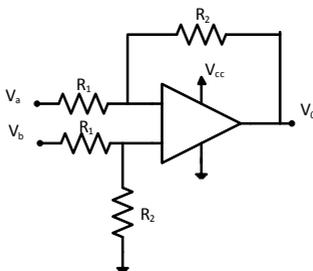
$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot C_f \cdot F_c} = 159k\Omega \quad (4.18)$$

Figura 4.13 – Circuito shunt medição de corrente



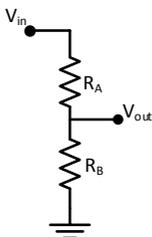
Fonte: produção do próprio autor

Figura 4.14 – Circuito para medição de tensão



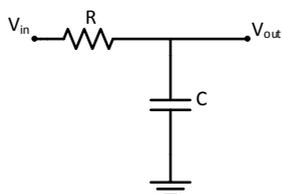
Fonte: produção do próprio autor

Figura 4.15 – Circuito para medição de tensão



Fonte: produção do próprio autor

Figura 4.16 – Filtro RC



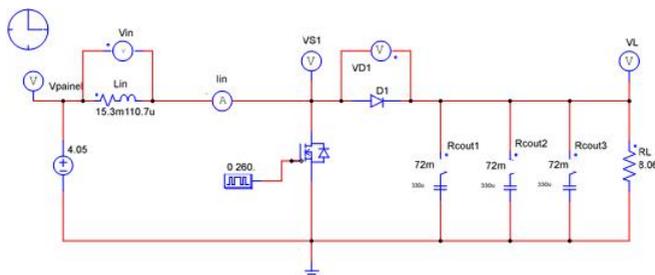
Fonte: produção do próprio autor

## 5 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

### 5.0.19 Simulação em malha aberta

Para a simulação do conversor projetado foi utilizado o *software* PSIM. Buscando validar o conversor projetado teoricamente, primeiramente será simulado o conversor em malha aberta. Neste caso o painel solar foi modelado por uma fonte de tensão contínua e o comando na chave utilizou-se um bloco de comando no qual a *duty cycle* foi ajustado para o valor calculado teoricamente. Para tentar se aproximar do modelo prático, as resistências internas dos capacitores e do indutor foram consideradas nessa simulação. As formas de ondas demonstradas foram obtidas em regime permanente do conversor no mesmo instante de tempo para todas as formas de onda e a captura de imagem foi obtida para quatro ciclos de chaveamento. O circuito simulado pode ser visto na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Circuito simulado



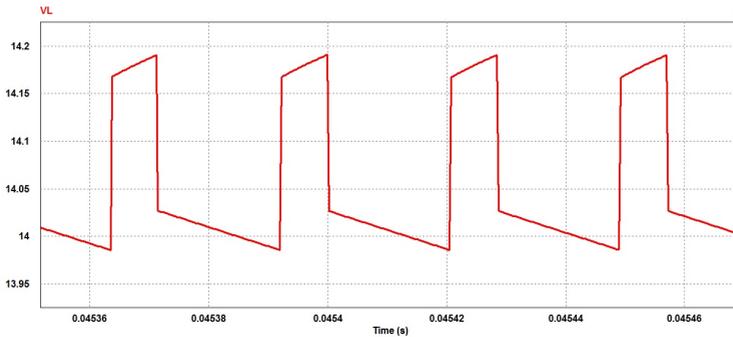
Fonte: produção do próprio autor

### 5.0.20 Tensão na carga

A primeira forma de onda obtida é a da tensão na carga, pode ser vista na Figura 5.2:

Como o objetivo do projeto proposto é o carregamento eficiente da bateria, deve-se atentar a essa forma de onda. A tensão na bateria deve ser constante e ter um valor entre 13,5V até 14,5V para um carregamento sem agredir o componente afetando sua vida útil. Através da simulação, nota-se

Figura 5.2 – Tensão na carga



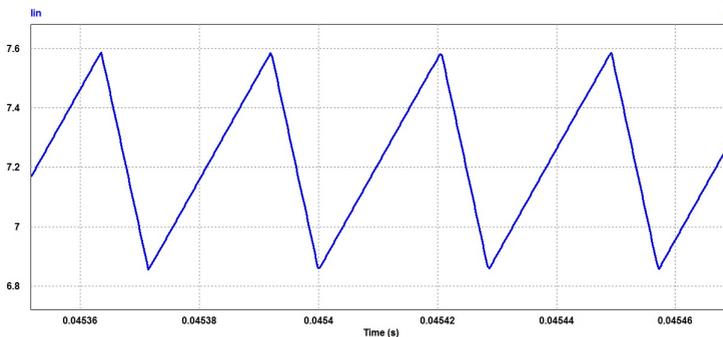
Fonte: produção do próprio autor

que esta possui um valor médio de 14,05V o que está coerente com o valor teórico calculado.

### 5.0.21 Corrente de entrada

Obtemos, também a corrente de entrada na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Corrente de entrada



Fonte: produção do próprio autor

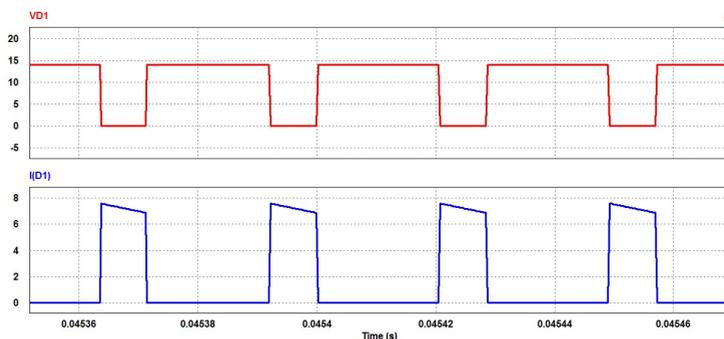
Para a corrente de entrada, obteve-se um valor médio de 7,22A o valor está um pouco abaixo do calculado teoricamente, esta fato poderia ser corrigido ajustando a razão cíclica mas optou-se em manter a razão cíclica dentro do especificado. Uma justificativa válida para este motivo é devido a resistên-

cia interna do Indutor considerada nesta simulação, a qual foi obtida após o componente ser construído e, também, as resistências internas dos capacitores as quais não foram consideradas teoricamente.

### 5.0.22 Tensão e corrente no diodo

A seguir são apresentadas as formas de ondas da tensão e corrente no diodo. As formas de onda no diodo são pulsantes devido a ação de controle que age sobre a chave fazendo ela conduzir ou não. O valores máximos obtidos para a tensão e corrente foi de 14,05V e 7,58A.

Figura 5.4 – Tensão e corrente no diodo



Fonte: produção do próprio autor

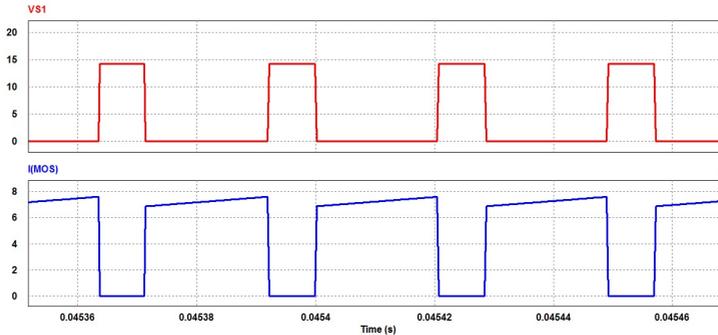
### 5.0.23 Tensão e corrente na chave

Neste caso, o transistor é chaveado constantemente com uma razão cíclica constante. Suas formas de onda são apresentadas na Figura 5.5

### 5.0.24 Tabela de comparação e conclusão

Através da Tabela 5.1 observa-se a comparação obtida entre a simulação e os valores calculados teoricamente. Para a tensão e corrente média na carga obteve-se um valor abaixo do esperado devido à inclusão das resistências equivalentes dos capacitores e do indutor, a qual não foi considerada teoricamente. Já os valores de tensões e correntes máximas para o diodo e chave,

Figura 5.5 – Tensão e corrente na chave



Fonte: produção do próprio autor

Tabela 5.1 – Comparação dos valores teóricos e simulados

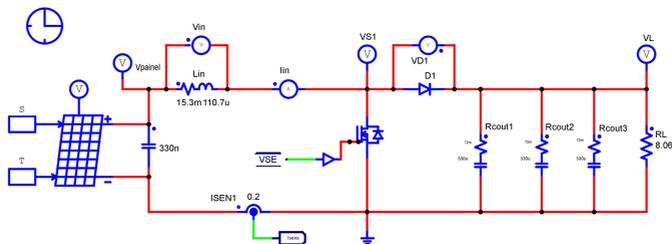
Componente	Teórico	Simulado
Tensão média na carga	14,5V	14,05V
Corrente média na carga	8,05A	7,22A
Tensão máxima no diodo	14,5V	14,05V
Corrente máxima no diodo	8,05A	7,58A
Tensão máxima na chave	14,5V	14,05V
Corrente máxima na chave	8,05A	7,58A
Corrente RMS na chave	6,97A	7,32A

obteve-se um valor menor do que o esperado mostrando que os componentes projetados e especificados para o projeto estarão seguros o suficiente para o funcionamento do circuito. A partir destes dados o projeto foi validado, podemos então simular com confiança o conversor em malha fechada, que será demonstrado a seguir.

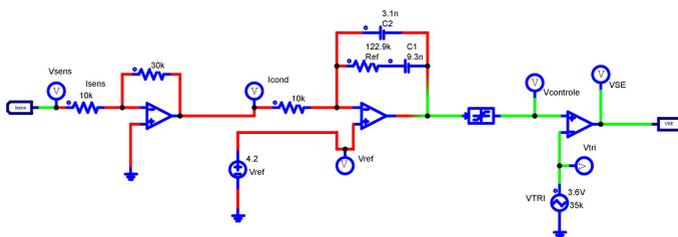
### 5.0.25 Simulação em malha fechada

Agora será simulado o conversor em malha fechada. Esta simulação será feita através do mesmo software utilizado em malha aberta, porém com algumas alterações no circuito. Uma delas é a substituição da fonte de tensão contínua por um modelo físico de um módulo fotovoltaico onde seus parâmetros foram preenchidos de acordo com o *datasheet* do fabricante da célula solar utilizada no módulo construído, para o funcionamento deste foi necessá-

rio a adição de um capacitor em paralelo. Uma outra alteração foi a inclusão do circuito de controle projetado no Capítulo 4 além de um circuito de condicionamento de tensão. O objetivo dessa simulação é obter as formas de onda do circuito de controle para a sua validação. O circuito utilizado para esta simulação pode ser visto na Figura 5.6



(a) Circuito de Potência



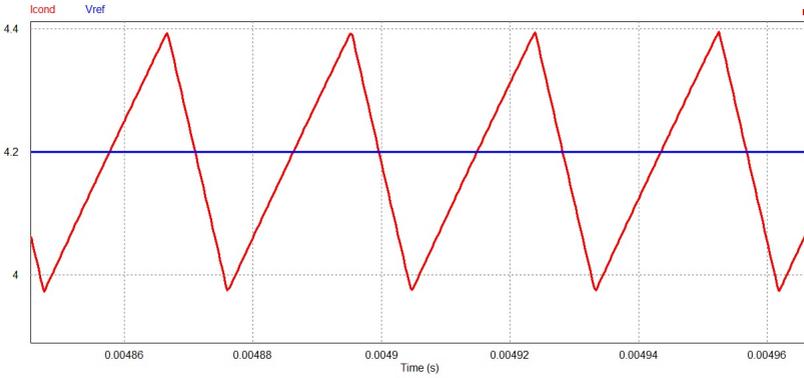
(b) Circuito de controle integrado

Figura 5.6 – Circuito simulado

Lembrando que a corrente de entrada do conversor é lida por um sensor de corrente o qual possui um ganho fixo, esta corrente passa por um amplificador onde a saída deste, é demonstrada na Figura 5.7. O valor médio da corrente é de 4,17A, coerente com o projetado e possuindo uma boa resolução. Nota-se que esta corrente segue o valor de referência, que, para esta simulação, utilizou-se uma fonte de tensão contínua com valor de 4.2V, correspondendo a 4.2A, esta será gerada pelo *MPPT*. Portanto o controle está agindo conforme o esperado.

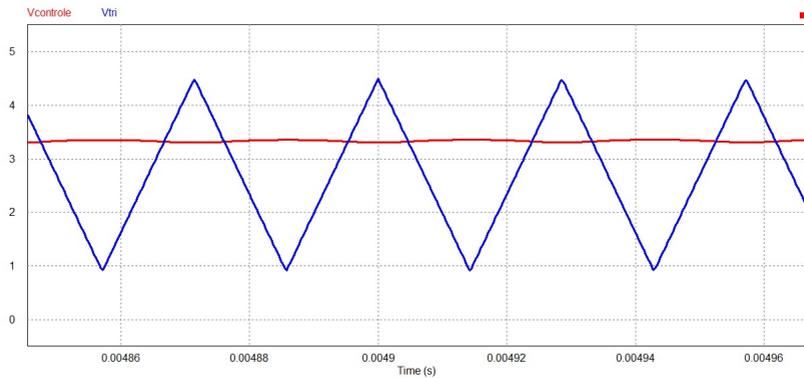
Na Figura 5.8 são mostradas as duas formas de ondas a serem comparadas: o sinal que provém do controle e a onda triangular. Para a simulação da onda triangular, foi utilizado uma fonte de sinais com as mesmas especificações da saída geradora deste sinal do CI UC3525A. O limitador que é utilizado nesse projeto como segurança, também é simulado e tem seu comportamento validado.

Figura 5.7 – Corrente de entrada e referência



Fonte: produção do próprio autor

Figura 5.8 – Tensão do controle e referência

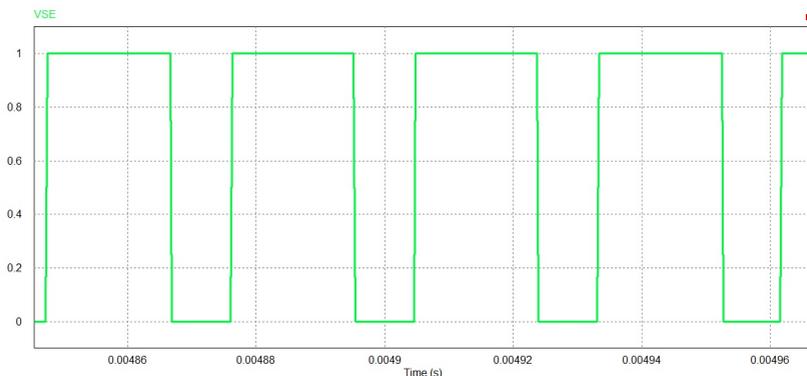


Fonte: produção do próprio autor

Por final, temos o sinal PWM que é enviado para a chave, fazendo-a conduzir ou não.

O sinal de comando na chave tem seu funcionamento validado tendo em vista que seu valor *duty cycle* é de 0,70, quando o calculado teóricamente foi de 0,72.

Figura 5.9 – Comando na chave



Fonte: produção do próprio autor

### 5.0.26 Conclusão

Conforme devidamente analisadas todos os gráficos simulados e demonstrados nesse capítulo, o conversor tem seu funcionamento validado bem como os circuitos e parâmetros utilizados neste. As pequenas divergências, justificam-se por considerar as resistências internas dos componentes as quais não foram utilizadas nos cálculos teóricos. O circuito de controle do conversor está respondendo adequadamente e o valor do *duty cycle* está conforme o esperado.

Portanto, a partir da análise completa da simulação, tem-se fidelidade para o projeto prático do conversor proposto neste trabalho.



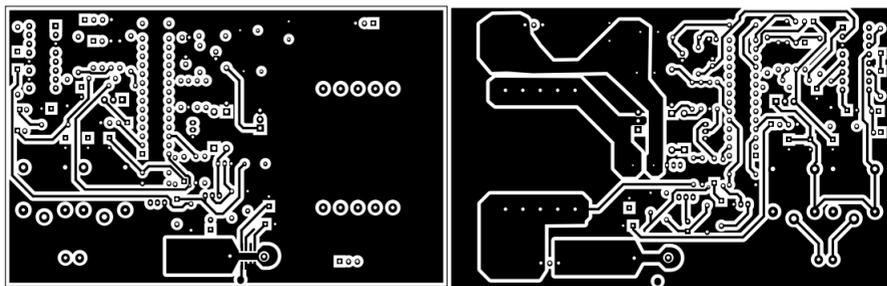
## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem como objetivo apresentar a construção da PCI bem como os resultados experimentais obtidos a partir do conversor projetado. Ao final será feita a análise e validação dos resultados.

### 6.0.27 Projeto e construção da Placa de Circuito Impresso (PCI)

O layout da placa foi construído com o objetivo de ser robusto e agrupar os componentes da melhor forma possível. Para isso foi utilizado ambos os lados da placa (top e bottom), feita uma malha de terra em ambas as faces e interligando-as. Utilizou-se o processo de corrosão para a confecção da placa. Para os componentes sujeitos a corrente elevada do conversor foram envolvidos por uma malha de potência, como pode ser visto na Figura 6.1. A dimensão total da placa foi de 12,5cmX8,0cm.

Figura 6.1 – PCI do conversor



Fonte: produção do próprio autor

Conforme citado anteriormente, para o funcionamento correto do sensor utilizado neste trabalho foi necessário um layout específico. Este foi testado independentemente para a validação de seu funcionamento.

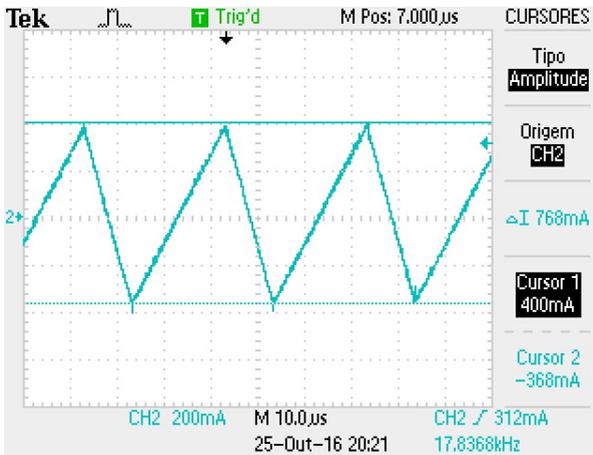
Além de ajudar na compreensão do funcionamento do circuito, os resultados mostrados nessa sessão irão permitir validar o projeto e analisar os comportamentos não previstos que são demonstrados na prática.

### 6.0.28 Teste experimental em malha aberta

O primeiro teste foi realizado com o circuito em malha aberta. Para isso foi utilizado uma fonte de tensão CC simulando o painel solar com os parâmetros de corrente e tensão especificado anteriormente. Como será mostrado o funcionamento do conversor em malha aberta, a referência foi gerada por uma fonte de tensão externa e ajustada para demandar a potência máxima de entrada também especificada. Como carga, foi utilizado um banco de resistências com o valor equivalente de  $5\Omega$ , projetado para demandar a potencia nominal do conversor.

A primeira forma de onda a ser demonstrada será a ondulação no indutor. Para tal demonstração o osciloscópio foi ajustado para o acoplamento AC, com isso facilitou-se a visualização da forma de onda, mostrada na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Ondulação de corrente no indutor

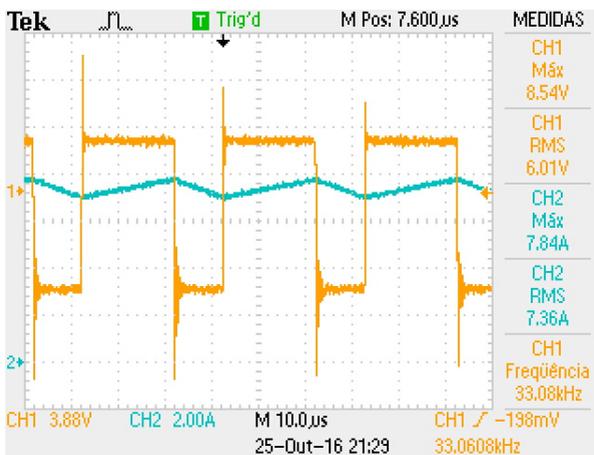


Fonte: produção do próprio autor

Nota-se que a ondulação de corrente foi de 768mA, dentro do limite de 800mA especificado no projeto. Portanto valida-se o componente.

Na Figura 6.3 é mostrada a tensão e corrente no indutor.

Figura 6.3 – Tensão e corrente no indutor

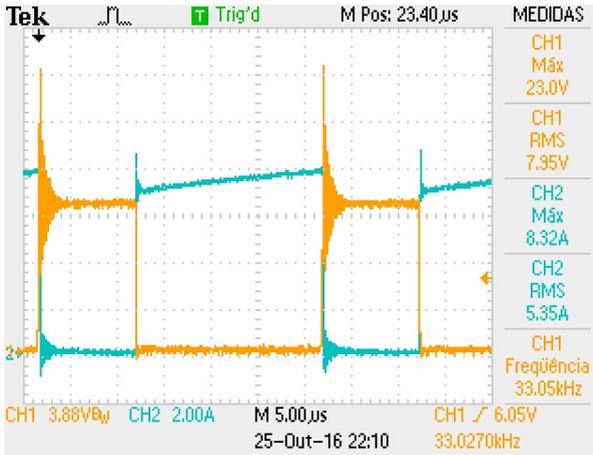


Fonte: produção do próprio autor

Podemos observar que os valores se aproximam do especificado, o máximo valor da tensão no indutor corresponde ao valor da tensão de entrada, ou seja, 4,6V. Já o mínimo valor de tensão no indutor, corresponde a diferença entre o valor da carga e da tensão de entrada, resultando em 9.1V. No momento em que a chave é comandada a fechar, ainda há corrente circulando no indutor além da corrente reversa do diodo, por este fato, é notado um pico de tensão que pode ser visto na forma de onda mostrada.

A próxima forma de onda a ser mostrada e analisada é a da chave.

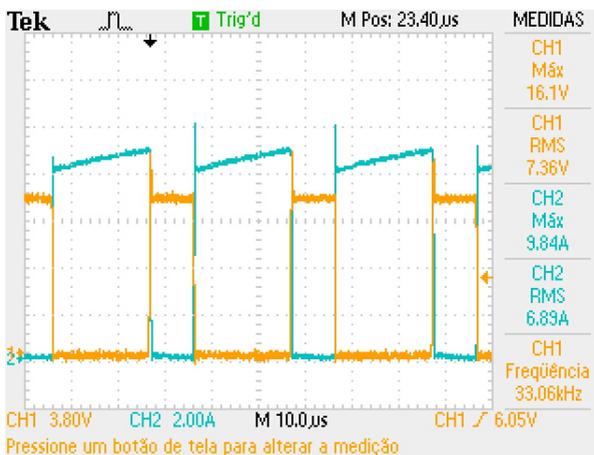
Figura 6.4 – Tensão e corrente na chave



Fonte: produção do próprio autor

Ao analisar essa forma de onda, nota-se uma ondulação tanto na tensão quanto na corrente ambas de curta duração e logo após a chave entrar em condução. Essa ondulação é uma consequência das indutâncias parasitas que surgem nas trilhas da própria placa ressonando com as capacitâncias do circuito. Como forma de correção dessa anomalia não prevista anteriormente, sugere-se a adição de um capacitor de desacoplamento entre o cátodo do diodo e o emissor da chave. O valor deste utilizado foi de 100nF. O resultado da sua inserção no circuito foi notório conforme mostra a Figura 6.5

Figura 6.5 – Tensão e corrente na chave

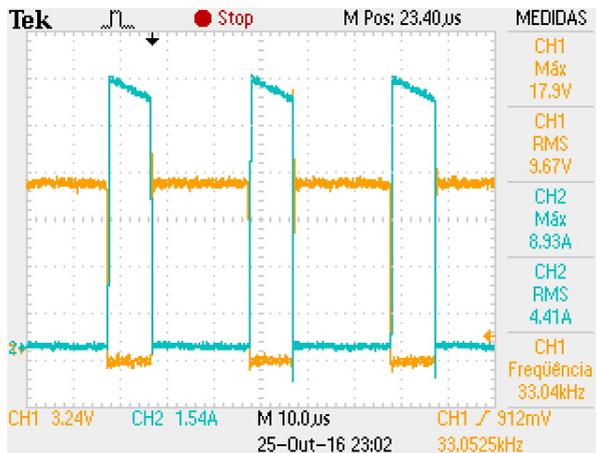


Fonte: produção do próprio autor

Nota-se que a frequência de comutação da chave está em 33,06kHz, um valor bem próximo de 35kHz, o qual foi especificado.

A seguinte forma de onda é do diodo. É notado que no bloqueio, o pico de tensão no diodo atinge o valor máximo de 17,3V. Este pico de tensão pode ser resolvido por um circuito *snubber*, porém, segundo o fabricante do componente, o máximo de tensão reversa no componente é de 45V. Então conclui-se que este fato não tem grande importância sobre o componente para este trabalho e o circuito *snubber* não será utilizado.

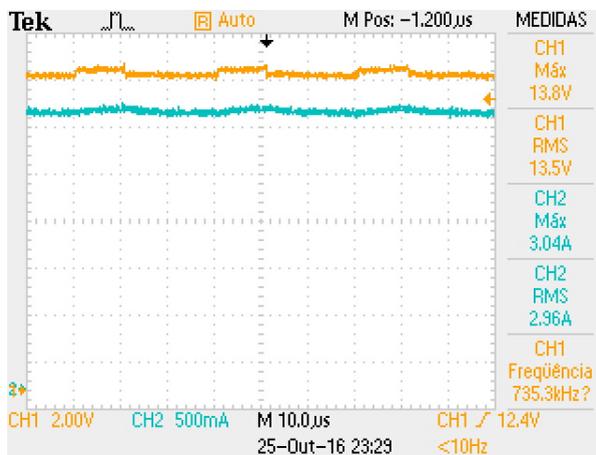
Figura 6.6 – Tensão e corrente no diodo



Fonte: produção do próprio autor

Para concluirmos de analisar o circuito, é importante mostrar as formas de onda na carga. Como pode ser visto, ajustando cuidadosamente o sinal de referência, variando assim o *dutycycle*, tensão máxima que o conversor pode demandar a carga foi de 13,5Vrms.

Figura 6.7 – Tensão e corrente na carga

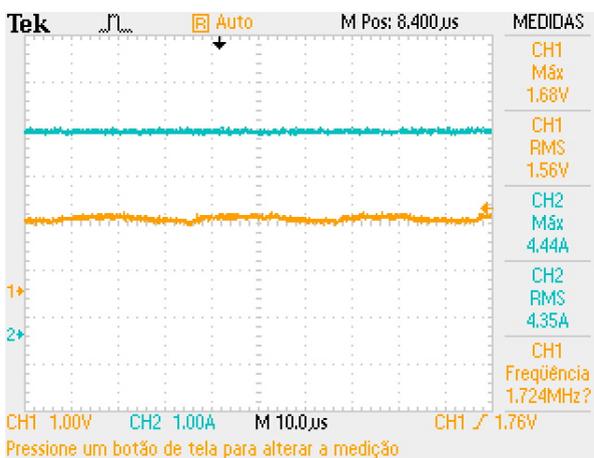


Fonte: produção do próprio autor

## 6.0.29 Teste experimental em malha fechada

Nesta sessão serão apresentados os resultados do conversor em malha fechada para isso, o sensor de corrente foi ativado. O sinal gerado pelo sensor, será então comparado com uma referência fixa de 2,5V. Este valor justifica-se pelo fato do sensor utilizado ser bidirecional e o 0A corresponde a 2,5V portanto será fixado uma referencia neste mesmo valor. Esse sinal foi obtido por um simples divisor resistivo utilizando a saída de 5V do regulador de tensão. A primeira forma de onda a ser apresentada é a corrente lida na entrada do conversor e a tensão gerada pelo sensor de corrente.

Figura 6.8 – Corrente de entrada e tensão gerada pelo sensor de corrente



Fonte: produção do próprio autor

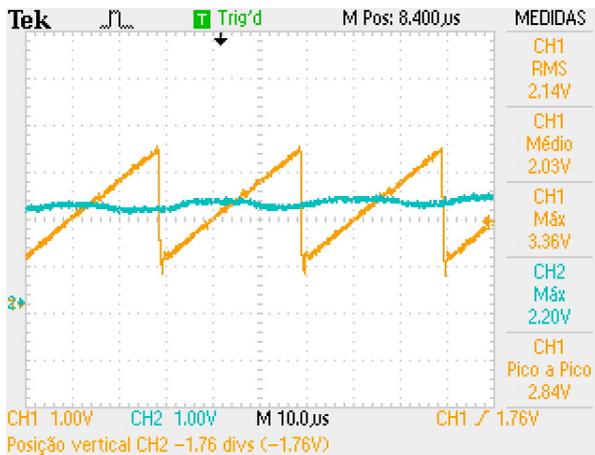
Como já discutido anteriormente, o sensor utilizado tem a sua saída em tensão, e como pode ser visto o ganho para este estabeleceu-se em 386mV/A.

A próxima forma de onda a ser mostrada é a referência de corrente gerada pelo sensor de corrente com a triangular. A onda triangular é gerada internamente pelo próprio CI UC3525 utilizado.

Esses dois sinais são comparados por um amplificador operacional também contido internamente do CI. A partir dessa comparação é gerado o sinal de PWM (*Pulse Width Modulated*) o qual é utilizado para realizar o comando na chave. Esse sinal pode ser visto na Figura 6.10

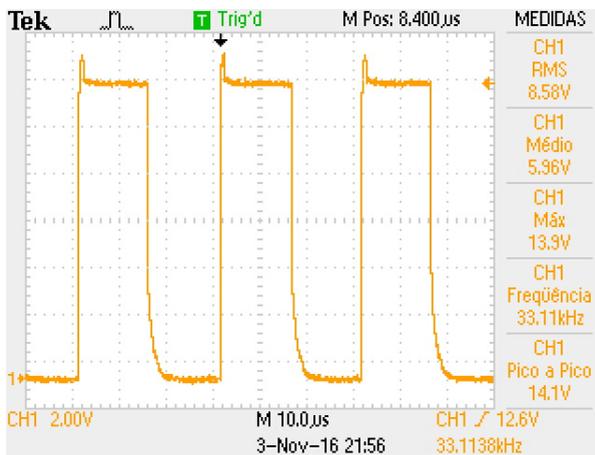
A próxima forma de onda mostrada será a resposta do controle projetado para este trabalho. Para isso decidiu-se variar o valor da tensão de

Figura 6.9 – Onda triangular e tensão de referência do sensor



Fonte: produção do próprio autor

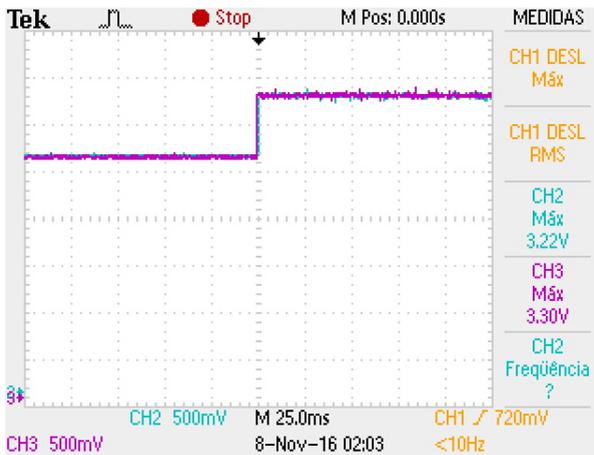
Figura 6.10 – Sinal PWM



Fonte: produção do próprio autor

referência, gerada esta por um divisor resistivo até então. Para gerar tal variação, utilizou-se a adição de um resistor na malha do divisor e um *push-button* para ativa-lo. A Figura 6.11

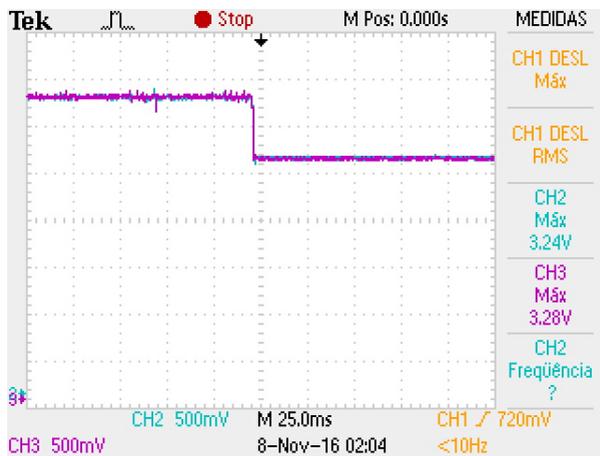
Figura 6.11 – Degrau gerado na referência



Fonte: produção do próprio autor

Lembrando que por se tratar de uma utilização com painel fotovoltaico, uma variação na corrente drenada pode ocorrer com frequência a medida que a intensidade luminosa varia, como por exemplo, a passagem de uma nuvem na frente do sol. Como pode ser visto na Figura 6.11 há duas formas de ondas sobrepostas, a tensão de referência e a tensão gerada pelo sensor de corrente. A resposta do controle agiu normalmente tanto para um degrau incrementando o valor na referência quanto para o oposto a corrente lida no sensor acompanhou a corrente de referência validando o seu projeto.

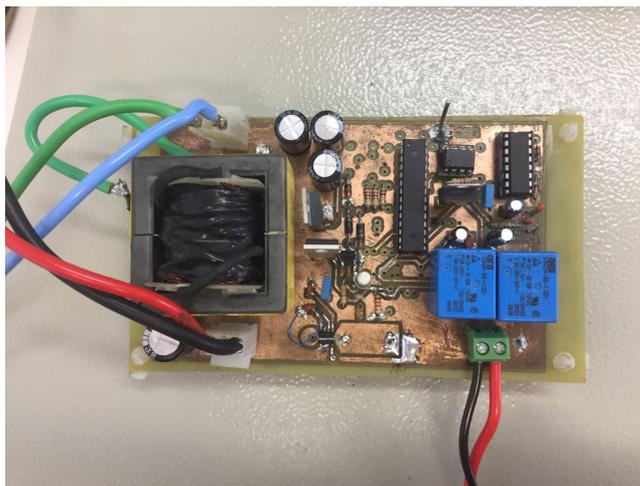
Figura 6.12 – Degrau gerado na referência



Fonte: produção do próprio autor

O conversor populado pode ser visto na Figura 6.13.

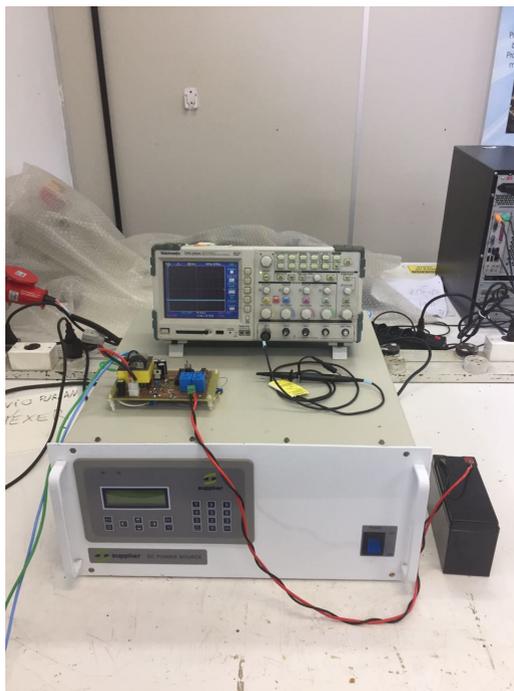
Figura 6.13 – Conversor Boost



Fonte: produção do próprio autor

A seguir uma imagem do setup montado utilizado no laboratório da universidade para a realização dos testes.

Figura 6.14 – Setup utilizado nos testes



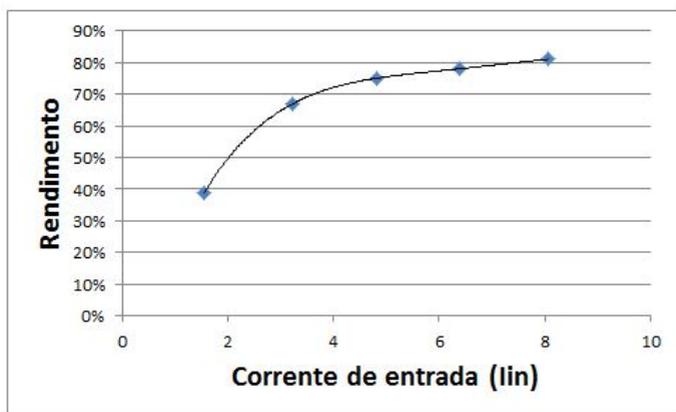
Fonte: produção do próprio autor

### 6.0.30 Eficiência do conversor BOOST

Para a validação da eficiência do conversor BOOST foi realizada a medida através do analisador de energia WT230 da fabricante *Yokogawa*. Foi realizado a aquisição de cinco medidas e para este procedimento, foi mantido a tensão nominal de entrada fixa e variada a corrente de entrada. Sabemos que a máxima corrente de entrada será de 8.05A, então, as medidas foram realizadas em 20%, 40%, 60%, 80% e 100% desse valor.

A Figura 6.15 demonstra a curva obtida para o rendimento do conversor.

Figura 6.15 – Rendimento do conversor Boost



Fonte: produção do próprio autor

O gráfico foi produzido a partir da Tabela 6.16, onde podemos notar que, ao atingir a potência nominal, o conversor obteve um rendimento de 81%. O baixo rendimento notado para baixa potência de entrada, justifica-se pelo fato de haver perdas por comutação nos componentes as quais são fixas, devido ao chaveamento. Portanto para uma baixa potência essas perdas tem um grande impacto no rendimento do conversor.

Figura 6.16 – Rendimento do conversor Boost

V <sub>in</sub> [V]	I <sub>n</sub> [A]	P <sub>in</sub> [W]	V <sub>out</sub> [V]	I <sub>out</sub> [A]	P <sub>out</sub> [W]	Eficiência
4,5	1,55	6,98	4,42	0,62	2,74	39%
4,5	3,23	14,54	8,3	1,18	9,80	67%
4,5	4,8	21,60	10,71	1,52	16,23	75%
4,5	6,38	28,71	12,61	1,79	22,61	78%
4,5	8,06	36,27	14,01	2,10	29,42	81%

Fonte: produção do próprio autor

### 6.0.31 Conclusão

Os resultados obtidos experimentalmente neste sessão foram realizados em condições nominais de operação e mostrou-se um bom comportamento do conversor. Surgiram algumas anomalias as quais não estavam esperadas como a ondulação de tensão e corrente na chave devido a indutâncias parasitas, mas este caso foi solucionado com sucesso após a adição de um capacitor de desacoplamento entre o cátodo do diodo e o emissor da chave. Para o indutor construído foi validado atendendo a especificação de máxima ondulação de corrente proposta teoricamente. O controle do conversor, ponto crítico e de suma importância nessa sessão, mostrou-se um comportamento adequado, quando aplicado um degrau na corrente de referência, este conseguiu acompanhar o sinal validando seu funcionamento. A realização do rendimento foi validado que, em potência nominal o conversor atingiu 81%.

Devido ao tempo hábil disponível para a execução do trabalho, não foi possível a implementação do *MPPT*.



## 7 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho foi motivado pelo crescente problema gerado pelos resíduos, a utilização de uma fonte de energia renovável, como a solar, foi uma opção a ser utilizada como forma de promover o uso racional de qualquer fonte de energia existente nos dias de hoje.

Para a conclusão deste trabalho, podemos separa-lo em duas partes, a primeira onde é concentrado informações teóricas, podemos destacar os seguintes tópicos:

- Contextualização e análise global do grande problema dos resíduos gerados pela população;
- Desenvolvimento teórico de um layout para utilização como um produto;
- Estudo mecânico do funcionamento de um macaco elétrico que pode ser adaptado para compactar resíduos;
- Análise das principais tipos de baterias e escolha da melhor para esta utilização;
- Dimensionamento da bateria para uma boa eficiência;
- Estudo e análise dos diferentes métodos de cargas existentes;
- Estudo, análise e dimensionamento das células solares existentes bem como a associação entre as células;
- Análise da irradiação na cidade de São Francisco do Sul;
- Estudo e análise dos diferentes tipos dos conversores aptos para este trabalho;
- Projeto do controle do conversor e simulação;

Todos esses itens citados foram analisados e discutidos no decorrer do trabalho, e conclui-se que o objetivo foi atingido.

A segunda parte deste trabalho, onde é concentrado análises experimentais e a construção do conversor. Vale a pena ressaltar que nessa parte houve uma grande demanda de tempo devido à inexperiência do autor em

relação a construção de placas eletrônicas bem como experimentos em bancada. Por este motivo, o trabalho apresentado tornou-se uma grande fonte de conhecimento e aprendizado para o autor. Destaca-se então, os seguintes tópicos:

- Construção do indutor projetado;
- Construção do conversor;
- Validação do sensor de corrente utilizado;
- Validação do controle;

O principal objetivo próprio para o autor era relacionar e implementar o estudo adquirido na Universidade à uma aplicação prática usufruindo da tecnologia que tenha um potencial no mercado e interesse público. O trabalho ajudou e estimulou o autor a investigar o uso de fontes de energia renovável, principalmente a solar, bem como buscar alternativas para a solução de problemas do cotidiano utilizando o conceito racional de sustentabilidade. Devido ao tempo hábil disponível, a implementação prática do MPPT não foi realizada, ressalta-se que esta técnica foi explicada e detalhada teoricamente porém sua implementação e elaboração do código não foi feita.

### **7.0.32 Sugestão para trabalhos futuros**

Com o conversor de tensão testado e validado, o próximo passo seria a implementação do MPPT. Este algoritmo é de extrema importância por se tratar de uma utilização em painel solar que poderá ser comercializado. Conforme demonstrado neste trabalho, é de grande interesse a validação do projeto proposto como um todo. A utilização do macaco elétrico para compressão em resíduos deverá ser validada em um produto real e também seu modo de acionamento. Vale a pena ressaltar que a busca por componentes alternativos, com menor resistência interna, buscando um melhor rendimento e também com um custo menor comparado aos que foram utilizados nesse trabalho é cabível a este trabalho.

Também uma sugestão como uma forma de redução de custo, vale a pena ser estudado um esquema do sistema elétrico onde não se utilize baterias, evitando assim o custo deste componente, além de ter um menor impacto ambiental.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, D. C. M. I. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis: [s.n.], 2000.
- BARBI, D. C. M. I. **Projetos de conversores estativos**. Florianópolis: [s.n.], 2001.
- BARBI, D. C. M. I. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis: [s.n.], 2006.
- BARBI, D. C. M. I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis UFSC - INEP: [s.n.], 2002.
- BASTCHAUER ANIS CEZAR CHEHAB NETO, C. A. P. A. L. **Conversor BOOST operando em condução contínua aplicado a correção de fator de potência empregando controle de corrente de entrada por valores médios Instantâneos**. Dissertação (Mestrado) — UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- BISPO, C. de S. **Gerenciamento de Resíduos Sólidos Recicláveis: Estudo de caso das cooperativas do município de Natal/RN**. Dissertação (Mestrado) — UFRN, 2013.
- BLUCHER. **Iluminação e Fotometria - Teoria e Aplicação**. [S.l.: s.n.], 1982.
- COELHO, K. D. **Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa Potência gerenciada por um microcontrolador**. Dissertação (Mestrado) — UFSC, Florianópolis, 2001.
- ESPECTRO Eletromagnético. 2015. Disponível em: <[www.cresesb.cepel.br](http://www.cresesb.cepel.br)>.
- FILHO, R. F. **ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS AOS RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS SOLARES FOTOVOLTAICOS**. Dissertação (Mestrado) — UFSC, Florianópolis, Dezembro 2008.
- JA SOLAR HOLDINGS. **Solar cell efficiency**. 2015. Disponível em: <[http://www.jasolar.com/uploads/JAC%20P6RF-3%20\(Cypress2\).pdf](http://www.jasolar.com/uploads/JAC%20P6RF-3%20(Cypress2).pdf)>.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse- Width Modulated DC-DC Power Converters**. Wright State University: [s.n.], 2008.

KNABBEN, G. C. **SONNE - SISTEMA DE GERENCIAMENTO, CONVERSAO E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA PARA APLICACAO EM ARMADILHA LUMINOSA COM LEDs**.

LAHIRI, K.; RAGHUNATHAN, A.; DEBASHIS, S. D.; PANIGRAHI. Battery-driven system design: A dew frontier in low power design\*.

MANUAL Técnico Bateria Unipower. [S.l.].

NASAR, S. **Handbook of Electric Machines**. New York: [s.n.], 1987.

STEIN, F. G. **Conversao de energia solar fotovoltaica com rastreamento de maxima potencia aplicado ao conversor BOOST**. Dissertação (Mestrado) — UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina, 2012.

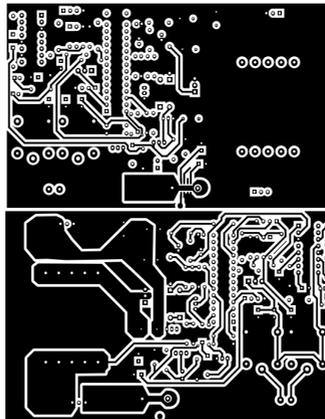
TEXAS INSTRUMENTS. Regulating Pulse Width Modulators. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/texasinstruments/uc3525a.pdf>>.

## ANEXO A – Anexo

### A.0.33 Anexo A - Layout da placa eletrônica

O layout projetado para este trabalho é mostrado na A.1. Como pode ser visto, a PCI consta com malhas de potência e um layout específico para o sensor de corrente. A largura das trilhas referente a malha de comando e controle foi de 0.7mm e uma distância mínima de 1mm entre os pads, ficando dentro da especificação além de facilitar no processo de corrosão da placa.

Figura A.1 – Layout da placa eletrônica



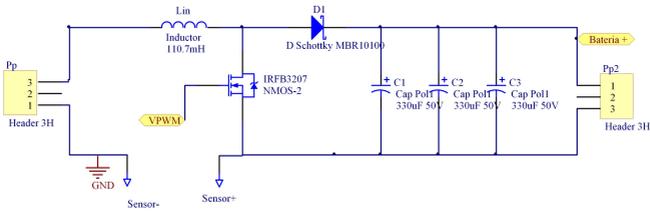
Fonte: produção do próprio autor

### A.0.34 Anexo B - Esquema elétrico da placa eletrônica

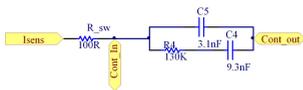
O esquema elétrico mostrado a seguir representa a placa eletrônica, seus blocos foram divididos e descritos para melhor interpretação do leitor. É mostrado o esquema de potência, o controle de corrente, regulador de tensão, filtro passa baixa, sensor de corrente, modulador e o toten pole.

Figura A.2 – Esquema elétrico da placa eletrônica

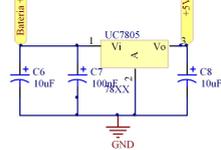
CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR



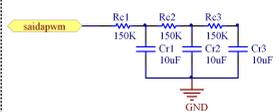
CONTROLE DE CORRENTE



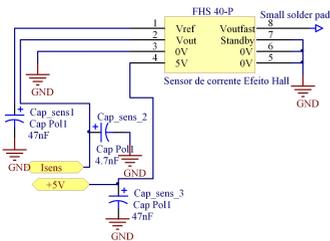
REGULADOR DE TENSÃO



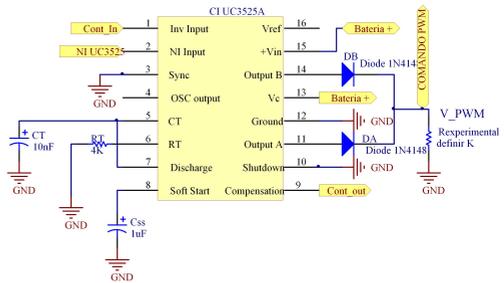
FILTRO PASSA BAIXA



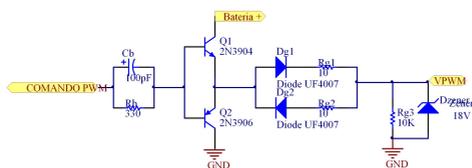
SENSOR DE CORRENTE EFEITO HALL



MODULADOR



TOTEM POLE



Fonte: produção do próprio autor