

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA - AUTOMAÇÃO

PEDRO MATEO BÁEZ KRITSKI

**DESENVOLVIMENTO DE CARREGADOR DE BATERIA PARA
SISTEMA FOTOVOLTAICO ISOLADO PARA APLICAÇÃO EM
ESTAÇÕES DE TELECOMUNICAÇÃO E DE MEDIÇÃO
METEOROLÓGICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2016

PEDRO MATEO BÁEZ KRITSKI

**DESENVOLVIMENTO DE CARREGADOR DE BATERIA PARA
SISTEMA FOTOVOLTAICO ISOLADO PARA APLICAÇÃO EM
ESTAÇÕES DE TELECOMUNICAÇÃO E DE MEDIÇÃO
METEOROLÓGICA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de TCC 2, do curso de Engenharia Industrial Elétrica ênfase Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin.

CURITIBA

2016

PEDRO MATEO BÁEZ KRITSKI

Desenvolvimento de carregador de bateria para sistema fotovoltaico isolado para aplicação em estações de telecomunicação e de medição meteorológica

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Industrial eletricista», do curso de Engenharia Industrial Elétrica – ênfase Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 04 de março de 2016

Prof. Paulo Sérgio Walenia, Especialista
Coordenador de Curso
Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Automação

Prof. Marcelo de Oliveira Rosa, Doutor
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Automação
do DAELT

ORIENTAÇÃO

Alceu André Badin, Dr. Eng.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Alceu André Badin, Dr. Eng.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Eduardo Felix Ribeiro Romanelli, Dr. Eng.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Roger Gules, Dr. Eng.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Automação.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Alceu André Badin, pela disposição e pela paciência dispensadas, fundamentais no desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Agradeço também à minha família e aos amigos da UTFPR, cuja presença e apoio foram essenciais na superação de dificuldades e no regozijo das conquistas. Ao colega e amigo João Gaiewski, pela ajuda e pela interlocução oferecidas durante as dificuldades e sucessos deste trabalho, principalmente nos problemas de programação enfrentados.

À Gabriela R. Orbes, pela companhia, amizade, carinho e distrações constantes.

A maior causa de alienação no mundo contemporâneo reside neste desconhecimento da máquina, que não é uma alienação causada pela máquina, mas pelo não-conhecimento da sua natureza e da sua essência, pela sua ausência no mundo das significações, e por sua omissão na tábua de valores e de conceitos que formam parte da cultura (...) a máquina, obra de organização, de informação é, como a vida e com a vida, o que se opõe à desordem, ao nivelamento de toda coisa que tenda a privar o universo de poderes de transformação. A máquina é aquilo por meio do qual o homem se opõe à morte do universo; faz mais lenta, como a vida, a degradação da energia, convertendo-se assim, em estabilizadora do mundo. (SIMONDON, Gilbert, 1958)

RESUMO

KRITSKI, Pedro, **Desenvolvimento de carregador de baterias para sistema fotovoltaico isolado para aplicação em estações de telecomunicação e de medição meteorológica**. 2016. 150f. Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Automação – Departamento de Eletrotécnica na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2016.

Este trabalho procurou desenvolver um protótipo para o controle de carga de bateria em sistemas fotovoltaicos isolados – SFI's – possuindo estudo específico para a utilização em estações de telecomunicação e de monitoramento meteorológico. O texto apresenta especificações do protótipo, o levantamento bibliográfico a respeito dos SFI's, o levantamento das cargas utilizadas nestes sistemas, especificações bibliográficas sobre métodos de carga e de dimensionamento de sistemas fotovoltaicos isolados, bem como os resultados obtidos na montagem e teste do controlador de carga, que utilizou a topologia *Cúk*, na carga de uma bateria de chumbo-ácido de 12V.

Palavras-chave: Conversor *Cúk*, SFI's, Controlador de carga.

ABSTRACT

KRITSKI, Pedro, **Battery Charger Development paragraph photovoltaic isolated system in paragraph Application Telecommunication stations and meteorological measurement**. 2016. 150f. Work Completion Course Industrial Electrical Engineering with emphasis on automation - Department of Electrical Engineering at the Federal Technological University of Paraná, Curitiba, 2016.

This study sought to develop a prototype for the battery charge control in isolated photovoltaic systems - SFI 's - possessing specific study for use in telecommunication stations and weather monitoring . The text presents prototype specifications , the literature about the SFI 's, the lifting of loads used in these systems , bibliographic specifications on loading methods and sizing of isolated photovoltaic systems as well as the results obtained in the assembly and the charge controller test which used the Cuk topology, in charge of a 12V lead-acid battery.

Keywords: Cuk converter, SFI's charge controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Sistema Isolado com armazenamento e cargas cc.....	17
Figura 2 - <i>Energy Generated</i> (Energia gerada) x <i>Cost</i> (Custo)	19
Figura 3 – Reação química de carga e descarga de uma bateria de chumbo-ácido.	27
Figura 4 – Vida útil da bateria chumbo-ácido de acordo com a temperatura de operação	29
Figura 5 – Bateria com descarga profunda e “sulfatagem” (sulfatação).....	32
Figura 6 – Curvas características de descarga (25°C).....	34
Figura 7 – Curvas características de carga (25°C).....	34
Figura 8 – Curvas características de carga – Tensão (25°C).....	35
Figura 9 – Método a dois níveis de tensão.....	37
Figura 10 – Tensão e corrente na bateria no processo de recarga usando o método com duplo nível de corrente	38
Figura 11 – Tensão e corrente na bateria no processo de carga usando o método com corrente pulsada.....	39
Figura 12 – Célula fotovoltaica de silício cristalino.....	41
Figura 13 – Esquema dos componentes de um módulo fotovoltaico com células de silício cristalino.	42
Figura 14 – Curva característica I-V e curva de potência P-V para um módulo com potência nominal de 100Wp.	44
Figura 15 – Definição do fator de forma.	45
Figura 16 – Efeito causado pela variação da temperatura das células sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) sob irradiância de 1000W/m ²	46
Figura 17 – Efeito causado pela variação da irradiância solar sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) a 25°C.	48
Figura 18 – Configuração básica de um SFI.	50
Figura 19 – Controlador série com LVD opcional.....	52
Figura 20 – Controlador paralelo (shunt) com LVD opcional.....	52
Figura 21 - Conversor <i>Cúk</i>	63
Figura 22 – Conversor <i>Cúk</i> e as suas duas fases de funcionamento (a e b)	63
Figura 23 - Formas de onda do conversor <i>Cúk</i> em regime permanente	64
Figura 24 – Exemplo de Sistema Fotovoltaico Isolado que utiliza SPPM (alterado) .	66
Figura 25 – Estrutura proposta para o rastreamento de máxima potência através da técnica MPPT-Temp.....	68
Figura 26 –Microcontrolador TM4C123GXL LaunchPad.....	69
Figura 27 - Esquema de simulação do conversor <i>Cúk</i> (PSIM).....	72
Figura 28 - Circuito de potência ou conversor CC-CC <i>Cúk</i> (Protótipo)	76
Figura 29 - Circuito de controle com microcontrolador e <i>display</i>	77

Figura 30 - Circuito <i>buffer</i>	77
Figura 31 - Medição de tensão usando divisores de tensão	78
Figura 32 - Circuito de medição (corrente, tensão e temperatura)	79
Figura 33 - Corrente de entrada e tensão de saída.....	84
Figura 34 - Correntes I_{le} e I_{lo} (indutores de entrada e de saída)	85
Figura 35 - Corrente de entrada e tensão de saída ($D=0,41$).....	85
Figura 36 - Corrente nos indutores L_e e L_o ($D=0,41$).....	86
Figura 37- Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,001$	87
Figura 38 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,002$	87
Figura 39 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,003$	88
Figura 40 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,0015$	88
Figura 41 - Bateria de 12V de chumbo-ácido selada	91
Figura 42 - Carga da bateria (<i>Setpoints</i> x Aquisições).....	92
Figura 43 - Carga da bateria (<i>Setpoints</i> x Tempo em minutos).....	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre tecnologias de baterias utilizadas atualmente	25
Tabela 2 – Radiação Solar Global Diária, Insolação Diária e Duração do dia na região de Curitiba.	58
Tabela 3 – Levantamento de cargas de Antena de Telecomunicação de Pequeno Porte e de Monitoramento Meteorológico (Estação Meteorológica Automática)	59
Tabela 4 – Quadro comparativo entre diferentes métodos de rastreamento de potência.....	68
Tabela 5 - Principais parâmetros de dimensionamento do conversor <i>Cúk</i>	71
Tabela 6 - Valores dimensionados dos componentes do conversor <i>Cúk</i>	72
Tabela 7 - Resultados dos parâmetros obtidos via simulação dos dados dimensionados matematicamente	73
Tabela 8 – Especificações dos componentes utilizados na montagem do conversor <i>Cúk</i>	74
Tabela 9 - Resultados dos parâmetros obtidos via simulação dos componentes escolhidos para a montagem do conversor <i>Cúk</i>	74
Tabela 10 - Resultados das medições em malha aberta – <i>Cúk</i>	86

LISTA DE SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CondInc	Condutância incremental
CV	<i>Constant Voltage</i>
EVA	<i>Ethylene-vinyl acetate</i>
GPS	<i>Global Position System</i>
GTES	Grupo de Trabalho de Energia Solar
HVD	<i>High Voltage Disconnect</i>
IC	<i>Incremental Conductance</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Diode</i>
LVD	<i>Low Voltage Disconnect</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	Perturbar e Observar
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SFI	Sistema Fotovoltaico Isolado
SOC	<i>State of Charger</i>
SPPM	Seguidor do Ponto de Potência Máxima
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
TP	<i>Temperature Parametric</i>
VLRA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$V(T)$	Tensão da célula na temperatura T
V_{Tref}	Tensão da célula na temperatura referencial adotada pelo fabricante
K	Coefficiente de temperatura
T	Temperatura
T_{ref}	Temperatura de referência
$Q(t)_0$	Estado inicial de carga da bateria
$\int_{t_0}^t i(t) dt$	Fluxo de corrente da bateria
α_{carga}	Constante de eficiência da carga
I_{min}	Corrente mínima
V_{min}	Tensão mínima
$I_{máx}$	Corrente máxima
V_{st}	Tensão limite
P_{MP}	Ponto de máxima potência
V_{MP}	Tensão em máxima potência
I_{MP}	Corrente em máxima potência
V_{OC}	Tensão em circuito aberto
I_{SC}	Corrente de curto – circuito
L_0	Indutor de saída
L_e	Indutor de entrada
S	Chave comutadora
D	Diodo
C_e	Capacitor de entrada
C_0	Capacitor de saída
V_0	Tensão de saída
I_0	Corrente de saída
u_{Vmp}	Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência
G	Ganho estático
RSE	Resistência série equivalente

SUMARIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1 TEMA	16
1.2 DELIMITAÇÃO DA PESQUISA	17
1.3 PROBLEMA E PREMISSAS	18
1.4 OBJETIVO GERAL	20
1.4.1 Objetivos específicos.....	20
1.5 JUSTIFICATIVA	21
1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	21
1.7 ESTRUTURAS DO ESTUDO.....	22
2. BATERIAS	23
2.1 BATERIAS E SUBSISTEMA DE ARMAZENAMENTO	23
2.2 PARÂMETROS IMPORTANTES DE UMA BATERIA	24
2.3 BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO.....	26
2.3.1 Aspectos construtivos.....	27
2.3.2 Características de operação.....	28
2.3.3 Problemas característicos	30
2.3.3.1 Sulfatação	31
2.3.3.2 Hidratação	32
2.3.4 Características elétricas	33
2.3.5 Métodos de carga.....	36
2.3.5.1 Método do duplo nível de tensão	37
2.3.5.2 Método do duplo nível de corrente	38
2.3.5.3 Método da corrente pulsada.....	39
3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	41
3.1 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS	41
3.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	42
3.2.1 Características elétricas	43
3.2.2 Efeitos da temperatura	45
3.2.3 Efeito da intensidade de radiação	48
3.3 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	49

3.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS.....	49
3.5 CONTROLADORES DE CARGA	51
3.5.1 Detalhamento das características e funções de controladores de carga	53
3.5.2 Ajuste dos pontos de regulação do controlador	54
3.5.4 Compensação térmica.....	54
3.5.6 Carga em 3 estágios	55
4 DIMENSIONAMENTO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS	57
4.1 PARÂMETROS BÁSICOS PARA O DIMENSIONAMENTO	57
4.1.1 Cálculo da Radiação Incidente	57
4.1.2 Levantamento das Cargas	58
4.1.3 Definição da Autonomia do Sistema sem Insolação (Subsistema de Armazenamento).....	60
5 ESPECIFICAÇÕES DO CONTROLADOR DE CARGA	62
5.1 MÉTODO DE CARGA DA BATERIA.....	62
5.2 CONVERSOR <i>CÚK</i>	62
5.3 SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (SPPM)	65
5.3.1 Técnica de rastreamento do ponto de máxima potência baseada na medição de temperatura: MPPT-temp	66
6 DIMENSIONAMENTO E MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....	70
6.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR <i>CÚK</i>	70
6.3.1 Circuito de potência.....	75
6.3.2 Circuito de controle.....	76
6.3.3 Circuitos de medição	78
6.4 PROGRAMAÇÃO.....	79
6.4.2 Algoritmo MPPT-temp	81
6.4.4 Controle PI	82
7 RESULTADOS.....	84
7.1 CONVERSOR <i>CÚK</i> E CONTROLE PI	84
7.2 CONTROLE DE CARGA DA BATERIA.....	89
7.3 ALGORITMO MPPT-TEMP	93
8 CONCLUSÕES GERAIS	95
REFERÊNCIAS.....	97

APÊNDICE A – Dimensionamento dos componentes do conversor <i>Cúk</i>.	99
APÊNDICE B – Programa C.....	116
APÊNDICE C – Curvas do conversor <i>Cúk</i> em malha aberta.....	134

1. INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Desde o início da produção industrial de células fotovoltaicas, em 1956, seguindo a linha de desenvolvimento tecnológico dos materiais semicondutores, as pesquisas iniciais relacionadas a essa tecnologia estavam envolvidas com o interesse de empresas de telecomunicação em sistemas de fornecimento de energia em localidades remotas, até ganharem o grande impulso da corrida espacial, onde a tecnologia destacou-se por ser um sistema leve, robusto e confiável no que se refere à oferta de energia para satélites artificiais (CRESESB, 2014).

A utilização da energia gerada a partir de células fotovoltaicas no Brasil contribui para a o fornecimento de energia de forma limpa, econômica e sustentável, sendo importante destacar a capacidade desta tecnologia em substituir as linhas de transmissão com a sua geração descentralizada em regiões onde o acesso é difícil ou onde a expansão da malha de distribuição é onerosa demais. Além de ser economicamente viável, o sistema fotovoltaico, diferentemente dos combustíveis fósseis, não gera poluente, é silencioso e não perturba o ambiente onde está instalado (BORGES, 2007).

Verifica-se também a fácil portabilidade e adaptabilidade do sistema, ou seja, as montagens são simples e adaptáveis a diferentes necessidades energéticas. Os sistemas podem ser dimensionados para a geração de poucos *watts* como *quilowatts* (CASTRO, 2008).

Principalmente, por ser um sistema confiável de alimentação isolada de baixa potência, facilmente instalado em áreas afastadas da rede, o sistema utilizando painéis fotovoltaicos é comumente explorado por diversas áreas, entre elas a já citada indústria de telecomunicações, onde serve como fonte de energia para estações repetidoras de sinal de televisão, em antenas de rádio e telefonia celular, em sistemas de comunicação de emergência, como também em estações remotas de monitoramento das condições climáticas, do controle de tráfego das estradas, de registros sísmicos ou de investigações científicas (CRESESB, 2014).

Ainda segundo CRESESB (2014, p.38), os sistemas puramente fotovoltaicos com armazenamento para cargas CC, comumente usados em sistemas de comunicação e de monitoramento remoto, possuem a necessidade de uma unidade de armazenamento no seu arranjo, já que é de interesse o funcionamento dos equipamentos independente da existência ou não da geração fotovoltaica simultânea. Isso significa a utilização de baterias no arranjo básico deste tipo de sistema, que por sua vez, garantem a alimentação da carga CC mesmo quando não há geração de energia nos painéis, e de controladores de carga, que servem para o aumento da vida útil do sistema de alimentação como um todo, evitando sobrecargas e problemas na vida útil do módulo de armazenamento do sistema (CRESESB, 2014).

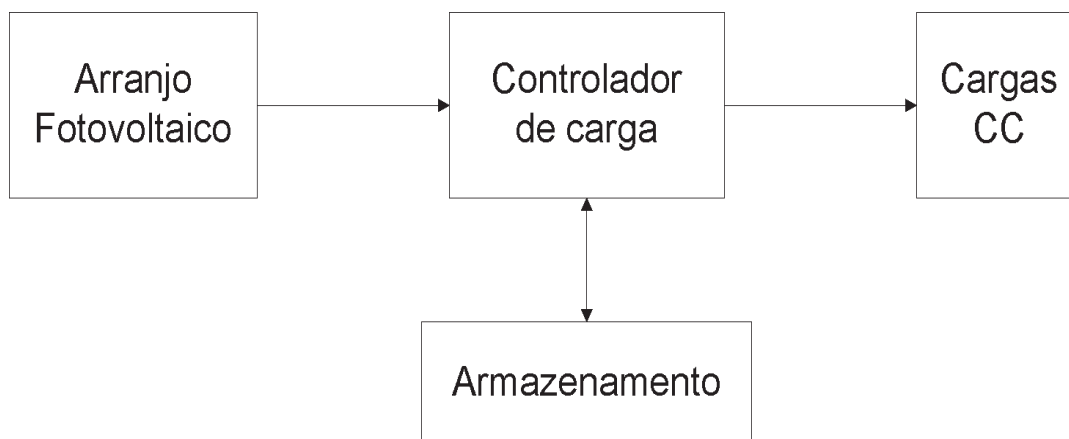


Figura 1 - Sistema Isolado com armazenamento e cargas cc
Fonte: CRESESB, (2014)

1.2 DELIMITAÇÃO DA PESQUISA

A pesquisa teve como escopo investigativo, focando nos sistemas autônomos de alimentação com fontes puramente fotovoltaicas (sistemas fotovoltaicos isolados) utilizados em antenas de telecomunicação e estações de medição e monitoramento remoto das condições climáticas.

1.3 PROBLEMA E PREMISSAS

No que se refere ao condicionador ou controlador de potência (umas das partes integrantes de um sistema fotovoltaico isolado básico) conversores CC-CC são comumente utilizados por três motivos: servem como controlador de carga do banco de baterias, contribuindo para o aumento da vida útil do subsistema de armazenamento; para o maior aproveitamento de energia e maior rendimento do sistema, utilizando para isso um subsistema de controle de máxima potência gerada pelo arranjo de painéis, ou MPPT – *Maximum Power Point Tracking* (Seguidor do Ponto de Máxima Potência); e também para fornecer um valor de tensão para a carga diferente do que é gerado pelos painéis fotovoltaicos, utilizando para isso conversores elevadores (*Boost*) ou abaixadores (*Buck*) (CRESESB, 2014).

As cargas geralmente utilizadas em estações de monitoramento das condições climáticas – anemógrafos, anemômetros, barógrafos, heliógrafos, pluviógrafos, piranômetros, psicrômetros, termohigrógrafos digitais etc. - (INMET, 2013) e em antenas repetidoras de sinais de internet e de telefonia móvel – roteadores e modems *wireless* (MIKROTIKLS, 2009) além de localizadores GPS's (UBIQUITI NETWORKS, 2013) – a tensão necessária para funcionamento destes equipamentos encontra-se numa faixa entre 12 Volts e 48 Volts.

Assim, é possível propor um circuito eletrônico que funcione como controlador CC-CC, atendendo às características demandadas por estas duas áreas em que o sistema fotovoltaico independente é amplamente utilizado, sem dispensar o controle de potência, o rastreamento de máxima transferência de potência; além de sua função como controlador de carga de bateria que, no caso, atenderia à carga de uma bateria de 12V.

O MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) que utiliza a temperatura do painel como parâmetro de rastreamento - TP (*Temperature Parametric*) – na sua forma usual, em comparação com os métodos IC (*Incremental Conductance*) e CV (*Constant Voltage*) que são, respectivamente, os métodos mais eficazes e mais baratos

comumente usados, não é a mais viável economicamente apesar de possuir alta eficácia, como mostra o gráfico da Figura 2 (FARANDA;LEVA, 2008)¹.

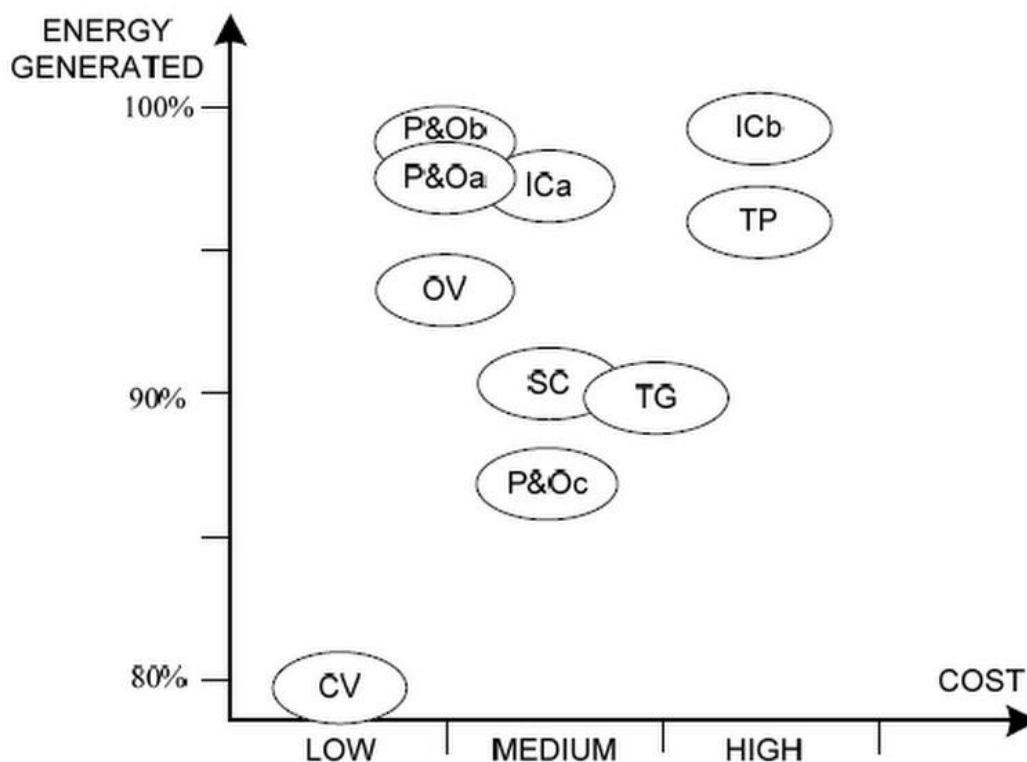


Figura 2 - *Energy Generated* (Energia gerada) x *Cost* (Custo)
 Fonte: FARANDA; LEVA, (2008, p.454)

É importante salientar que entre as catorze técnicas mais comuns de rastreamento de máximo ponto de potência, pesquisadas por (FARANDA; LEVA ,2008)², se destacam o método de perturbação e observação (P&O) e o método de condutância incremental (IC), com ressalvas dos autores para a necessidade de mais

¹ *Cost* (Custo) denota uma metodologia dos autores que leva em consideração não só os custos financeiros de aplicação (uso de sensores e outros equipamentos), mas também outros fatores importantes, como a facilidade de aplicação destes algoritmos analisados.

² Onde *Short-Current Pulse Method* (SC) e *Temperature Gradient* (TG).

pesquisas com outras técnicas utilizando parâmetros de baixo funcionamento de geradores fotovoltaicos.

Entretanto, de acordo com (COELHO; CONCER; MARTINS, 2010) a técnica de rastreamento do máximo ponto de potência (MPPT), que utiliza a temperatura do painel fotovoltaico como parâmetro, é mais economicamente viável do que as técnicas IC (*Incremental Conductance*) e a técnica CV (*Constant Voltage*), se utilizado o algoritmo da referente técnica TP com algumas alterações sugeridas pelos autores.

Há também técnicas recentes para serem exploradas, como a que utiliza um sensor de tensão, dispensando assim sensores de corrente que são onerosos, com o objetivo de usar a variação derivativa da impedância como parâmetro para o sistema MPPT (MARTINS; DOS SANTOS; ZANOTTI, 2013).

1.4 OBJETIVO GERAL

Desenvolvimento de um carregador de baterias para de carga de bateria de 12V, e estudo de utilização em antenas de telecomunicação de pequeno porte e em estações de medição das condições climáticas.

1.4.1 Objetivos específicos

- Revisão da bibliografia que aborda as características de funcionamento da tecnologia: como funciona um sistema autônomo CC-CC isolado com armazenamento utilizando banco de baterias;
- Revisão da bibliografia concernente aos conversores CC-CC e circuitos de potência adequados à proposta;
- Projetar circuito de potência;
- Avaliação das técnicas de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) e a sua adequação tecnicamente ao sistema;
- Utilização do algoritmo para o controle do circuito que possibilite o máximo rastreamento de potência (MPPT);

- Utilização do método de carga que aumente a vida útil do banco de baterias para este tipo de aplicação;

1.5 JUSTIFICATIVA

Além da luz do Sol ser considerada praticamente uma fonte inesgotável de energia, sistemas fotovoltaicos para a geração de eletricidade destacam-se pela grande adaptabilidade em localidades remotas, seja para o atendimento em comunidades isoladas da rede convencional de distribuição de energia, ou em utilizações onde não há tecnologia mais barata, simples e robusta para fornecer eletricidade, como é o caso da indústria de telecomunicações e em sistemas de monitoramento das condições climáticas, gerenciamento de tráfego nas estradas, registros sísmicos, satélites artificiais, etc. (CRESESB, 2014).

Apesar do uso deste tipo de solução ser difundido, ainda é comum encontrar sistemas sem uma central de controle e condicionamento de energia e sem o devido dimensionamento ou projeto adequado do subsistema de armazenamento (banco de baterias), o que acaba elevando os custos da utilização desta fonte renovável de geração de eletricidade, como também comprometendo a confiabilidade das operações dependentes desta fonte de energia.

1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

A pesquisa será exploratória descritiva, um estudo bibliográfico a respeito de sistemas autônomos isolados CC-CC com armazenamento, ou seja, geração de energia utilizando painéis fotovoltaicos e banco de baterias, abordando a melhor técnica para garantir o rastreamento da máxima potência fornecida do gerador fotovoltaico, bem como escolha de uma técnica de carga que leve em conta a vida útil do subsistema de armazenamento, a modelagem de um circuito de potência que seja capaz de suprir a necessidade das cargas específicas levantadas; o equacionamento matemático do modelo escolhido e posterior simulação do sistema

projetado, seguido de montagem de um protótipo, testes de bancada do mesmo, testes de monitoramento.

1.7 ESTRUTURAS DO ESTUDO

O capítulo 1 abordará a apresentação do trabalho e a delimitação do tema estudado. Os capítulos 2, 3 e 4 tratarão sobre o estudo das baterias, dos sistemas fotovoltaicos e o dimensionamento desses sistemas, respectivamente.

As especificações do controlador de carga da bateria e do seu papel em sistemas fotovoltaicos, serão tratados no capítulo 5. A montagem do protótipo e os seus resultados, nos capítulos 6 e 7, seguidos da conclusão, na seção final 8.

2. BATERIAS

2.1 BATERIAS E SUBSISTEMA DE ARMAZENAMENTO

A bateria é um dispositivo eletroquímico que, de acordo com a configuração do seu circuito externo e as suas conseqüentes reações químicas internas, é capaz de armazenar ou de fornecer energia (COELHO, 2001).

As baterias são utilizadas para a formação do subsistema de armazenamento, uma das unidades básicas constituintes de um sistema fotovoltaico isolado autônomo, responsável pela reserva da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos; energia que é sempre fornecida ao sistema para suprir a demanda da carga no caso de mau funcionamento, avarias e, principalmente, em períodos de insuficiente produção de energia (níveis baixos de irradiância solar) do sistema de geração composto por painéis fotovoltaicos (CRESESB,2014).

As baterias são divididas em dois grupos principais: não recarregáveis e recarregáveis. A primeira possui células primárias, carregáveis apenas uma vez, isso significa que possuem ciclo de vida útil unitário. Quando descarregada, este tipo de bateria precisa ser descartada. Já as baterias recarregáveis, possuem células secundárias, passíveis de mais de uma carga por uma fonte de tensão ou corrente, permitindo assim, serem utilizadas mais de uma vez (CRESESB, 2014).

Para sistemas fotovoltaicos isolados, baterias recarregáveis são mais úteis justamente pela sua capacidade de recarga, acumulação ou armazenamento de energia. Logo, neste trabalho não serão abordadas as características inerentes às baterias não recarregáveis.

Existem vários tipos de baterias, com diferenças construtivas próprias de sua tecnologia que, conseqüentemente, geram diferentes características e parâmetros de funcionamento. De maneira geral, as baterias não possuem um aproveitamento total da energia que recebem, já que uma parcela é perdida em forma de calor durante as reações químicas inerentes à sua operação (MAMMANO, 1994). Logo, se faz necessário o conhecimento dos principais parâmetros utilizados para analisar o funcionamento e o desempenho uma bateria.

2.2 PARÂMETROS IMPORTANTES DE UMA BATERIA

Alguns parâmetros importantes que possibilitam a análise do funcionamento de baterias, segundo CRESESB (2014, p.166):

- AUTODESCARGA é um processo químico natural das baterias de perda da carga adquirida, ou seja, é a descarga da bateria quando esta não está em funcionamento. Geralmente especificado na porcentagem perdida a cada mês da capacidade nominal da bateria (taxa de autodescarga)
- Os CICLOS de uma bateria, correspondem ao número de sequências carga-descarga que a bateria possui, tomando como limite um determinado nível de profundidade de descarga.
- A DENSIDADE DE ENERGIA corresponde a capacidade de energia normalizada pelo volume (Wh/L) ou pela massa (Wh/Kg) da bateria.
- Em uma bateria, os ELETRODOS são componentes materiais responsáveis pela oxidação eletroquímica (anodo) e redução eletroquímica (catodo). Em células recarregáveis o anodo é o terminal negativo da bateria e o catodo o terminal positivo da mesma (fornecedor e sorvedouro de elétrons respectivamente). Durante a carga a polaridade é invertida (anodo positivo e catodo negativo).
- O ELETRÓLITO é o meio que permite o transporte de íons entre os eletrodos anódico e catódico de uma bateria.

A tabela 1 fornece um bom panorama para vislumbrar de maneira simples o estado da arte das baterias, fazendo uma comparação entre as tecnologias mais utilizadas e discutidas atualmente.

Tabela 1 – Comparação entre tecnologias de baterias utilizadas atualmente

Tecnologia	Eletrólito	Densidade Energética - [Wh/kg]	Densidade Energética - [Wh/l]	Eficiência η_{Wh} [%]	Vida Cíclica [ciclos]	Temperatura de operação	
						Carga Padrão [Celsius]	Descarga [Celsius]
Chumbo ácido (Pb-ácido)	H_2SO_4	20-40	50-120	80-90	250-500	-10 a + 40	-15 a + 50
Níquel-Cádmio(NiCd)	KOH	30-50	100-150	60-70	300-700	-20 a + 50	-45 a + 50
Níquel-hidreto metálico(NiMH)	KOH	40-90	150-320	80-90	300-600	0 a + 45	-20 a + 60
ion de lítio (Li-ion, Li-polímero)	Polímeros Orgânicos	90-150	230-330	90-95	500-1000	0 a + 40	-20 a + 60
Bateria alcalina recarregável de Manganês (RAM)	KOH	70-100	200-300	75-90	20-50	-10 a + 60	-20 a + 50
Cloreto de Níquel e Sódio(NaNiCl)	$\beta'' - Al_2O_3$	~100	~150	80-90	~1000	+270 a + 300	+270 a + 300

Fonte: (LUQUE, HEGEDUS,2011)

Os requisitos mais importantes, segundo Vera (2009, p. 45), que baterias utilizadas em sistemas fotovoltaicos devem possuir são:

- Baixo custo;
- Alta eficiência energética;
- Baixa descarga;
- Longo tempo de vida;
- Baixa manutenção;
- Operação simples.

No balanço entre vantagens e desvantagens, as baterias de chumbo-ácido (Pb-ácido) são as mais utilizadas para sistemas fotovoltaicos isolados (JOSSEN et. al, 2004).

O grande uso da tecnologia do chumbo-ácido em subsistemas de armazenamento é referenciado também por CRESESB (2014, p.164), onde afirma

que “baterias com tecnologias mais modernas, tais como Níquel-Cádmio (NiCd), níquel-hidreto metálico (NiMH), íon de lítio (Li-ion), dentre outras, embora apresentando vantagens (maior eficiência, maior vida útil, maior profundidade de descarga), geralmente não são ainda economicamente viáveis na maioria dos sistemas fotovoltaicos”. É importante observar que embora com maior viabilidade econômica e grande capacidade de reciclagem em comparação com outras tecnologias, a bateria de chumbo-ácido possui o inconveniente de uma baixa densidade de energia (VERA, 2009).

Ainda assim, por ser a tecnologia que mais se adequa aos requisitos listados acima, principalmente no que se refere ao baixo custo, larga utilização em diversas aplicações e fácil manutenção, este trabalho utilizará baterias de chumbo-ácido, cujas características específicas serão tratadas em tópico próprio.

2.3 BATERIA DE CHUMBO-ÁCIDO

A bateria de chumbo-ácido foi inventada na França, na segunda metade do século XIX e a sua difusão se deu no início do século XX. Desde lá, não houve grande alteração em sua tecnologia, que utiliza basicamente chumbo e ácido sulfúrico na sua composição (CRESESB, 2014).

O chumbo é utilizado nos eletrodos da bateria, sendo encontrado atualmente na forma de chumbo poroso puro (catodo) no polo negativo e dióxido de chumbo (anodo) no polo positivo; ambos imersos em uma solução de ácido sulfúrico e água que compõem o eletrólito, meio responsável pelo transporte de elétrons em cada uma das células eletroquímicas (unidades básicas de uma bateria) (VERA, 2006).

Durante a descarga da bateria, há reação entre o ácido sulfúrico e os materiais ativos das placas, produzindo água. No processo de carga, o processo é contrário: há formação de chumbo poroso, dióxido de chumbo (PbO_2) e ácido sulfúrico a partir do sulfato de chumbo ($PbSO_4$) (VERA, 2006), como sintetiza a equação da figura 3.

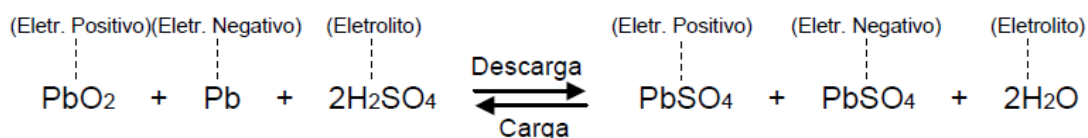


Figura 3 – Reação química de carga e descarga de uma bateria de chumbo-ácido
 Fonte: CRESESB (2014).

2.3.1 Aspectos construtivos

De acordo com a utilização da bateria, esta necessita de alterações construtivas de modo a adequar-se para as características de ótimo desempenho na atividade desejada. Entre as baterias recarregáveis, pode-se classificar a bateria de chumbo ácido em:

- Automotiva: possui maior número de placas de chumbo de menor espessura, para adequação a descargas rápidas, utilizadas basicamente para a ignição de motores a combustão. (CRESESB, 2014)
- Tração: possuem placas de chumbo com alto teor de Antimônio, e apresentam alto consumo de água. Operam em regime de ciclos diários com descarga profunda. São usadas em veículos elétricos como empilhadeiras (CRESESB, 2014).
- Estacionária: suas placas de chumbo de maior espessura são projetadas para fornecer quantidade constante de corrente por um longo período de tempo. Possuem química idêntica de operação das baterias automotivas, com diferença apenas no tempo de vida útil que é maior nas baterias estacionárias (VERA, 2009). Segundo Manual Fotovoltaico (2014, p.176), essas baterias “são direcionadas para aplicações em que as baterias permanecem em regime de flutuação e são solicitadas ocasionalmente para ciclos de carga e descarga. Esta condição é típica de sistemas de *no-break* ou UPS”.
- Solar ou Fotovoltaica: bateria projetada para ciclos diários, com profundidade de descarga moderada e para descargas profundas esporádicas, para dias com baixo nível de insolação (dias nublados)

(CRESESB, 2014). Segundo Vera (2009, p.54) há uma diferença importante entre baterias solares produzidas em alguns países desenvolvidos e baterias solares fabricadas na Europa e na América do Sul: enquanto o primeiro grupo de países basicamente modifica as placas de chumbo de baterias automotivas, deixando-as mais espessas para atender as demandas de sistemas fotovoltaicos autônomos, na Europa e na América do sul, alteram-se baterias estacionárias, modificando-se apenas as placas das mesmas.

Existe também uma diferença significativa com relação à manutenção da bateria. As baterias normais necessitam repor regularmente a água perdida por gaseificação do seu eletrólito, enquanto que as baterias sem manutenção utilizam tecnologias (baterias seladas – *Selad Lead Acid*; baterias VLRA – *Valve Regulated Lead Acid* e baterias com permeabilidade seletiva, por exemplo) (TELLES, 2006) que eliminam essa necessidade, dando maior autonomia aos módulos de armazenamento dos sistemas fotovoltaicos isolados, razão pela qual a sua utilização hoje é tão difundida no Brasil (CRESESB, 2014).

2.3.2 Características de operação

As baterias de chumbo-ácido possuem características importantes de operação que devem ser levadas em consideração no dimensionamento do sistema fotovoltaico isolado. As medidas mais utilizadas na literatura especializada para a descrição da operação da bateria segundo Telles (2006, p.10) são:

- Tensão nominal: em uma célula de chumbo-ácido, equivale a 2V;
- Tensão final de carga: é o limite mínimo de descarga da bateria, ou seja, é o nível de tensão que determina tecnicamente a descarga total do acumulador, já que abaixo deste nível é provável a avaria do equipamento;

- Tensão de flutuação: ou tensão de recarga, é a energia necessária para carregar e manter a bateria em estado de plena carga;
- Carga de equalização ou Tensão de equalização: é uma carga efetuada em um nível de tensão maior que o nível operacional, com objetivo de catalisar a mistura do eletrólito e assim equalizar as tensões entre as células da bateria.

Um fator importante a ser considerado para o ótimo desempenho de uma bateria de chumbo-ácido é a temperatura, já que ela possui efeito direto na sua vida útil, como mostra a figura 4, no caso de uma bateria com tecnologia de permeabilidade seletiva:

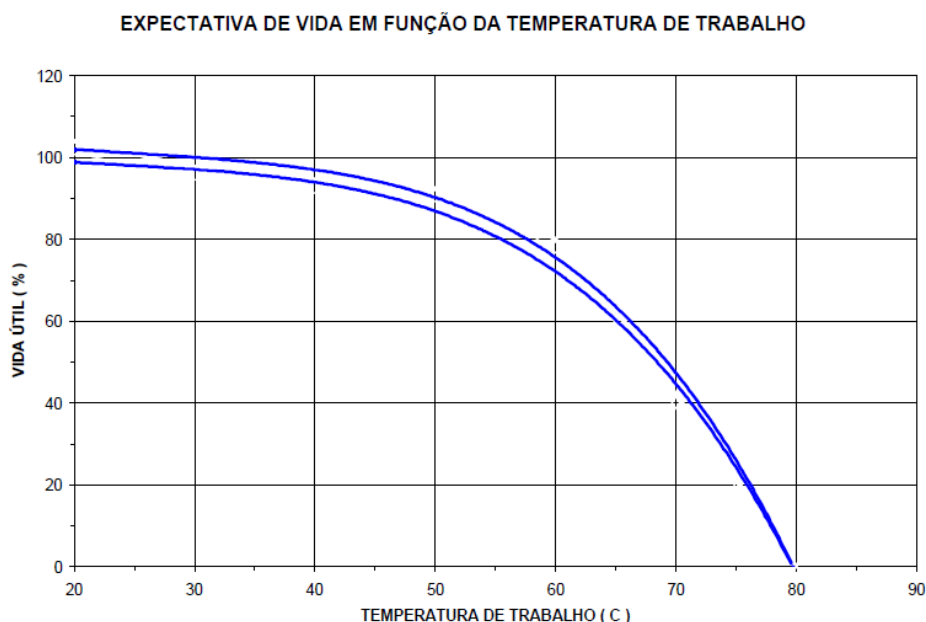


Figura 4 – Vida útil da bateria chumbo-ácido de acordo com a temperatura de operação
Fonte: MOURA S. A.(2007).

Segundo o fabricante, na perda de cerca de 20% da vida útil em uma bateria operando a uma temperatura de 60° C e de uma perda de 80% para a mesma bateria operando a uma temperatura por volta dos 75° C. É importante ressaltar que os níveis indicados de tensão de flutuação, carga de equalização bem como outras características operacionais são estimados pelo fabricante, geralmente, em 25°C

sendo necessária a correção da tensão para baterias que irão operar em temperaturas mais elevadas (TELLES, 2006).

No caso da tensão de flutuação e da carga de equalização, a correção pode ser feita facilmente; com as medições de temperatura obtidas no polo negativo da bateria utiliza-se uma fórmula específica seguida de uma simples metodologia de aquisição de dados contidos no manual do fabricante.

2.3.3 Problemas característicos

Como todas as tecnologias possuem as suas falhas, é importante conhecê-las para poder tomar as devidas precauções quando utilizadas em sistemas sensíveis e extremamente dependentes do equipamento, como é o caso dos sistemas fotovoltaicos isolados autônomos.

Como já citado no tópico anterior, a temperatura impõe-se como fator preponderante na operação desta tecnologia, eletroquímica em sua essência, está sujeita a regra de van't Hoff (a cada 10°C de incremento da sua temperatura aumenta-se três vezes a velocidade da reação química). No sentido inverso, a cada grau de diminuição da temperatura reduz-se em 1% a capacidade em *ampères* da bateria, devido ao aumento da resistência interna da mesma (CRESESB, 2014). A solução para estes casos, segundo alguns fabricantes, está no sobre dimensionamento do banco de baterias caso a operação se dê em um ambiente com 15 graus Celsius de temperatura média, ou em locais acima de 35 graus Celsius de temperatura média.

Ainda segundo CRESESB (2014, p.191), para corrigir a tensão das células, de acordo com a temperatura, usa-se a seguinte equação:

$$V(T) = V_{Tref} + K \cdot (T - T_{ref}) \quad (1)$$

Onde:

$V(T)$ (V) – tensão da célula na temperatura T;

V_{Tref} (V) – tensão na célula na temperatura referencial adotada pelo fabricante;

K – coeficiente de temperatura da célula especificado pelo fabricante;

T - temperatura da célula;

T_{ref} -temperatura de referência adotada pelo fabricante da célula.

Além dos problemas características causados pela operação das baterias de chumbo-ácido em temperaturas inapropriadas, existem ainda fenômenos químicos que podem prejudicar o funcionamento deste sistema de armazenamento.

2.3.3.1 Sulfatação

Segundo Telles (2006, p.8), é o processo de recristalização de cristais de $PbSO_4$, formando grânulos do mesmo material. A causa é o baixo estado de carga por um longo período de tempo. Com a formação de grânulos de $PbSO_4$, os volumes de eletrólito e de chumbo da bateria diminuem, ocasionando a também diminuição da capacidade de fornecimento de energia do sistema eletroquímico como um todo.

Esta perda de capacidade de fornecimento de energia é ocasionada pelo aumento da resistência interna do sistema, consequência da irreversibilidade da formação dos cristais de $PbSO_4$ (CRESESB, 2014).

Segundo CRESESB (2014, p.192), os seguintes cuidados de operação devem ser tomados com o objetivo de evitar o efeito da sulfatação nas baterias de chumbo-ácido:

- Manutenção das células descarregadas por longos períodos de tempo;
- Carregamentos parciais ou baixos prolongados;
- Operação contínua acima de 45 graus Celsius;
- Permitir que o eletrólito torne-se fortemente concentrado.



Figura 5 – Bateria com descarga profunda e “sulfatagem” (sulfatação)
Fonte: MOURA S.A (2007).

É importante atentar que em sistemas fotovoltaicos isolados autônomos, o carregamento parcial ou baixo é comum em condições de baixo nível de insolação (tempo nublado) de seu subsistema de armazenamento. Este é um problema recorrente, que terá que ser abordado principalmente no projeto do conversor e no controlador utilizado para este sistema.

Não obstante, além das placas já possuírem aditivos que retardam a sulfatação das placas, é possível utilizar também eletrólitos com níveis reduzidos de ácido sulfúrico para o retardamento da sulfatação da bateria (CRESESB, 2014).

2.3.3.2 Hidratação

Este fenômeno é causado pela bateria estar sujeita a uma descarga profunda por um longo período de tempo, o que acaba diminuindo a concentração de H_2SO_4 e assim, o hidróxido de chumbo torna-se solúvel na água. Quando há nova carga da bateria, a concentração de ácido aumenta e o óxido de chumbo diluído em água, transforma-se em sulfato de chumbo precipitado. Esta precipitação pode causar curto-circuito se depositado entre as placas positivas e negativas das células e então o dano permanente à bateria (CRESESB, 2014).

Como este problema surge pela descarga profunda da bateria de chumbo-ácido, ou pela descarga profunda por um longo período de tempo, é importante atentar que este risco está presente em sistemas fotovoltaicos isolados autônomos, sendo imperativa a consideração dessas características de risco na operação do sistema a ser projetado neste trabalho.

2.3.4 Características elétricas

Segundo Telles (2006, p. 13), a capacidade de fornecimento (C) que é medida em Ampère-hora (Ah) é uma das principais características elétricas de uma bateria, juntamente com a tensão em seus terminais. É importante salientar, que a capacidade de fornecimento de uma bateria não segue um padrão linear, ou seja, uma bateria com a capacidade de fornecimento de 36 (A.h), que corresponde ao fornecimento de 1.8 A durante 20 h, não é capaz de fornecer o dobro, 3,6 A em 10 h. Dessa maneira, é importante verificar a capacidade nominal e a descarga máxima da bateria em determinado regime de funcionamento.

A figura 6 mostra a tensão nos terminais da bateria durante a descarga, com três diferentes valores de correntes, dimensionadas em referência a capacidade de fornecimento da bateria (no caso 0,83C, 0,60C e 0,23C). Percebe-se que a descarga da bateria torna-se mais rápida com o aumento da corrente de descarga e a queda brusca da tensão nos terminais, quando esta se encontra abaixo dos 12 V.

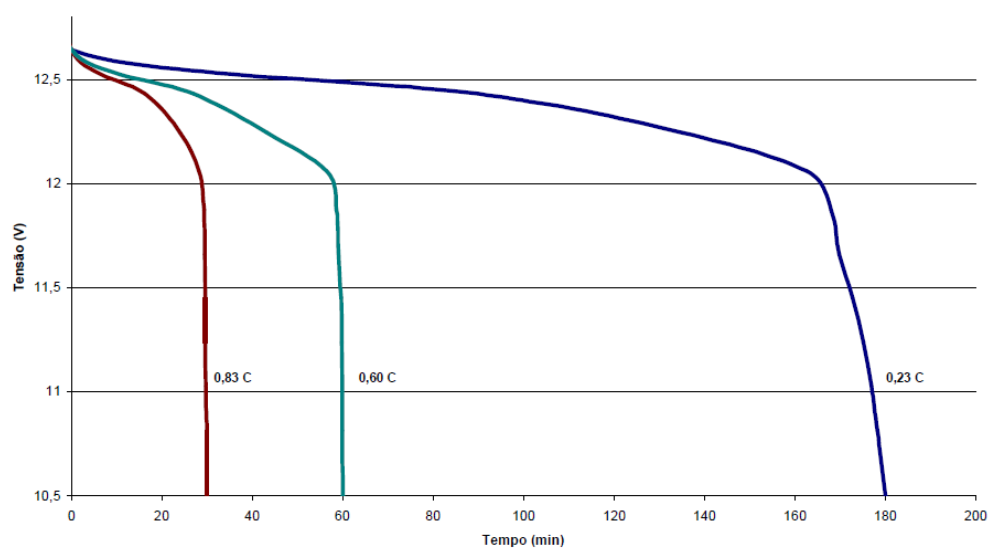


Figura 6 – Curvas características de descarga (25°C)
 Fonte: MOURA S.A. (2007)

A figura 7 mostra as curvas de corrente de recarga da bateria utilizando também a capacidade de fornecimento da bateria como referência (0,10C, 0,15C e 0,20C). Percebe-se que o comportamento em carga é mais rápido a partir do aumento da corrente de recarga.

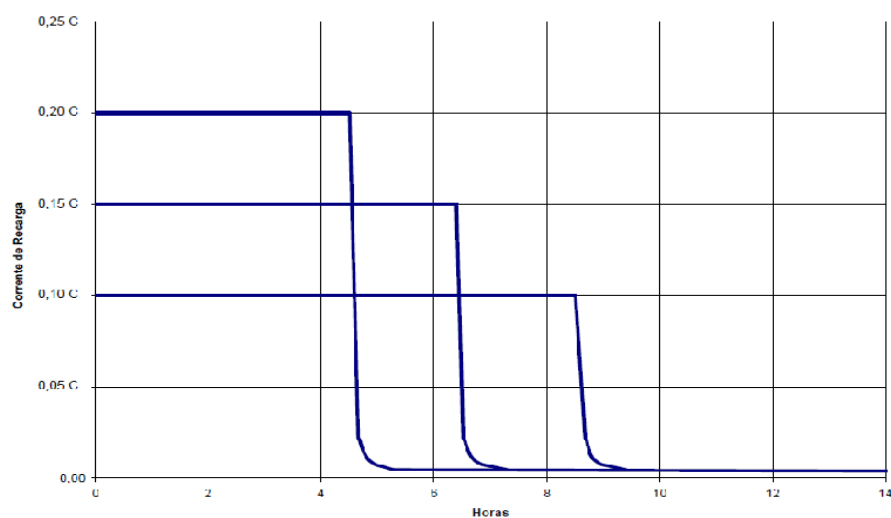


Figura 7 – Curvas características de carga (25°C)
 Fonte: MOURA S.A. (2007).

A figura 8 mostra o comportamento da tensão nas células da bateria, durante a carga com valores de corrente referenciados na capacidade de fornecimento nominal da mesma, onde se observa a estabilização da tensão em torno de 2.4V.

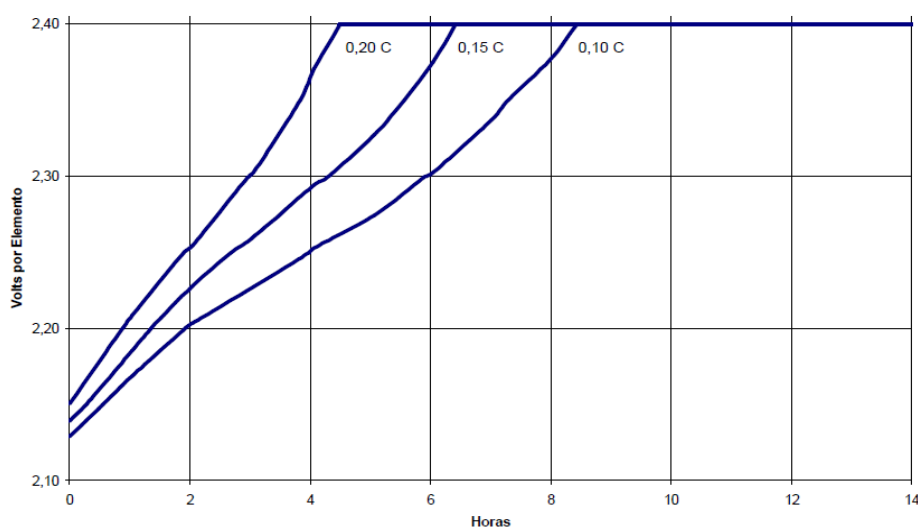


Figura 8 – Curvas características de carga – Tensão (25°C)
 Fonte: MOURA S.A. (2007).

Outro parâmetro muito importante para a avaliação de uma bateria é o SOC, que possui a capacidade de informar qual é o estado de carga da bateria, evitando sobrecargas e descarregamentos desnecessários além de possibilitar o gerenciamento de carga e descarga da mesma com mais precisão (BASTOS, 2013). Este parâmetro pode ser determinado pelas medições de tensão de circuito aberto da bateria ou pelo nível de acidez do eletrólito (este último, inaplicável em baterias seladas).

O SOC (*State of Charger*) interativo é composto por um método misto, mais eficiente que utiliza a tensão de circuito aberto dos terminais, juntamente com a integração da corrente injetada ou de drenagem da bateria para assim estimar o estado de carga da mesma (BASTOS, 2013). A equação (2) resume este método.

$$SOC = \frac{Q(t)_0 + \int_{t_0}^t i(t)dt}{Capacidade\ máxima} 100\% \quad (2)$$

Onde:

$Q(t)_0$ - Estado de carga inicial da bateria, definido pela tensão de circuito aberto da bateria;

Capacidade máxima - expressa em (Ah), específica de cada bateria contida em manual de técnico;

$\int_{t_0}^t i(t)dt$ - Representa o fluxo de corrente da bateria, tanto de drenagem como de recarga.

Esta equação, no entanto, não leva em consideração as perdas inerentes da bateria. Pode-se corrigir este erro adicionando uma constante de eficiência de carga α_{carga} dentro do elemento integrador, já que a eficiência da bateria é inversamente proporcional à corrente em fluxo.

Ainda segundo Bastos (2013, p. 14), este método de estimação de estado de carga da bateria não é perfeito. O seu uso deve priorizar pequenos intervalos de tempo, já que quanto maior o tempo, maior é a integração dos erros do sistema. Por essa razão deve-se priorizar aferir os valores de tensão de circuito aberto nos intervalos de tempo onde há parada no processo de carga da bateria.

2.3.5 Métodos de carga

Existem, basicamente, três métodos bem definidos para a carga de baterias de chumbo-ácido, que se caracterizam por aplicar corrente constante, tensão constante ou potência constante (TELLES, 2006).

Segundo Bastos (2013, p.14), o carregamento de uma bateria depende do tempo de carga restante e o rendimento, que deve ser alto. O grande problema é que estas características estão intimamente atreladas, uma vez que para uma carga mais rápida é necessária uma corrente mais alta, o que acaba gerando um rendimento abaixo do ideal; é também importante adotar como limitantes do processo de carga, a temperatura e a tensão dos terminais da bateria, já que estes dois fatores diminuem a sua vida útil.

Os métodos mais utilizados na literatura são fruto de uma mescla dessas três técnicas básicas com a finalidade de aumentar a vida útil da bateria. Isso requer a utilização de sensores de tensão, sensores de corrente e de sensores de temperatura além de micro controladores com algoritmo específico para o controle e coordenação

do processo (TELLES, 2006). Faz-se então, uma listagem dos métodos mais encontrados na literatura, segundo Telles (2006, p.16).

2.3.5.1 Método do duplo nível de tensão

Dos métodos mistos, segundo Bastos (2013, p.15), este é que mais se destaca, ao utilizar a união das características dos métodos de tensão constante e de corrente constante de maneira alternada, conseguindo assim aproveitar as melhores características de cada um.

Como mostra a figura 9, aplica-se em uma bateria descarregada uma corrente I_{min} controlada, com o objetivo de evitar a formação excessiva de gases, mantida até a geração de uma tensão V_{min} . Com esta tensão mínima mantida, inicia-se a carga da bateria ao ser aplicada uma corrente $I_{máx}$ de acordo com a carga desejada. A tensão tende a acompanhar o aumento da corrente de carga em taxa proporcional até o limite de tensão V_{st} da bateria, iniciando assim a terceira etapa do processo (BASTOS, 2013).

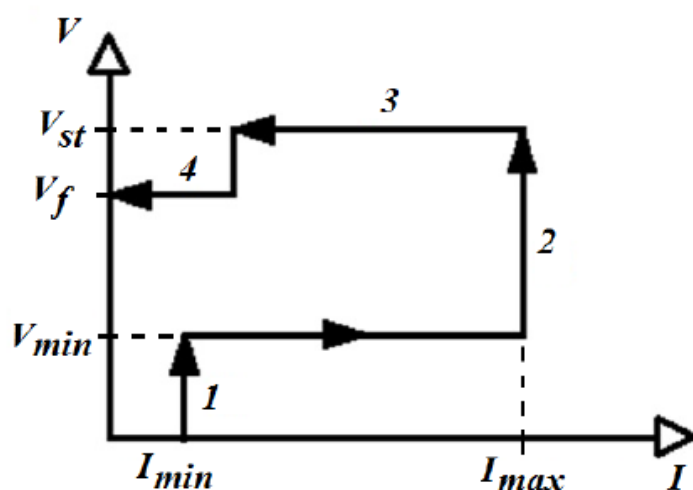


Figura 9 – Método a dois níveis de tensão
Fonte: Coelho (2001).

Ao ser atingida a terceira etapa, define-se uma sobretensão fixa V_{st} que tem o objetivo de acelerar o processo de carga, já que a corrente com uma tensão estável tende a diminuir conforme a carga da bateria se completa (BASTOS, 2013).

A quarta etapa consiste em aplicar uma tensão de flutuação até o limite de tensão V_{st} , já que a bateria está carregada e fora de operação. O processo de recarga para baterias que possuem carga diferente de zero, inicia-se na segunda etapa do processo acima descrito (BASTOS, 2013).

2.3.5.2 Método do duplo nível de corrente

Este método utiliza a técnica de injeção de dois níveis de corrente em estágios diferentes, ambas limitadas pelo nível de tensão da bateria (TELLES, 2006).

No estágio inicial, a corrente aplicada I_{MAX} é cessada ao ser atingida a tensão de equalização da bateria, a partir de então se inicia o segundo estágio do processo onde é aplicada uma corrente pulsante, I_{MAIN} de frequência ajusta com a finalidade de manter a carga da bateria e a tensão de flutuação, esta, constante (TELLES, 2006), como mostrado na figura 10.

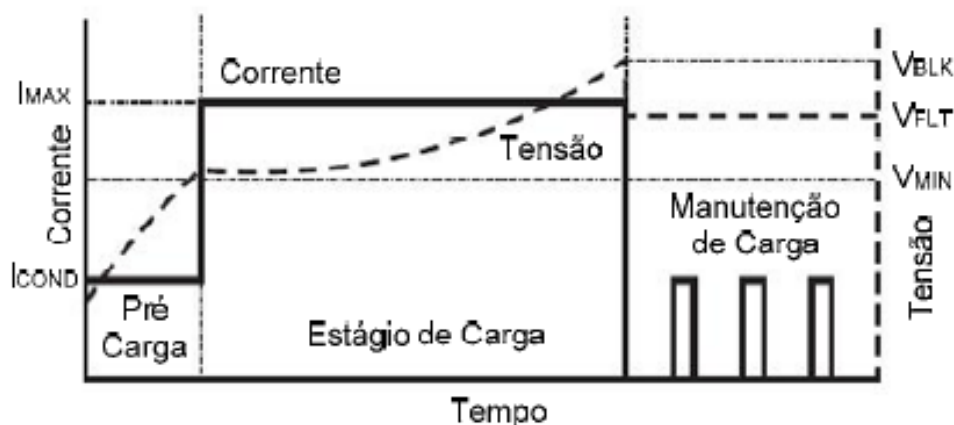


Figura 10 – Tensão e corrente na bateria no processo de recarga usando o método com duplo nível de corrente

Fonte: Telles (2006).

O método de dois níveis de corrente possui a desvantagem de impor uma corrente de retenção de amplitude excessiva (muito alta ou muito baixa) o que gera

uma perda da capacidade de fornecimento da bateria ou sobrecarga da mesma (TELLES, 2006).

2.3.5.3 Método da corrente pulsada

Como no método do duplo nível de corrente este método também possui duas etapas. Na primeira etapa, uma corrente I_{MAX} constante, carrega a bateria até que a tensão de equalização seja atingida. Neste momento, inicia-se a segunda etapa de monitoramento da tensão da bateria, que consiste na verificação pela tensão de flutuação. Caso este nível de tensão seja atingido, é injetada novamente uma corrente I_{MAX} até que a tensão de equalização seja novamente restabelecida. Como esse processo é repetido diversas vezes, verifica-se uma corrente pulsante ao longo do tempo (TELLES, 2006), como mostra a figura 11.

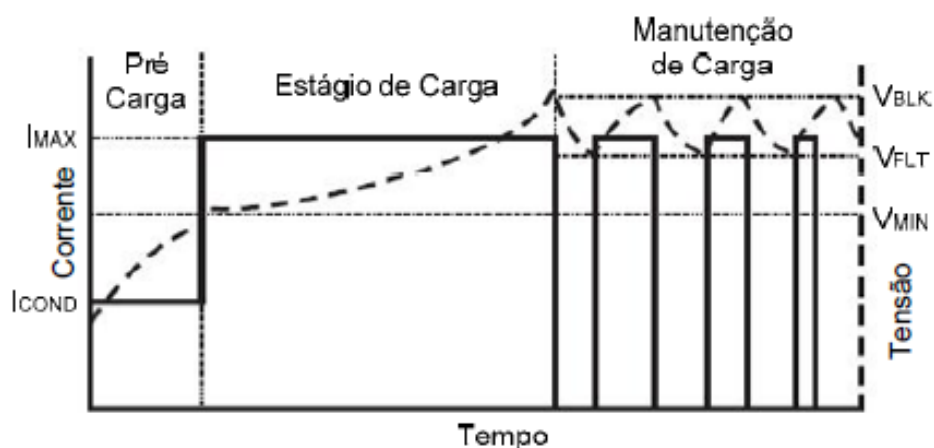


Figura 11 – Tensão e corrente na bateria no processo de carga usando o método com corrente pulsada
Fonte: Telles (2006).

Pode-se perceber que esta técnica depende do monitoramento da tensão de flutuação e da tensão de equalização, parâmetros da bateria variam com a temperatura, o que pode trazer alguma dificuldade, já que esses valores devem ser compensados.

Pelas técnicas estudadas, pode-se perceber uma maior simplicidade do método do duplo nível de tensão, sendo necessário apenas o controle da sua corrente em quatro estágios.

3. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

3.1 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

As células fotovoltaicas, descobertas por Bequerel em 1839 e fabricadas pela primeira vez pelos laboratórios Bell durante a corrida espacial da década de 1950, são artefatos semicondutores fotossensíveis que possuem a capacidade de converter parte da energia solar captada em energia elétrica (VERA, 2009).

Estas células sofrem excitação dos seus elétrons quando atingidas por fótons, gerando correntes internas desequilibradas. Quando os terminais opostos são ligados, existe a circulação de uma corrente, cuja intensidade é diretamente proporcional à intensidade de luz incidente (VERA, 2009).

Nestes últimos 60 anos, novas técnicas de fabricação surgiram até culminar na predominância do mercado atual das células fotovoltaicas produzidas a partir de lâminas de silício cristalino (monocristalino e policristalino) como mostrado na figura 12. Este tipo de célula chegou a responder por 87,9% do total de células fotovoltaicas produzidas em 2011 (CRESESB, 2014).



Figura 12 – Célula fotovoltaica de silício cristalino
Fonte: CRESESB (2014)

3.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

O módulo fotovoltaico, segundo Vera (2009, p.37) é um conjunto de células encapsuladas em série ou paralelo de maneira a garantir a proteção do dispositivo fotoelétrico do ambiente, fornecendo um valor de corrente e de tensão adequado para o uso.

Segundo CRESESB (2014, p. 132), este encapsulamento é constituído de várias camadas agrupadas de vidro temperado de alta transparência, acetato de etil vinila (EVA, do inglês *Ethylene-vinyl acetate*) estabilizado para radiação ultravioleta, células fotovoltaicas, EVA estabilizado e um filme posterior isolante, contidas em um quadro de alumínio juntamente com as respectivas conexões elétricas, como mostra a figura 13.

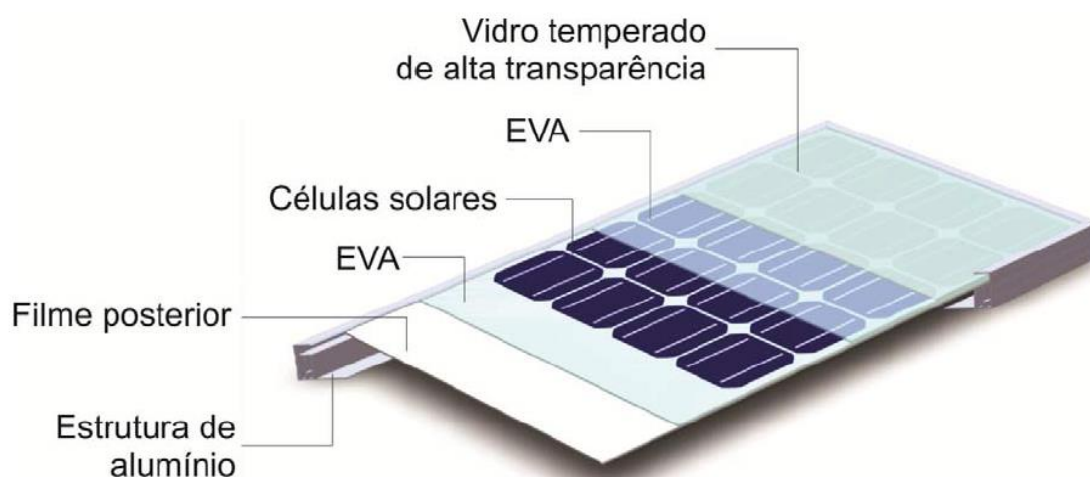


Figura 13 – Esquema dos componentes de um módulo fotovoltaico com células de silício cristalino.
Fonte: CRESESB (2014).

Esse conjunto de células que compõem o gerador fotovoltaico, dependendo do modo em que são associados, podem fornecer diferentes valores de corrente e de tensão nominal (CRESESB, 2014).

Para o carregamento de baterias de chumbo-ácido de 12 V, por exemplo, a tensão mínima necessária, para compensar as perdas de transmissão e por temperatura, gerada pelo conjunto de módulos deve ser em torno de 16 V, o que

corresponde a 36 células de silício cristalino fornecendo um valor aproximado de 18 V de máxima potência e 21 V em circuito aberto; lembrando que módulos de outras tecnologias obtêm resultados parecidos com diferentes números de células conectadas em série (CRESESB, 2014).

Ainda segundo CRESESB (2014, p.145), a queda dos preços dos módulos para conexão à rede (60 células em série ou mais) nos últimos anos, tem sido o fator positivo para a utilização destes módulos juntamente com controladores de carga e seguidores de ponto de máxima potência para sistemas fotovoltaicos isolados que utilizam baterias.

3.2.1 Características elétricas

A unidade de medida usualmente utilizada para a identificação dos módulos fotovoltaicos é a sua potência elétrica de pico (Wp). A definição de potência elétrica de pico de um módulo fotovoltaico é extraída de um ensaio padronizado chamado STC (do inglês *Standard Test Conditions*), que considera a irradiância solar de 1000W/m² sob uma distribuição espectral padrão e temperatura da célula de 25° C (CRESESB, 2014).

De acordo com Vera (2009, p.38), a curva I-V, mostrada na figura 14, é fundamental na caracterização de um gerador fotovoltaico, pois com a sua análise é possível obter os seus principais parâmetros de desempenho e lembra, muito oportunamente, que a norma ABNT (NBR10899/TB-328) considera a curva de tensão versus corrente como “a representação dos valores da corrente de saída de um conversor fotovoltaico, em função da tensão, para condições preestabelecidas de temperatura e radiação”

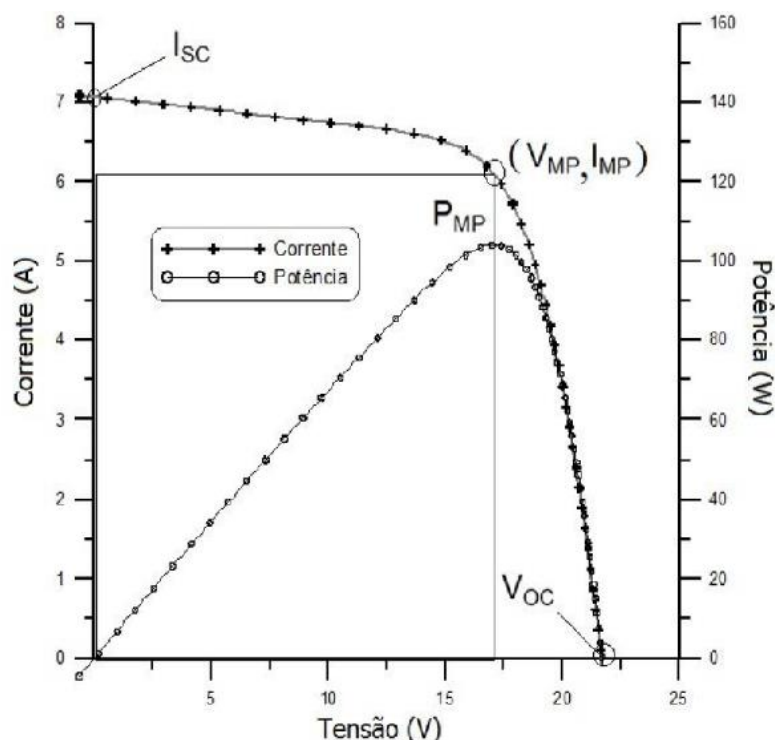


Figura 14 – Curva característica I-V e curva de potência P-V para um módulo com potência nominal de 100Wp.

Fonte: CRESESB (2014).

Para cada ponto de corrente e tensão da curva I-V, existe uma potência associada, que nada mais é do que o produto corrente-tensão para determinado ponto de operação.

O ponto P_{MP} representa o ponto de máxima potência, formado pelo produto dos respectivos valores máximos de tensão V_{MP} e corrente I_{MP} . Juntamente com a tensão de circuito aberto V_{OC} e de corrente de curto-circuito I_{SC} estes são os cinco parâmetros mais importantes do módulo fotovoltaico (CRESESB, 2014).

Outra grandeza importante é o fator de forma (FF), que expressa quanto da curva característica I-V do módulo fotovoltaico analisado se aproxima de um retângulo; logo, quanto maior a qualidade do módulo fotovoltaico mais próxima da forma de um retângulo será a sua curva I-V. O fator de forma (FF) será então, a relação entre as duas áreas hachuradas mostradas na figura 15, a área hachurada simples corresponde ao produto entre a tensão de circuito aberto V_{OC} e a corrente de curto-circuito I_{SC} , onde o valor encontrado é sempre acima do valor alcançado pelo módulo em operação. A área com hachura dupla, representa o produto da máxima tensão e a

máxima corrente, ou seja, representa a potência máxima do módulo fotovoltaico (CRESESB, 2014)

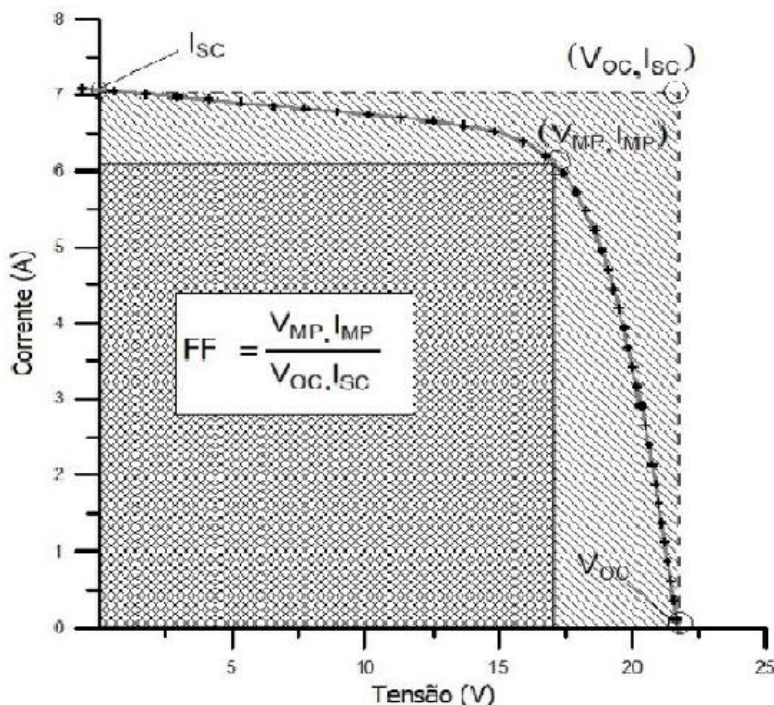


Figura 15 – Definição do fator de forma.
Fonte: CRESESB (2014).

3.2.2 Efeitos da temperatura

O principal efeito que o aumento da temperatura gera nas características elétricas do módulo fotovoltaico, é a diminuição da tensão de circuito aberto V_{OC} . A corrente de curto-circuito I_{SC} também apresenta alterações, mas menos significativas se comparadas com a tensão já citada o que, conjuntamente, gera uma perda significativa de potência com o aumento da temperatura. A figura 16 apresenta a variação da corrente I_{SC} e da tensão V_{OC} em 25°C, 35°C, 45°C, 55°C, 65°C e 75°C, ilustrando o efeito da temperatura no gráfico I-V do módulo fotovoltaico.

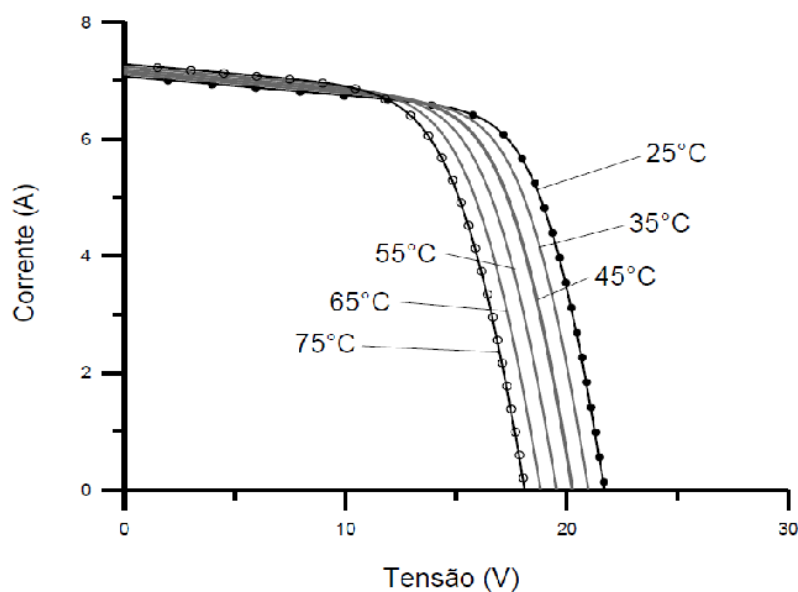


Figura 16 – Efeito causado pela variação da temperatura das células sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) sob irradiância de 1000W/m². Fonte: CRESESB (2014).

De acordo com CRESESB (2014, p.150) a relação entre a variação de temperatura e a variação da tensão de circuito aberto V_{OC} se dá pela equação 3 resultando coeficiente β .

$$\beta = \Delta V_{OC} / \Delta T \quad (3)$$

Já o cálculo da tensão de circuito aberto V_{OC} a partir da temperatura, com uso do coeficiente β é baseado na equação 4.

$$V_{OC}(T) = V_{OC_{stc}} \cdot (1 + \beta \cdot (T - 25)) \quad (4)$$

O coeficiente β é negativo e o seu valor é dado pelo fabricante do módulo, pois este varia de acordo com a tecnologia utilizada (CRESESB, 2014).

Além do coeficiente β , há também o coeficiente que relaciona a variação da corrente de curto-circuito com a variação da temperatura do painel, ou coeficiente α . Esta relação pode ser vista na equação 4 (CRESESB, 2014).

$$\alpha = \Delta I_{SC} / \Delta T \quad (5)$$

O coeficiente α , por sua vez, é aplicado a uma equação idêntica a equação 4, que relaciona um determinado valor de corrente de curto-circuito a temperatura desejada, sendo este coeficiente α , positivo e específico para a tecnologia utilizada, logo deve ser fornecido pelo fabricante do módulo fotovoltaico (CRESESB, 2014).

Assim como a tensão de circuito aberto e a corrente de curto-circuito, existe um coeficiente γ que relaciona a variação da máxima potência P_{MP} com a variação da temperatura do módulo, como mostra a equação 6 (CRESESB, 2014).

$$\gamma = \Delta P_{MP} / \Delta T \quad (6)$$

A potência máxima P_{MP} , pode ser encontrada pela temperatura do módulo usando a sua definição e o coeficiente γ , como mostra a equação 7. O coeficiente γ é de valor negativo e também é informado pelo fabricante, já que ele varia de acordo com a tecnologia utilizada para a fabricação do módulo fotovoltaico (CRESESB, 2014).

$$P_{MP}(T) = V_{MP_{stc}} \cdot I_{MP_{stc}} (1 + (\alpha + \beta_{V_{MP}}) \cdot \Delta T) \quad (7)$$

Sabendo que $\beta_{V_{MP}}$, pode ser definido por:

$$\gamma = \beta_{V_{MP}} + \alpha \quad (8)$$

Alguns autores, segundo CRESESB (2014, p.151) consideram os valores de γ como sendo os valores de $\beta_{V_{MP}}$, já que o valor de α é muito pequeno. De qualquer maneira, é importante salientar que quando menores os valores de γ e β , menor é a perda de potência do módulo fotovoltaico devido à temperatura.

3.2.3 Efeito da intensidade de radiação

A curva característica I-V do módulo fotovoltaico sofre alteração não só com a variação de temperatura, mas também pela radiação incidente, mais especificamente, há um aumento proporcional na corrente de curto-circuito I_{SC} e um aumento logarítmico da tensão de circuito aberto V_{OC} com o aumento da radiação (VERA, 2009).

A figura 17 mostra essa variação da curva I-V de acordo com a irradiação incidente no módulo fotovoltaico.

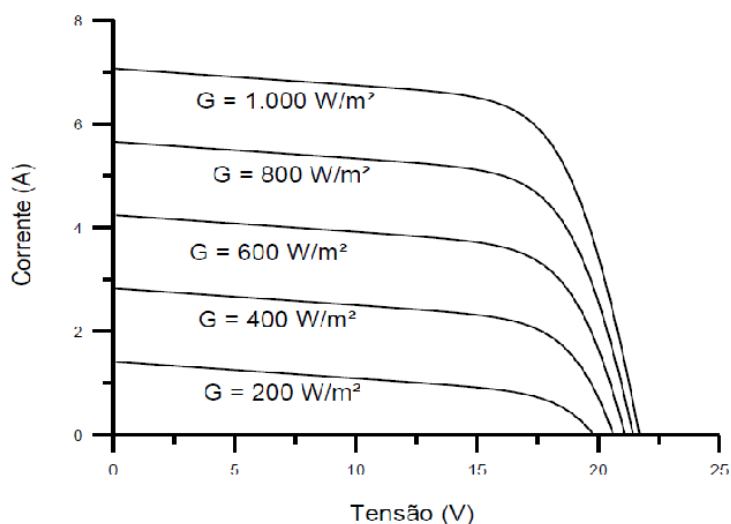


Figura 17 – Efeito causado pela variação da irradiação solar sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) a 25°C.
Fonte: CRESESB (2014).

3.3 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os sistemas fotovoltaicos são constituídos de módulos fotoelétricos que possuem a capacidade de converter a energia solar em energia elétrica, seja para uso instantâneo ou armazenando esta energia captada para uso posterior. Este armazenamento é feito por baterias recarregáveis e muito aplicado para sistemas de baixa potência devido ao seu custo elevado (BENEDITO, 2009).

Essas aplicações englobam a alimentação de equipamentos que estão fisicamente afastados da rede de distribuição de energia da concessionária, como sistemas de monitoramento remoto, antenas de telecomunicação e sistemas de bombeamento de água por exemplo.

Como este trabalho possui como objeto de estudo o sistema fotovoltaico em dois dos exemplos citados de baixa potência (monitoramento remoto e antenas de telecomunicação) abordar-se-á somente as características dos sistemas fotovoltaicos isolados, uma vez que as características dos sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou de sistemas fotovoltaicos híbridos podem ser encontradas facilmente na literatura especializada.

3.4 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS

Os sistemas fotovoltaicos isolados são designados para aplicações nas quais o fornecimento de energia convencional não está disponível seja por isolamento geográfico, custos elevados ou restrições técnicas e ambientais (BENEDITO, 2009).

Estes sistemas são, por sua vez, são classificados como individuais ou em mini rede. No primeiro caso a geração é exclusiva para o uso de um consumidor individual, enquanto que no sistema isolado em mini rede, a produção é dividida em mais de um consumidor (CRESESB, 2014). A figura 18 mostra o esquema básico de funcionamento deste tipo de sistema que contém o gerador fotovoltaico e seus módulos fotoelétricos, a unidade de controle e condicionamento de potência que possui a capacidade de controlar a energia gerada pelos painéis e distribuí-la de

maneira adequada para o sistema de armazenamento, constituída de baterias recarregáveis, e para a carga consumidora.

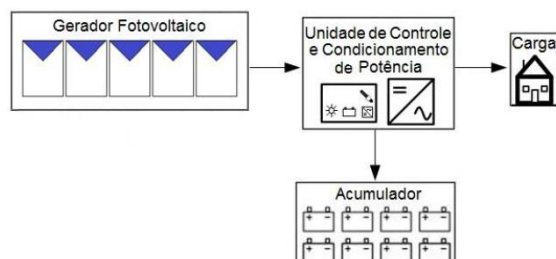


Figura 18 – Configuração básica de um SFI.
Fonte: CRESESB (2014).

Desde que os painéis fotovoltaicos começaram a fazer a sua migração dos satélites das agências espaciais para as aplicações terrestres e comerciais, a indústria de telecomunicações os tem utilizado largamente para a alimentação de fontes externas, antenas e demais equipamentos devido principalmente a sua manutenção fácil e robustez, já que este setor além de demandar fontes de baixa potência de fácil adaptabilidade, a maioria dos locais de implantação possuem severas condições climáticas (vento, maresia, altas e baixas temperaturas). As aplicações mais comuns desta tecnologia no setor de telecomunicações de acordo com CRESESB (2014, p.278) são:

- Estações remotas de rádio;
- Estações repetidoras de tv;
- Auxílio à navegação;
- Estações base de telefone celular;
- Telefones de emergência em estradas.

CRESESB (2014, p.278) afirma que a maioria dos sistemas de monitoramento remoto utiliza uma alimentação de $12 V_{CC}$, com a carga variando de acordo com a quantidade de detectores, taxa de aquisição de dados e os requisitos de transmissão de dados, de maneira que também necessitam de uma fonte de alimentação confiável de forma a evitar a interrupção ou perda desses dados, sendo então um dos principais

motivos para a utilização de sistemas fotovoltaicos para a sua alimentação substituindo até mesmo a rede convencional de fornecimento de energia.

Algumas das principais aplicações de monitoramento remoto utilizando sistemas fotovoltaicos isolados são:

- Monitoramento de condições ambientais (estações meteorológicas, maregráficas, anemométricas, pluviométricas, de poluição etc);
- Controle de tráfego em estradas;
Registros sísmicos (sismógrafos);
- Pesquisas científicas;

3.5 CONTROLADORES DE CARGA

De acordo com CRESESB (2014, p.205), para a maioria dos sistemas fotovoltaicos que utilizam um sistema de armazenamento por banco de baterias, o uso de controladores de carga é indispensável, já que este dispositivo ajuda a aumentar a vida útil das baterias, além de oferecer maior proteção ao sistema contra um aumento excessivo de consumo ou mesmo uma possível intervenção do usuário.

Estes dispositivos podem diferir quanto a grandeza a ser controlada que entre as mais utilizadas estão o método pelo estado de carga (integração do fluxo de corrente na bateria), o método por controle de tensão e o método pela observação da densidade do eletrólito da bateria (CRESESB, 2014).

O controlador pode ser conectado em série ou em paralelo (*shunt*) ao gerador fotovoltaico e à carga, como mostrado nas figuras 19 e 20. Segundo CRESESB (2014, p.205) a ligação em paralelo consome menos energia e por isso é a mais utilizada.

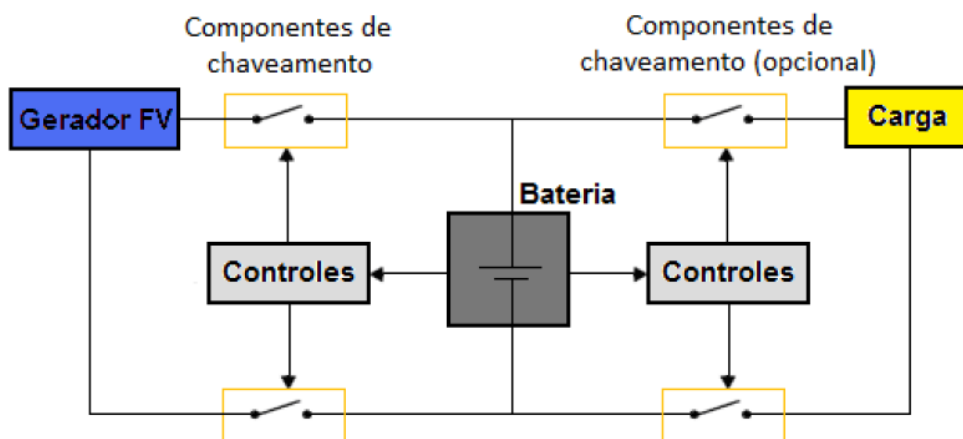


Figura 19 – Controlador série com LVD opcional.
Fonte: CRESESB (2014).

Os controladores comerciais mais simples encontrados no mercado atual, são do tipo *on-off* ou liga-desliga. São dispositivos que aplicam diretamente a corrente e a tensão do gerador fotovoltaico sobre a bateria não atuando como regulador, usando apenas dois níveis de tensão, determinados pela bateria, como parâmetro de controle de carga; sendo o nível mínimo (aproximadamente 1,9V a 2,1V por célula) considerado o nível de máxima profundidade de descarga da bateria de chumbo-ácido, conhecido também como LVD (*Low Voltage Disconnect*) e o nível máximo (aproximadamente 2,3V a 2,5V por célula) responsável por desconectar a bateria do gerador fotovoltaico já que a carga máxima da bateria de chumbo-ácido foi alcançada. Este parâmetro superior também é conhecido como HVD (*High Voltage Disconnect*) (CRESESB, 2014).

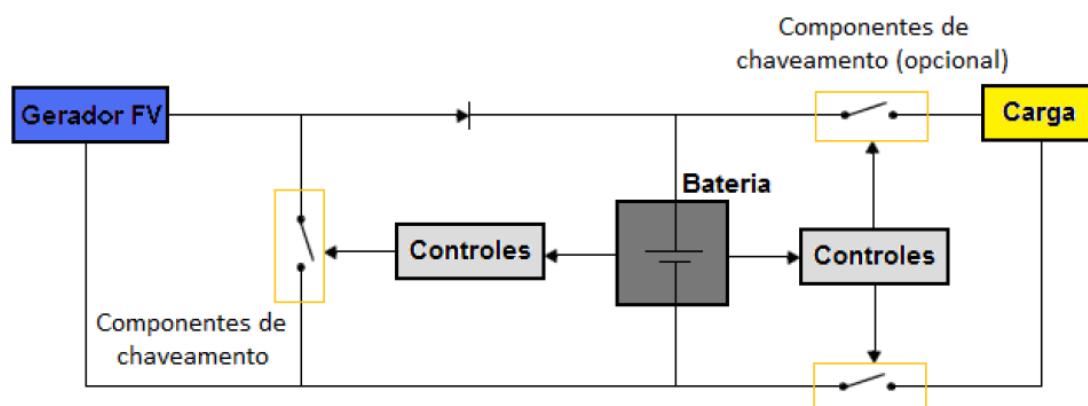


Figura 20 – Controlador paralelo (shunt) com LVD opcional.
Fonte: CRESESB (2014).

3.5.1 Detalhamento das características e funções de controladores de carga

CEBESB (2014, p.207) tem como condições mínimas para o dimensionamento de um controlador de carga o valor da corrente produzida por este dispositivo, que deve ser 25% a mais da corrente de curto-circuito fornecida pelo gerador fotovoltaico e a sua tensão de operação (normalmente 12V, 24V e 48V), além das seguintes características mais importantes listadas a seguir:

- Estratégias de controle através de PWM (*Pulse width modulation*);
- Desconexão e reconexão da carga, como medida de proteção contra carga excessiva;
- Desvio da energia do gerador fotovoltaico quando o sistema de armazenamento (banco de baterias) estiver completamente carregado;
- Proteção contra corrente reversa;
- Proteção contra sobretensões na entrada do controlador;
- Proteção contra inversão de polaridade (tanto na conexão ao painel fotovoltaico quanto na conexão à bateria);
- Proteção contra inversão na sequência de conexão bateria-módulo;
- Proteção contra curto-circuito na saída para a carga;
- Compensação térmica baseada em um sensor de temperatura externo a ser fixado na carcaça da bateria;
- Carregamento em três estágios;
- Seguimento de ponto de máxima potência (MPPT);
- Pontos de regulação;
- Controle do carregamento pelo estado de carga da bateria;
- Alarmes e indicações visuais;
- Baixo autoconsumo;
- Terminais exclusivos para monitoração de tensão das baterias.

3.5.2 Ajuste dos pontos de regulagem do controlador

Também conhecidos como *set points*, os pontos de regulagem servem para a otimização da relação controlador-bateria. Os controladores mais simples do tipo *on-off* baseados em tensão apresentam histerese associada a cada ponto de ajuste o que gera diferentes tipos de valores de tensão para desconectar e reconectar o controlador, evitando oscilações (CRESESB, 2014).

Isso ocorre principalmente pela complexidade inerente de determinar os pontos de regulagem do controlador seja por dificuldades encontradas no próprio entendimento do funcionamento da bateria ou pela tensão, parâmetro base, sofrer alteração relacionada a diversos fatores.

3.5.4 Compensação térmica

Como visto no capítulo sobre baterias, em especial, no tópico sobre baterias de chumbo-ácido, a temperatura é uma variável importante que se relaciona e altera os demais fatores relevantes para o carregamento de uma bateria de chumbo-ácido.

Logo, a compensação térmica torna-se imprescindível quando há um excesso dos limites de operação das baterias de chumbo-ácido em uma amplitude de 5°C em torno dos 25°C de temperatura ambiente (CRESESB, 2014).

Este tipo de compensação é realizado com a instalação de um sensor de temperatura (ligado ao controlador de carga) no banco de baterias, o que permite mudar os pontos de regulagem, parâmetros para a carga da bateria, de acordo com a variação de temperatura. Em uma bateria de chumbo-ácido de 12V, têm-se uma variação de aproximadamente -30mV por °C, ou seja, com uma variação de 10°C há uma mudança de 0,3V na tensão da bateria, o que justifica a utilização de compensação térmica dos pontos de regulagem (CRESESB, 2014).

3.5.5 Controladores de carga baseado em estado de carga da bateria

Os primeiros controladores de carga disponíveis eram dispositivos analógicos convencionais, que utilizavam a tensão nos terminais da bateria como parâmetro

principal. Essa estratégia de controle continha problemas inerentes, como a incapacidade de proteger as baterias das descargas profundas já que a tensão não é a única variável que depende do estado de carga da bateria, mas também do seu fluxo de corrente (CRESESB, 2014).

Controladores de carga mais eficientes foram criados principalmente para atender a demanda de dispositivos eletrônicos ligados a baterias de níquel-cadmio, como computadores, celulares e dispositivos portáteis. Nestes controladores, um sistema microprocessado é usado para medir em tempo real o fluxo de corrente da bateria e assim poder determinar com maior grau de exatidão e confiabilidade, o estado de carga da mesma a qualquer momento (CRESESB, 2014).

Este sistema, SOC ou SOC interativo (*State of Charger*) visto anteriormente no capítulo sobre baterias, é uma ferramenta importante para implementar as funções de proteção contra cargas e descargas profundas, muito desejadas, no controlador de carga, independentemente do modelo da bateria a ser usado no projeto. A maior dificuldade de implementação desta técnica está em controlar a eficiência da bateria em função do estado de carga e da temperatura da mesma (CRESESB, 2014).

3.5.6 Carga em 3 estágios

De acordo com o CRESESB (2014, p. 214) controladores modernos para SFIs usam eletrônica de potência e sistemas microprocessados para operar e PWM para efetuar a carga de bateria em 3 estágios: grossa, absorção e flutuação, as quais se pode adicionar uma quarta fase de equalização.

Este é o mesmo método de carga citado no capítulo sobre baterias com o nome de “Método do duplo nível de tensão”. Neste capítulo é feita uma nova abordagem com uma maior descrição das fases de funcionamento dos controladores que utilizam este método de carga.

- Grossa – nesta primeira fase o painel fotovoltaico funciona como uma fonte de corrente, sendo a tensão imposta pela bateria descarregada. Injeta-se no dispositivo eletroquímico a máxima corrente disponível no

painel fotovoltaico até que se atinja cerca de 80-90% da capacidade da bateria, seguindo então para a aplicação da segunda fase: a absorção.

- Absorção – nesta fase, a tensão é mantida constante por um determinado tempo (normalmente 1h podendo não ser ininterrupto) e a corrente fornecida pelo painel é ao mesmo tempo diminuída gradativamente via PWM, até que a bateria seja considerada completamente carregada.
- Flutuação – neste estágio a tensão também é mantida constante e a corrente do gerador fotovoltaico é controlada via PWM. Nesta fase ocorre que a tensão é fixada em um valor bastante inferior à tensão de fim de carga até que uma nova descarga da bateria aconteça e então force a tensão da bateria para baixo do nível de flutuação por um tempo determinado (por volta de 1h) onde então, aciona-se novamente o início do ciclo de carga ou carga grossa da bateria.
- Equalização – esta etapa é específica para baterias de chumbo-ácido e consiste basicamente, em aplicar uma sobretensão nos terminais da bateria já carregada para causar um borbulhamento do eletrólito e assim evitar o efeito de estratificação da bateria. Esta etapa deve ter duração de por volta 2h e deve ser feita a cada 30 dias.

4 DIMENSIONAMENTO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS ISOLADOS

Os sistemas fotovoltaicos isolados dependem de uma fonte de energia que possui as suas limitações: a energia solar incidente em seus módulos. Para salvaguardar o fornecimento de energia elétrica para os equipamentos dependentes deste sistema de alimentação, é necessário levar em consideração fatores meteorológicos, níveis de confiabilidade e autonomia do sistema, além dos custos inerentes (ALVARENGA; LOBO, 2000).

Este capítulo tem como objetivo ser não só uma revisão do método utilizado usualmente para o projeto e dimensionamento de sistemas fotovoltaicos isolados, mas também abordar as características específicas de funcionamento do modelo de sistemas fotovoltaicos isolados que interessam este trabalho: antenas de telecomunicação e estações de monitoramento remoto de pequeno porte.

4.1 PARÂMETROS BÁSICOS PARA O DIMENSIONAMENTO

Ao dimensionar um SFI, levam-se em consideração três parâmetros importantes de projeto que são: “o cálculo da quantidade de energia que será produzida, a quantidade de energia que será consumida e a autonomia que se deseja para o sistema em casos prolongados sem insolação” (ALVARENGA; LOBO, 2000, p.6); Ou seja, o foco do dimensionamento do sistema fotovoltaico isolado aborda principalmente o gerador fotovoltaico, buscando uma adequação para a carga a ser alimentada e o banco de baterias que servirá de subsistema de armazenamento e que garantirá o funcionamento dos equipamentos independente das condições meteorológicas.

4.1.1 Cálculo da Radiação Incidente

Para dimensionar corretamente o gerador fotovoltaico, e também pela necessidade do conhecimento prévio da capacidade de geração dos módulos, é

imprescindível o levantamento dos dados referentes aos níveis médios de radiação solar em determinada região onde se irá implementar o sistema fotovoltaico proposto. O objetivo é basicamente obter uma tabela com os valores da quantidade média de energia solar que incide em determinado “dia em uma área de 1 metro quadrado situada em um plano horizontal na superfície da Terra”. Esses valores são usualmente especificados em unidades de energia (kWh/m²/dia) ou unidades de potência (W/m²) (ALVARENGA; LOBO, 2000, p.6).

O valor médio desta energia incidente na região de Curitiba, em unidades de potência (MJ/m²), pode ser encontrado na tabela 3, juntamente com dados sobre insolação diária em horas duração do dia também em horas, durante os vários meses do ano.

Tabela 2 – Radiação Solar Global Diária, Insolação Diária e Duração do dia na região de Curitiba.

Período	Radiação Solar Global Diária (MJ/m²)	Insolação diária (h)	Duração do dia. N(h)
Jan	14,2	5,2	13,4
Fev	13,2	4,8	12,9
Mar	11,5	4,6	12,2
Abr	9,2	4,6	11,4
Mai	7,6	4,9	10,8
Jun	6,9	4,3	10,4
Jul	7,5	4,8	10,6
Ago	8,7	4,8	11,1
Set	10,5	4,1	11,9
Out	12,3	4,4	12,6
Nov	13,4	5,1	13,3
Dez	14	4,9	13,6
Ano	10,8	4,7	12

Fonte: (TIBA et al, 2000).

4.1.2 Levantamento das Cargas

O objetivo do levantamento das cargas a serem ligadas ao sistema de geração fotovoltaico é construir uma curva de carga tanto em termos diários como sazonais e assim, conseguir visualizar as características previstas para o consumo de

eletricidade e adequar, se necessário, o sistema como um todo para a equivalência e equilíbrio entre geração e consumo de energia (ALVARENGA; LOBO, 2000).

Longe de ser uma tarefa simples, a determinação do consumo do sistema e a maneira como este será utilizado no futuro é complexa, pois acaba tornando-se uma especulação de variáveis que irão surgir ou manter-se no futuro (ALVARENGA; LOBO, 2000).

O produto final desta etapa é uma planilha com o maior número de informações possíveis sobre as características elétricas da carga a ser ligada no sistema como: potências elétricas dos equipamentos, tensões, possível alimentação em corrente alternada ou contínua dos equipamentos, tempo diário em que o equipamento será usado. Com isso é possível conhecer o valor diário de consumo total do sistema em Watt-hora ou Ampére-hora (ALVARENGA; LOBO, 2000).

No caso de antenas de telecomunicação e estações de monitoramento meteorológico, que são focos de estudo deste trabalho, a tabela 4 mostra o levantamento de suas cargas e que serão consideradas para o dimensionamento do controlador de carga do subsistema de armazenamento.

Tabela 3 – Levantamento de cargas de Antena de Telecomunicação de Pequeno Porte e de Monitoramento Meteorológico (Estação Meteorológica Automática)

Aparelho	Número	Tensão (V)	Potência total (W)	Corrente contínua(A)	Operação (Horas/dia)	Consumo (Wh/dia)	Consumo (Ah/dia)
Antena de Telecomunicação de Pequeno Porte							
Router	1	24	10	0,41	24	240	9,84
GPS	1	28	25	0,89	24	600	21,36
Modem	1	12	10	0,83	24	240	19,99
TOTAL	3		45	2,13		1080	51,19
Estação de Monitoramento Meteorológico							
Sensores eletrônicos digitais (Vaisala MAW301)	1	24	60	2,5	24	1440	60
TOTAL	1		60	2,5		1440	60

Fonte: Autor.

O consumo médio obtido na estação de meteorológica foi de 1,4 (kWh/dia) ou 60 (Ah/dia), enquanto que a antena de telecomunicações de pequeno porte consome em média 1,08 (kWh/dia) ou 51,9 (Ah/dia) ambos em corrente contínua.

4.1.3 Definição da Autonomia do Sistema sem Insolação (Subsistema de Armazenamento)

O dimensionamento do sistema que irá suprir a energia demandada pela carga em período sem nenhuma ou baixa insolação, é feito levando em consideração fatores como a estabilidade do clima na região e então, o número de dias de autonomia desejado para o sistema.

Este número é relativo, dependendo do autor. Variando para SFI de 3 a 5 dias de autonomia (ALVARENGA; LOBO, 2000), até 30 dias (CRESESB, 2014).

O cálculo do banco de baterias a ser utilizado leva em consideração o consumo diário da carga (Ah/dia), os dias de armazenamento (consideramos inicialmente uma autonomia de 10 dias) e a profundidade de descarga máxima (CARVALHO; JUCÁ, 2013) recomendado para climas instáveis, como o de Curitiba e região metropolitana, de 20%.

No caso da antena de pequeno porte que possui uma demanda de 51,2 (Ah/dia), para uma autonomia de 10 dias é necessário um banco de baterias com 409 (Ah) de capacidade. No caso da uma estação de monitoramento meteorológico, que possui uma demanda de 60 (Ah/dia), para uma autonomia de 10 dias e profundidade de descarga de 20% é necessário um banco de baterias com capacidade de 480 (Ah). Este modo de dimensionamento de banco de baterias é conhecido como método GTES (Grupo de Trabalho de Energia Solar Fotovoltaica do CRESESB/CEPEL) (CARVALHO, JUCÁ; 2013).

Como a bateria a ser utilizada neste trabalho ainda não foi especificada nem muito menos definida (apenas decidiu-se no capítulo 2 que será uma bateria de chumbo-ácido), não é possível determinar o número de baterias que serão utilizadas, bem como o número de ligações em paralelo ou em série das mesmas.

Já o gerador fotovoltaico a ser utilizado para a elaboração deste trabalho está definido. O equipamento é um painel Kyocera KC85TS com 72 células e 80W de potência máxima (KYOCERA, 2010). Com a corrente de potência máxima de 5,02 (A) conhecida do painel, é possível calcular a potência máxima fornecida pelo sistema juntamente com o número de horas disponível de sol na região. Como visto na tabela 3, a média de horas de insolação diária plena na região de Curitiba é em torno de 5,1(h), logo é possível gerar 26,52 (Ah/dia); considerando que a autonomia prevista será de 3 dias.

Para sistemas de pequeno porte, é viável desconsiderar o cálculo de inclinação e sombreamento do gerador fotovoltaico (ALVARENGA; LOBO, 2000).

5 ESPECIFICAÇÕES DO CONTROLADOR DE CARGA

A importância do controlador de carga visando o aumento da vida útil da bateria é grande, já que dentro dos componentes de um sistema fotovoltaico isolado as baterias possuem a menor vida útil em comparação com os geradores fotovoltaicos, que possuem de 10 a 20 anos de vida útil; segundo fabricante, os dispositivos eletrônicos possuem uma média de 10 anos de durabilidade. As baterias normais, em compensação, possuem uma vida útil com correto regime de operação de 2 a 7 anos.

5.1 MÉTODO DE CARGA DA BATERIA

O método de carga de bateria escolhido para este trabalho, foi o “Método do Duplo Nível de Tensão. Esta técnica foi escolhida por ser a técnica mais utilizada ultimamente em carregadores modernos de bateria (CRESESB, 2014). O projeto do controlador busca o controle da corrente de carga da bateria chumbo-ácido, de maneira a fazer a sua carga em três estágios pelo menos, ou em quatro estágios, em uma situação ótima, de acordo com as especificações do fabricante da bateria. O método de carga torna-se importante ferramenta para o aumento da vida útil do sistema como um todo.

5.2 CONVERSOR *Cúk*

A topologia de conversor CC-CC escolhida para o projeto do carregador de baterias foi a topologia *Cúk*. Trata-se uma topologia comum de conversores CC-CC chaveados. A escolha desta topologia se deve ao fato dela ser de fácil implementação e montagem, por possuir apenas dois elementos ferromagnéticos. Outro fator importante é a saída em fonte de corrente, o que a faz ideal para a sua utilização no controle de carga de baterias.

Neste conversor a tensão de saída possui a polaridade oposta à tensão de entrada, como mostra a figura 21.

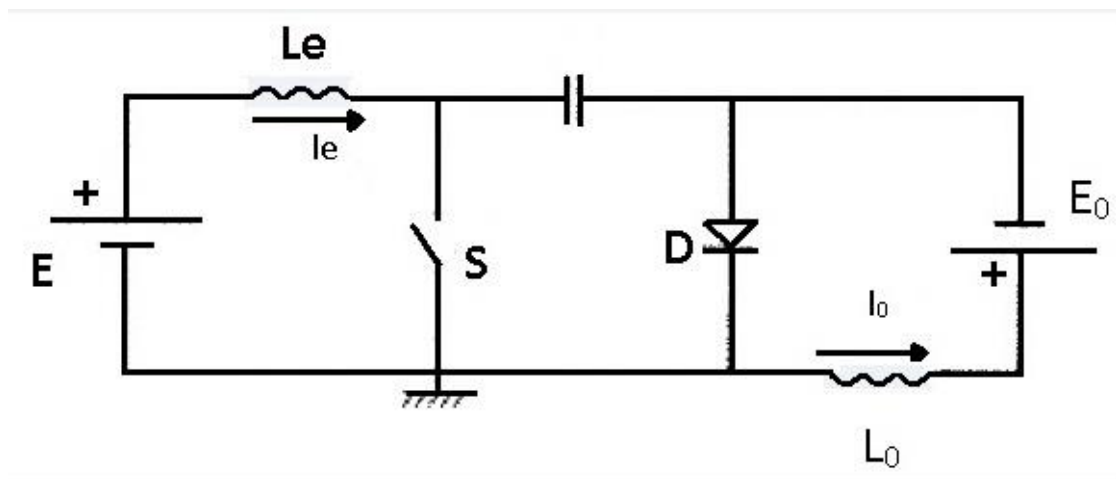


Figura 21 - Conversor Cúk
Fonte: BARBI (2006)

O funcionamento deste circuito é relativamente simples. A figura 22 (a) mostra quando a chave S permanece aberta, a energia proveniente da fonte de corrente de entrada I_e , acaba acumulando-se no capacitor C; acumulação permitida pela polarização direta do diodo D. Na segunda etapa (b), a chave S é fechada e com a polarização inversa do diodo D, a energia acumulada pelo capacitor C é então enviada para a fonte de corrente I_o (BARBI,2006).

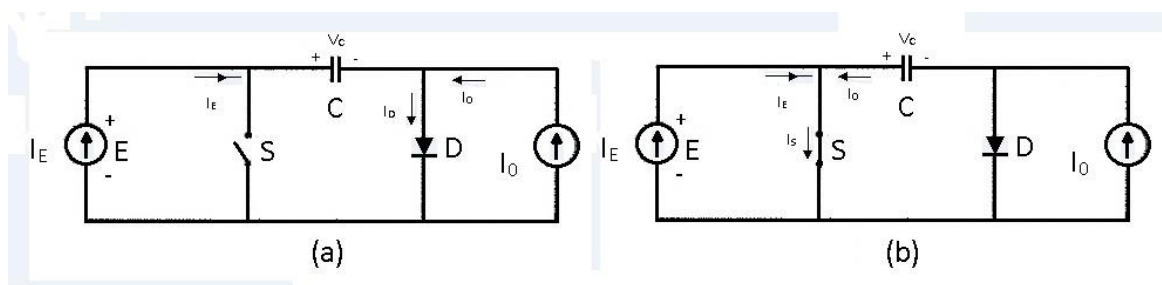


Figura 22 – Conversor Cúk e as suas duas fases de funcionamento (a e b)
Fonte: BARBI (2006).

O conversor *Cúk* possui as formas de onda, em regime permanente, expostas na figura 23. Em ordem, tensão no capacitor, corrente no indutor, corrente no diodo e corrente no capacitor.

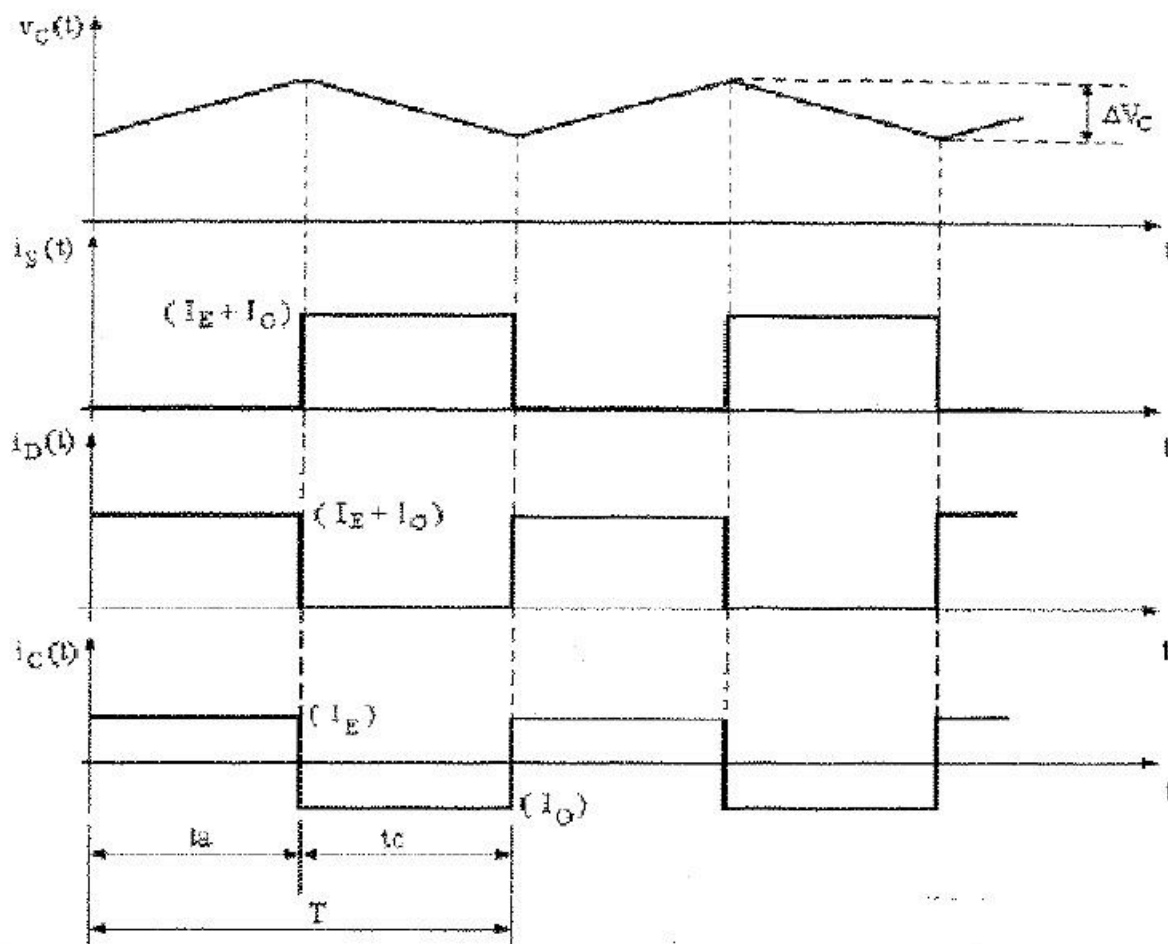


Figura 23 - Formas de onda do conversor *Cúk* em regime permanente
Fonte : BARBI (2006)

Os fatores que levaram à escolha desta topologia incluem a necessidade de suprir uma demanda de 28 V com uma entrada de 19,7V (pretende-se, pelas cargas e pelo banco de baterias, que o circuito forneça 12V ou 28V), a simplicidade da topologia e da montagem do conversor. Como já dito, esta é uma topologia básica; a entrada e saída em corrente contínua e a adequação à técnica de rastreamento de máxima potência a ser aplicada, foram também os pontos considerados para a escolha desta topologia. O algoritmo de rastreamento da máxima potência escolhido utiliza o valor

de temperatura no gerador fotovoltaico como variável principal. Alguns conversores não-isolados não são recomendados para atuar com esse tipo de variável, já que poderiam influenciar no desempenho do rastreamento de máxima potência e por isso são recomendados para operar dentro de determinado intervalo de valores de temperatura (COELHO,2013).

Entretanto, os conversores *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta* não possuem esta limitação, podendo atuar em qualquer valor de temperatura (COELHO, 2013). Os detalhes sobre o algoritmo MPPT, são discutidos no item 5.3.1.

5.3 SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (SPPM)

Como a geração de energia pelo painel fotovoltaico sofre alterações em seus valores de tensão e corrente de acordo com a variação da irradiação solar incidente, bem como da temperatura do gerador, é conveniente o sistema fotovoltaico, principalmente o sistema fotovoltaico isolado, possuir um método de rastreamento da máxima potência gerada, ou Seguidor do Ponto de Potência Máxima (SPPM), em inglês MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) (CRESESB, 2014). Segundo CRESESB (2014, p.243), um seguidor de máxima potência deve apresentar as seguintes características:

- Precisão: implica em medidas de corrente e tensão de qualidade;
- Eficácia: ser capaz de encontrar o ponto de potência máxima mesmo com a ocorrência de máximos locais;
- Rapidez: deve adaptar-se com presteza as variações bruscas de irradiância causadas, por exemplo, por nuvens passageiras.

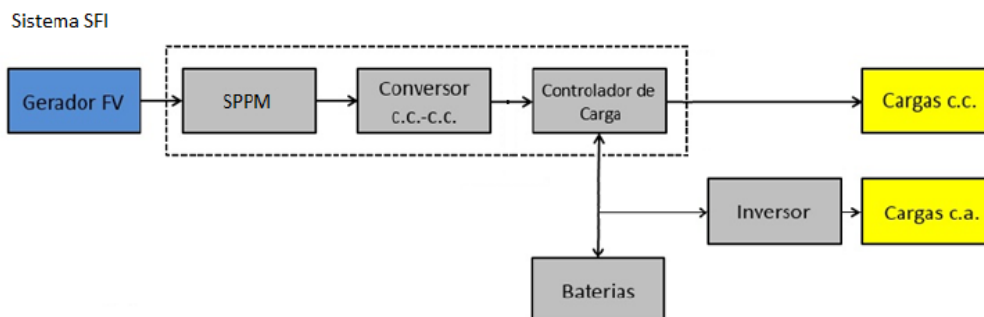


Figura 24 – Exemplo de Sistema Fotovoltaico Isolado que utiliza SPPM (alterado)

Fonte: CRESESB (2014)

Na maioria das aplicações o SPPM é composto por conversores CC-CC controlados ligados à carga e ao banco de bateria, como mostra o diagrama de blocos da figura 22.

Segundo Coelho (2013, p.93) são dois os aspectos que mais influenciam o funcionamento dos sistemas de rastreamento de máxima potência: a escolha do conversor CC-CC e a escolha do algoritmo de rastreamento.

Os algoritmos mais utilizados na literatura e em conversores para sistemas fotovoltaicos são o Perturbe & Observe (P&O), Condutância Incremental (CondInc) e de Tensão Constante (COELHO, 2013).

Este trabalho optou por uma nova proposta de algoritmo para o rastreamento de máxima potência, baseado na medição da temperatura do painel gerador que possui as seguintes vantagens, segundo Coelho (2013, p.96):

- Velocidade e precisão simultâneas de rastreamento;
- Ausência de oscilações em regime permanente;
- Simplicidade de implementação, que pode ser analógica ou digital;
- Uso obrigatório de um sensor de temperatura simples (por exemplo: LM35) e, em aplicações de único estágio, de apenas um sensor de tensão.

A técnica será explicada mais detalhadamente no tópico 5.3.1.

5.3.1 Técnica de rastreamento do ponto de máxima potência baseada na medição de temperatura: MPPT-temp.

Esta técnica possui a característica de unir a simplicidade do método da tensão constante e a precisão do rastreamento pelo método da condutância incremental (COELHO, 2013). Ela se baseia na equação 9, onde as grandezas com sobrescrito (STC) significam estar nas *Standart Test Conditions*.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC}) \cdot \mu_{Vmp} \quad (9)$$

Como pode ser observado, a tensão de máxima potência $V_{mp}(T)$ é definida exclusivamente em função da temperatura na superfície do painel (T), μ_{Vmp} é o coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência e as demais grandezas são definidas pelo fabricante (COELHO, 2013).

Pode-se então presumir que a tensão $V_{mp}(T)$ refere-se à tensão a ser aplicada na entrada do conversor CC-CC, cuja tensão de saída é regulada e igual a V_0 . Logo o ganho estático passa a ser definido, independentemente do conversor utilizado, por:

$$G = \frac{V_0}{V_{mp}(T)} = \frac{V_0}{V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC}) \cdot \mu_{Vmp}} \quad (10)$$

Juntamente com a definição da topologia do conversor utilizado e da sua respectiva equação de ganho estático, é possível calcular a razão cíclica que garantirá a operação do arranjo fotovoltaico no máximo ponto de potência (COELHO, 2013). A figura 23 mostra fisicamente o funcionamento desta técnica.

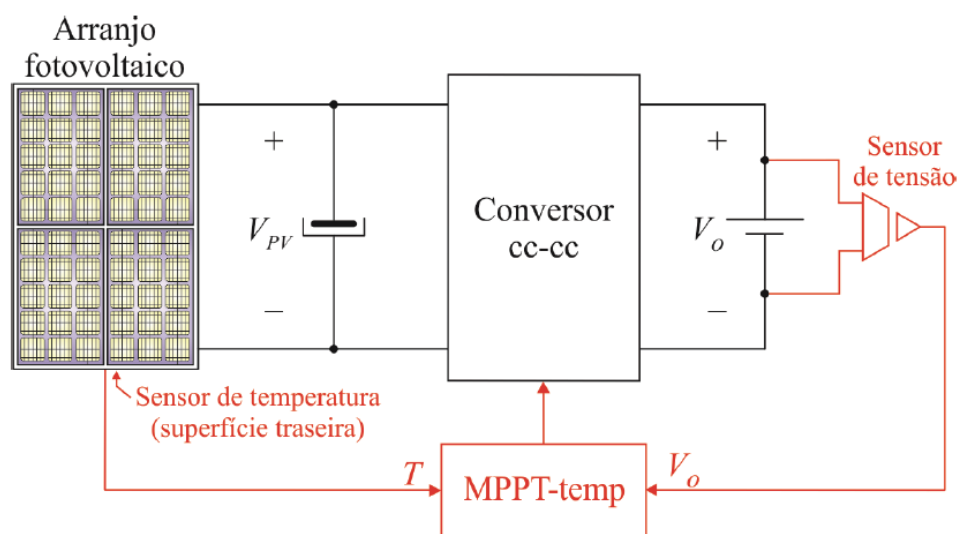


Figura 25 – Estrutura proposta para o rastreamento de máxima potência através da técnica MPPT-Temp.

Fonte: Coelho (2013).

A eficiência desta técnica de rastreamento, segundo Coelho (2013, p.98) chegou a patamares superiores a 98%. No entanto, ela possui problemas de aplicação devido à instalação do sensor.

A tabela 4 faz um quadro comparativo com outros métodos de rastreamento de máxima potência.

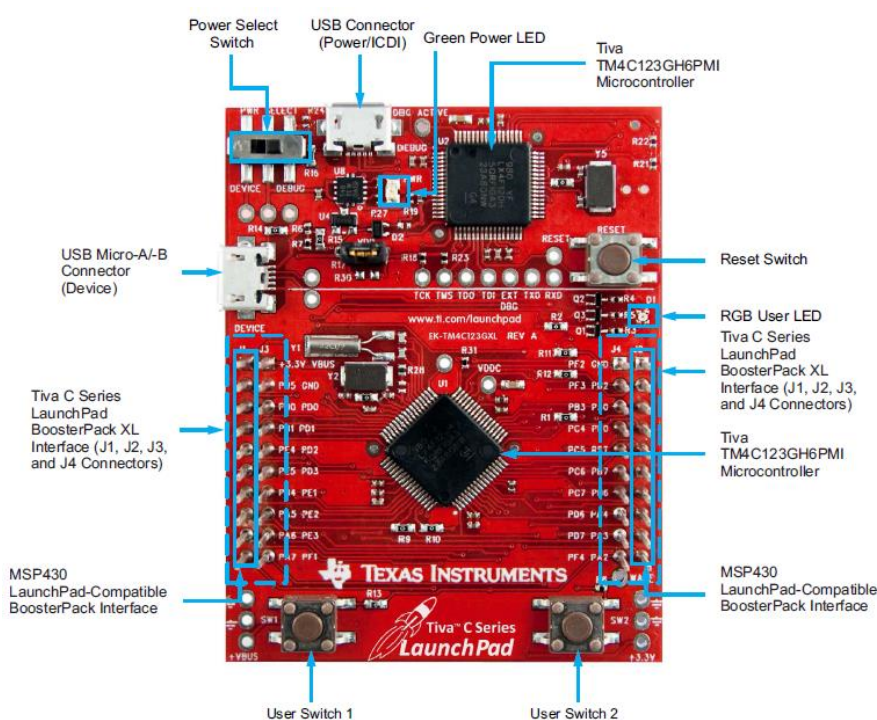
Tabela 4 – Quadro comparativo entre diferentes métodos de rastreamento de potência.

Método	Tensão constante	P&O	Condnc	P&O modificado	Condnc modificado	MPPT-temp	Beta	Condnc com PI
Depende módulo fotovoltaico	Sim	Não	Não	Não	Não	Sim	Sim	Não
Fator de rastreamento	Razoável	Bom	Bom	Muito bom	Muito bom	Excelente	Excelente	Excelente
Implementação	Simples	Simples	Média	Complexa	Complexa	Simples	Média	Média
Precisão	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim
Sensores	V	V,I	V,I	V,I	V,I	V,T	V,I	V,I

Fonte: Coelho (2013).

5.3.2 Dispositivo digital de controle

O projeto utilizou o microcontrolador programável via USB, EK-TM4C123GXL *LaunchPad*, que possui um processador de 32bit ARMCortex de 80MHz, 256kB de memória Flash, 32kB de memória RAM e 2kB de EEPROM, além de 5 saídas de moduladores PWM, pinos de propósito geral (GPIOs) e conversores AD (analógico-digital) (TEXAS, 2013).



Tiva C Series TM4C123G LaunchPad Evaluation Board

Figura 26 –Microcontrolador TM4C123GXL LaunchPad
Fonte: TEXAS S.A.(2013).

6 DIMENSIONAMENTO E MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Este capítulo descreve os procedimentos adotados no processo de dimensionamento e montagem do protótipo do conversor CC-CC, de acordo com os estudos feitos nos capítulos anteriores. O dimensionamento dos componentes do conversor *Cúk*, as simulações dos resultados matemáticos obtidos, a montagem do protótipo e a programação do microcontrolador utilizado são os principais tópicos.

6.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR *CÚK*

A partir do levantamento de cargas e das especificações técnicas do painel fotovoltaico disponível, foi possível então determinar os valores nominais para o dimensionamento dos componentes do conversor CC-CC de topologia *Cúk*. Os valores utilizados para o dimensionamento do conversor levaram em consideração a maior e a menor tensão de saída desejada para o funcionamento do conversor que são, respectivamente, 12V e 28V de modo a atender a demanda das cargas previstas. Entretanto, é preciso lembrar que o projeto do carregador de baterias prevê uma saída de 12V sendo, portanto, o seu funcionamento nominal.

A tabela 5 mostra os valores obtidos dos principais parâmetros usados como base para o dimensionamento posterior dos demais componentes do conversor, nas suas máxima e mínima tensão de saída desejadas. A importância do dimensionamento nas duas faixas de valores se deve pela obtenção dos diferentes valores de corrente e de razão cíclica do conversor, como pode ser verificado.

Tabela 5 - Principais parâmetros de dimensionamento do conversor *Cúk*

Parametros	28V	12V
Corrente de entrada (A)	5,34	5,34
Corrente de saída (A)	2,5	5,83
Tensão de entrada (V)	19,7	19,7
Frequência de chaveamento (kHz)	40	40
Potência de entrada (W)	105,198	105,98
Potência de saída (W)	70	70
Razão cíclica	0,587	0,379

Fonte: Autor.

Utilizando a obra do professor Ivo Barbi como referência (BARBI, 2006), foram então dimensionados, fixando-se uma ondulação máxima de corrente nos indutores de 10% e uma ondulação máxima de tensão nos capacitores de 5%, as indutâncias de entrada e de saída do conversor (L_e e L_o), as capacitâncias de entrada e de saída (C_e e C_o); no caso dos capacitores, da chave de comutação (S) e do diodo (D) também foram calculadas as suas tensões máximas, a verificação de continuidade do conversor *Cúk*, o projeto físico dos indutores bem como a sua possibilidade de execução, as correntes eficazes nos semicondutores e a potência de condução e de comutação dos mesmos. Os cálculos feitos em *software* computacional, encontram-se detalhados no apêndice A.

A tabela 6 mostra os valores obtidos com o dimensionamento matemático dos componentes do conversor *Cúk*. Na coluna dos valores dimensionados, constam também a tensão máxima prevista no caso dos semicondutores (S e D) e dos capacitores de entrada e saída (C_e e C_o), das correntes máximas eficazes previstas, no caso exclusivo do diodo (D) e da chave de comutação (S) e das Resistências Série Equivalentes (RSE), no caso dos capacitores.

Tabela 6 - Valores dimensionados dos componentes do conversor *Cúk*

Componente	Valor dimensionado
Capacitor de entrada - C_e	52,34 μ F/0,48 Ω /47V
Capacitor de saída - C_o	2,019 μ F/1,5 Ω /47V
Chave de comutação - S	46,4V/7,72A
Diodo - D	46,4V/8,80A
Indutor de entrada - L_e	541,4 μ H
Indutor de saída - L_o	319,6 μ H

Fonte: Autor.

6.2 SIMULAÇÕES

A partir dos valores obtidos no dimensionamento matemático do conversor *Cúk*, foi possível fazer a simulação através do *software* computacional PSIM. A figura 27 mostra o esquema de simulação utilizado em malha aberta.

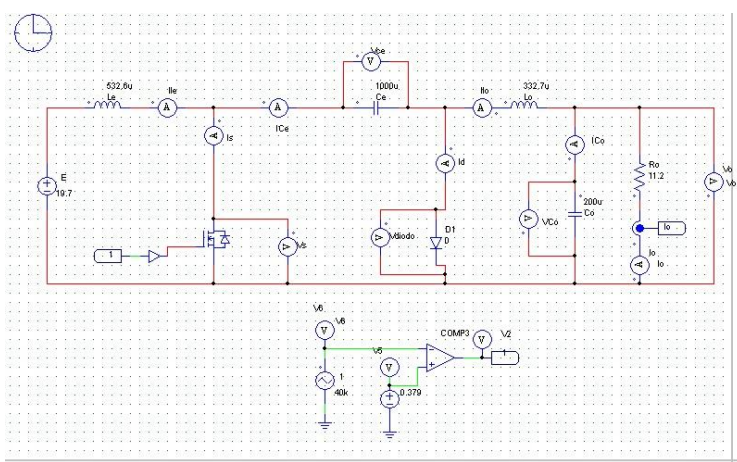


Figura 27 - Esquema de simulação do conversor *Cúk* (PSIM)

Fonte: Autor.

Com os valores de razão cíclica dimensionados nas tensões de saída e com o valor da resistência de saída calculado para manter os 70W desejados na saída do conversor (2,58 Ω para 12V e 11,2 Ω para 28V) foi possível então, pela simulação, obter os seguintes parâmetros presentes na tabela 7.

Tabela 7 - Resultados dos parâmetros obtidos via simulação dos dados dimensionados matematicamente

Parâmetros	28V	12V
Tensão de Saída (V_o)	28,02V	11,97V
Ondulação da tensão de Saída (ΔV_o)	2,36%	1,67%
Corrente eficaz de entrada (I_e)	3,55A	2,82A
ΔI_e - Indutor L_e	10,21%	10,41%
Corrente eficaz - Indutor L_o	2,5A	4,64A
ΔI_o - Indutor L_o	10,0%	12,28%
Corrente eficaz - chave S	4,63A	4,56A
Tensão - chave S	30,6V	25,09V
Corrente eficaz - Diodo	3,89A	5,91A
Tensão - Diodo	36,52V	19,32V
Tensão - capacitor C_e	47,34V	31,67V
Ondulação da tensão do capacitor C_e (ΔV_o)	1,47%	2,21%
Corrente eficaz - capacitor C_e	2,99A	3,61A
Corrente eficaz - capacitor C_o	0,25A	0,14A

Fonte: Autor.

Preocupações com relação à corrente eficaz nos capacitores, levaram a mais algumas simulações com valores de capacitores comerciais e os seus respectivos valores de resistência série equivalente (RSE). Com esses novos valores de capacitância de entrada e de saída do conversor, e os valores conhecidos dos indutores manufacturados para a montagem do conversor, foi possível então fazer nova simulação e obtenção dos novos parâmetros do conversor *Cúk*, agora com os valores dos componentes a serem usados na construção do circuito de potência utilizado no protótipo. A tabela 8 mostra os novos valores utilizados na simulação.

Tabela 8 – Especificações dos componentes utilizados na montagem do conversor *Cúk*

Componente	Especificações
Capacitor de entrada - Ce	1000uF/200V
Capacitor de saída - Co	470uF/350V
Chave de comutação - S	IRF530N
Diodo - D	15ETH06
Indutor de entrada - Le	532,6uH
Indutor de saída - Lo	332,7uH

Fonte: Autor.

A tabela 9, mostra os resultados da simulação no *software* PSIM, dos componentes listados na tabela 8.

Tabela 9 - Resultados dos parâmetros obtidos via simulação dos componentes escolhidos para a montagem do conversor *Cúk*

Parâmetros	28V	12V
Tensão de Saída (Vo)	28,00V	12,02V
Ondulação da tensão de Saída (ΔV_o)	0%	0%
Corrente eficaz de entrada (Ie)	3,72A	2,97A
ΔI_{le} - Indutor Le	10,12%	12,41%
Corrente eficaz - Indutor Lo	2,51A	4,65A
ΔI_{lo} - Indutor Lo	9,2%	12,28%
Corrente eficaz - chave S	4,71A	4,63A
Tensão - chave S	30,6V	25,00V
Corrente eficaz - Diodo	3,96A	5,94A
Tensão - Diodo	36,53V	19,5V
Tensão - capacitor Ce	47,7V	31,71V
Ondulação da tensão do capacitor Ce (ΔV_o)	0%	0%
Corrente eficaz - capacitor Ce	3,07A	3,70A
Corrente eficaz - capacitor Co	0,35A	0,19A

Fonte: Autor

Com os valores satisfatórios de tensão de saída nos dois regimes (12V e 28V), correntes eficazes nos capacitores dentro das expectativas toleradas pelos componentes escolhidos, bem como as tensões e correntes suportadas pelos semicondutores, foi decidido então iniciar a montagem do circuito de potência ou do

conversor *Cúk*, do seu circuito de controle (além da programação do microcontrolador utilizado) e do circuito de medição, que compõem o projeto.

6.3 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

A montagem do circuito foi feita de maneira artesanal, ou seja, com solda de estanho manual e uma placa universal. Foram manufaturadas três placas distintas contendo: o circuito de potência (conversor *Cúk*), o circuito de controle, com o microcontrolador, o display de LCD além do circuito *buffer*, e uma última placa contendo os circuitos de medição de corrente, de tensão e de temperatura. As três placas intercomunicavam-se de acordo com a necessidade do projeto, para no final constituir o controlador de carga do sistema fotovoltaico isolado. Os itens a seguir tratam das especificidades de cada uma das três partes deste controlador.

6.3.1 Circuito de potência

O circuito de potência é mostrado na figura 28, com os seus componentes em conformidade com a tabela 8. Nota-se os bornes de saída para as medições de corrente de saída e de tensão de saída e os bornes do sinal PWM proveniente do circuito de controle. Foi necessário também o dimensionamento e colocação de dissipadores de calor para os semicondutores. Há ainda um terceiro capacitor em paralelo com entrada do conversor, com o objetivo de diminuir a ondulação na fonte CC de laboratório, responsável pela tensão de entrada aplicada no circuito *Cúk*.

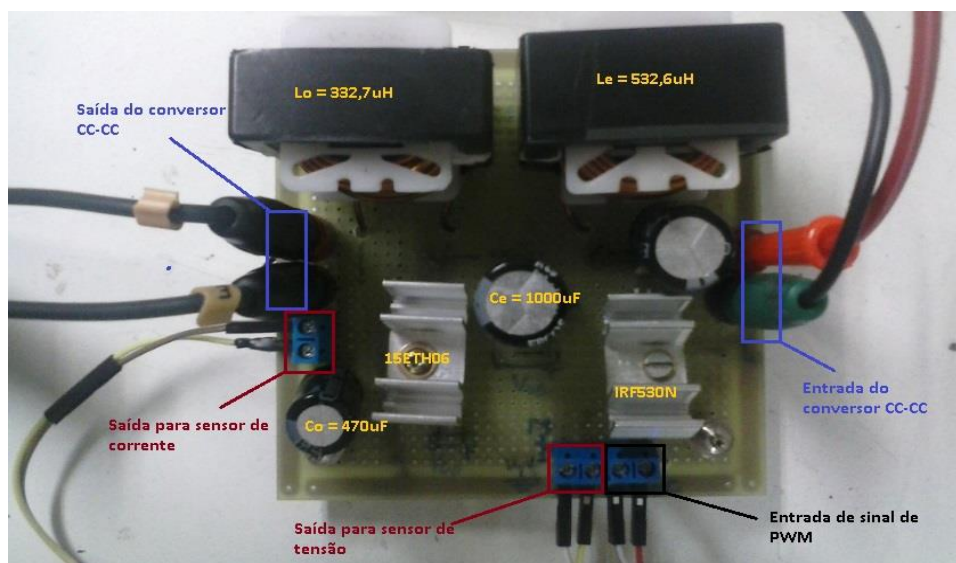


Figura 28 - Circuito de potência ou conversor CC-CC *Cúk* (Protótipo)
Fonte: Autor

6.3.2 Circuito de controle

O circuito de controle foi pensado para compor, de maneira segura, o microcontrolador e a tela de LCD utilizado no controlador de carga, uma vez que os dois componentes funcionam em baixas tensões e, por isso mesmo, mais sensíveis a sobrecorrentes e sobretensões. Foi pensado então um circuito *buffer* que serve tanto de proteção do microcontrolador, utilizando a própria saída de 3,3V do TIVA para protegê-lo de sobrecorrentes possíveis provenientes da chave MOSFET do circuito de potência; como também como ganho de sinal proveniente do PWM, utilizando para isso uma fonte de corrente contínua de 12V, e transistores PNP e NPN (BC558 e BC548) elevando o sinal de uma amplitude de 5V para 11V, adequando-o deste modo, para o disparo da chave IRF530n. O circuito de controle é mostrado em sua placa, pela figura 29.

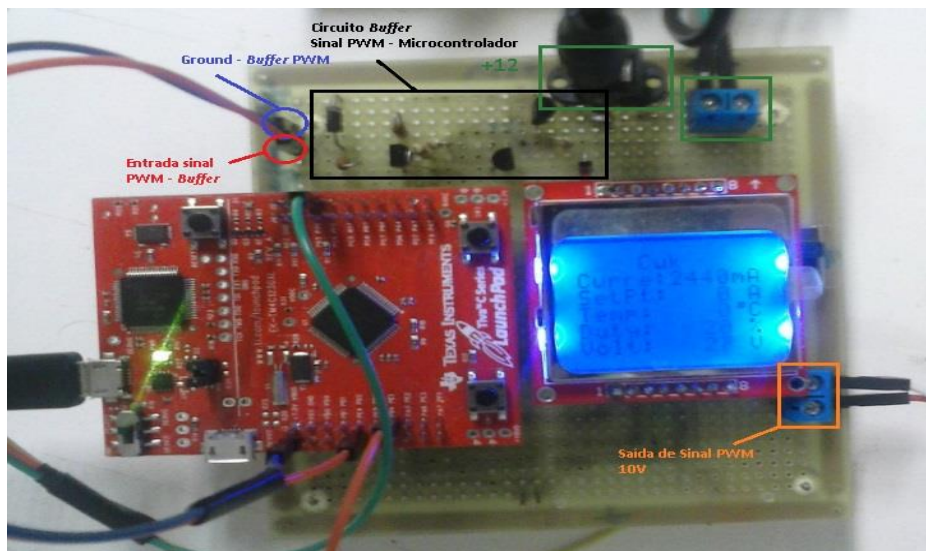


Figura 29 - Circuito de controle com microcontrolador e *display*
Fonte: Autor

A figura 30, mostra o circuito *buffer* e os seus componentes de maneira mais detalhada. Pode-se notar logo após a entrada do sinal PWM, o esquema de proteção utilizando a fonte de 3,3V do microcontrolador e a fonte de alimentação da placa de 12V.

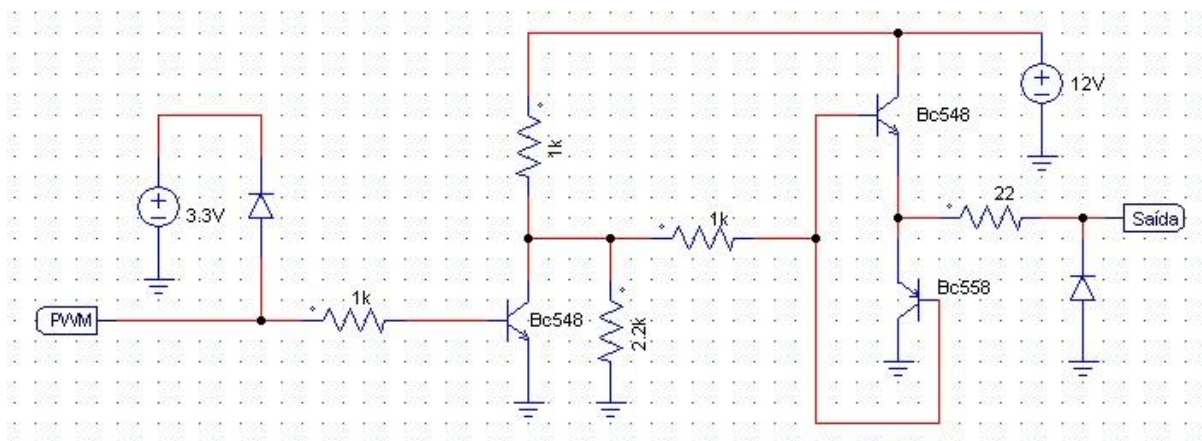


Figura 30 - Circuito *buffer*
Fonte: Autor

6.3.3 Circuitos de medição

Responsável pela medição de corrente, de tensão e de temperatura (variáveis utilizadas tanto no MPPT quanto no controle de carga da bateria) este módulo utilizou divisores de tensão simples, no caso da medição de tensão, com resistências de $10\text{k}\Omega$ e amplificadores operacionais (LF351n), para readequar a tensão de saída, de maneira a proporcionar um valor de no máximo $3,3\text{V}$, suportado pelo ADC do microcontrolador. O circuito de medição de tensão pode ser visto na figura 31.

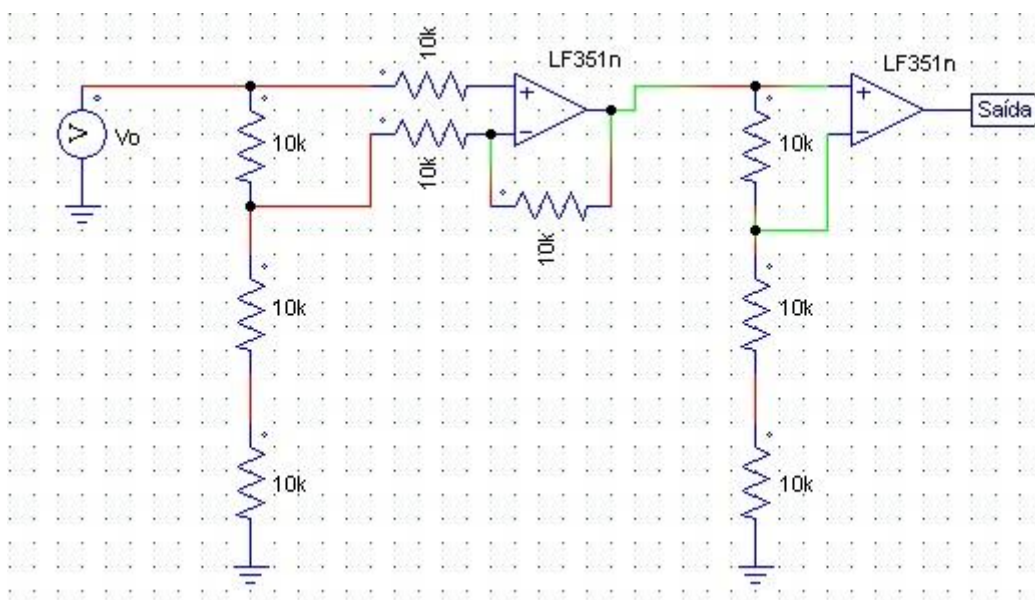


Figura 31 - Medição de tensão usando divisores de tensão
Fonte: Autor.

A mesma adequação de sinal para medição, se seguiu com o sensor de corrente LA 55-P de efeito Hall, utilizado no projeto. Este dispositivo retorna uma corrente 1000 vezes menor que a corrente medida. Como o sinal de saída é em tensão, fez-se necessário adequar a resolução dessa corrente proporcional de maneira que o valor também não ultrapassasse os $3,3\text{V}$ suportado pela porta ADC do microcontrolador. Deste modo, com uma corrente máxima a ser medida de 7A e com uma resolução de 10 vezes maior (10 espiras) por um cálculo simples, através da

primeira lei de Ohm, obteve-se uma resistência de 47Ω (ajustável em potenciômetro) necessária para o acoplamento no terminal de medição do sensor. Já para a medição de temperatura, foi escolhido o sensor LM35, de simples utilização. Como o sensor de temperatura possui uma saída de tensão de 10mA por cada grau Celsius, não foi necessária a limitação do sinal, uma vez que uma máxima temperatura de operação ficaria muito abaixo dos 3,3V suportados pelo ADC. Este sensor foi montado de maneira a acoplar-se na placa de medição através de um chicote, de modo a facilitar a sua utilização.

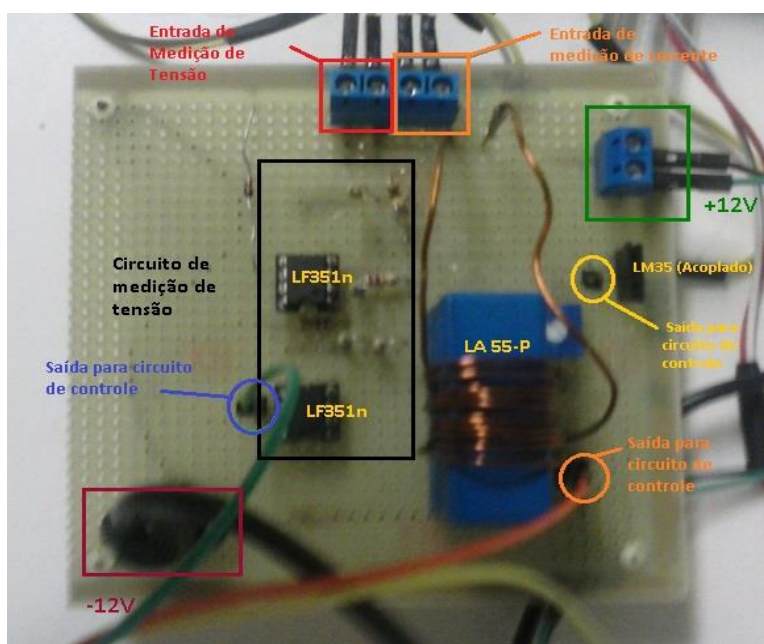


Figura 32 - Circuito de medição (corrente, tensão e temperatura)
Fonte: Autor.

6.4 PROGRAMAÇÃO

Para a programação do microcontrolador foi utilizado o *software Keil uVision 4* para a compilação do programa em linguagem C. Além deste, foi utilizado também o *software TERATERM 4.87*, para a comunicação serial do microcontrolador com o computador pessoal. Com este último *software* foi possível monitorar o comportamento do microcontrolador programando a sua UART em tempo definido também em programa. Deste modo, além de ajustes mais rápidos e precisos, foi possível uma leitura quase instantânea do funcionamento do controlador de carga,

dos valores obtidos pelos circuitos de medição e do funcionamento do MPPT, bem como das rotinas do programa em si. Os principais arquivos do programa utilizado, encontram-se detalhados no Apêndice B. Os itens seguintes tratam dos pormenores na programação dos valores obtidos pelo ADC nas medições de corrente, tensão e temperatura, bem como o algoritmo MPPT-temp e do controle PI utilizado na carga da bateria.

6.4.1 Medições de temperatura, tensão e corrente

O ADC do microcontrolador escolhido, possui uma relação de 3,3V para 4095 bits o que, naturalmente, exige uma tradução para a adequada utilização dos dados medidos nas diferentes rotinas contidas no programa do controlador de carga. Essa tradução, dos bits do ADC para valores decimais de corrente, tensão e temperatura foi feita através três funções distintas (“getTemp”, “getVolt” e “getEC”), onde o resultado é armazenado então nas variáveis “voltage”, “temperature” e “electric_current” respectivamente.

```
void getTemp( )
{
  ADC0_Get ();
  if (ADCvalue < 100){
    temperature = (((ADCvalue*3.3)/4095)/0.01);
  }
  else {
    temperature = ((ADCvalue * 3.3)/4095)/10 ;
  }
}
```

Na função “getVolt”, foi necessária a adoção de sub-rotinas para o controle do erro de medição, detectado na calibração do circuito. Como o erro percentual de valores era praticamente fixo em determinadas faixas de medição, foi possível então incorporar essa correção no retorno decimal da medição de tensão.

```
void getVolt ( )
{
  ADC0_Get ();
  if (620 < ADCvalue2 <= 2730){
    voltage = (((((((ADCvalue2) * 3.3)/4095)*2)*2)*3)-((((((ADCvalue2) * 3.3)/4095)*2)*2)*3)/100)*20;
  } //correção de 20%
```



```

if (ADCvalue2 > 2731){
voltage =(((((((ADCvalue2)* 3.3)/4095)*2)*2)*3)-(((((((ADCvalue2)* 3.3)/4095)*2)*2)*3)/100)*18.51))*10;
} //correção de 18,51%
}

```

O mesmo processo de correção de valores de medição, feito na função “getVolt”, foi adotado na função que recebia os dados em bits do sensor de corrente. Neste caso, o erro entre o valor detectado pelo osciloscópio no circuito de potência e o valor de corrente medido pelo LA 55-P, foi de apenas 7,28%. Valor este previsto pelo fabricante do sensor de efeito Hall.

```

void getEC()
{
ADC0_Get ();
if (ADCvalue3 < 740){
    electric_current = -10;
}
else {
    electric_current = ((ADCvalue*0.001715)-(ADCvalue*0.000124))*1000
}
}

```

6.4.2 Algoritmo MPPT-temp

Trata-se da aplicação do método de rastreamento do ponto de máxima potência pela temperatura do painel, contido no item 5.3.1, equação 9 em linguagem C. Foi criada uma função específica para o cálculo do ponto de máxima potência que, com a temperatura medida e recebida através do ADC do microcontrolador, retorna um valor contido na variável VMPT que, em razão com a tensão de saída do conversor *Cúk* – variável “voltage – é trasposto então para o ganho estático (G) do conversor *Cúk* que, por sua vez, se traduz num valor de *duty cycle* ótimo para a operação do conversor.

```

void MPPT_Temp() // rastreamento do ponto de potência máxima usando a temperatura do PV
{
float VMP_STC= 21.7;// tensão em circuito aberto do PV na STC
float T_STC = 25; // temperatura do PV na STC
float u_vmp = -0.0821; // -0.8 * 10-2 constante dado pelo PV na STC
float VMPT;
float G;// ganho estático
VMPT = VMP_STC + (temperature - T_STC) * u_vmp; // fórmula MPPT-TEMP
G = voltage / VMPT;
Duty = (G/(1+G)) *100;// Ganho estático do conversor Cúk
}

```

6.4.4 Controle PI

Utilizado na carga da bateria, o controle PI possui duas variáveis de entrada: a corrente medida e recebida através do ADC pelo programa, e o valor do *setpoint* (valor da corrente de saída do conversor *Cúk*) da rotina de controle da bateria. O termo derivativo, apesar de constar na programação, não foi utilizado. Existe também o ciclo responsável pelo efeito *anti Wind-up*, que tem como função ajudar na estabilização do sistema.

```

void ControlPID (long electric_current, long setpoint){
volatile float T = SAMPLE_T_MS*1e-3;
// Coeficients Values
Kp = 0.01;
Ki = 0.001;
//Kd = 0.01;
ek = setpoint - electric_current;           // erro
// Proportional term
P = Kp*ek;
// Integral term
if(ek < 2500){
    I = (Ki*T*(ek + ek1)/2) + Ik1;
    /*if (I >= 500){           //anti wind-up
        I = 500;
    }
    else if (I <= 0){
        I = 0;
    }*/
}
else {
    I = 0;
}
//Derivative term
//D = (Kd*(ek - ek1))/T;
uk = P+I;//+D;           // Control Effort
if (uk <= 1){
    uk = 1;
}
}

```

Como pode ser observado, a variável *control effort* (*uk*) teve que ser limitada em 69, justamente pelo projeto do conversor *Cúk* ter sido projetado para um máximo de 28V como tensão de saída. Um valor acima de 69% no *duty cycle* (variável que recebe o valor do *control effort*) faria o conversor CC-CC operar fora da sua faixa de projeto.

```

if (uk >= 69){

    uk = 69;
}
ek1 = ek;           // Last Error

```

```
Ik1 = I;           // Last Integral Term
Duty = uk;
}
```

7 RESULTADOS

7.1 CONVERSOR *CÚK* E CONTROLE PI

O conversor CC-CC *Cúk* montado, funcionou sem maiores problemas. Houve um erro no cálculo da razão cíclica por não ter sido levado em conta as perdas nos semicondutores. De qualquer maneira, em malha-aberta, o conversor alcançou a sua tensão máxima de saída prevista em projeto, 28V, com 64% do sinal PWM e com uma tensão de entrada de 19,7V Como mostra a figura 33.

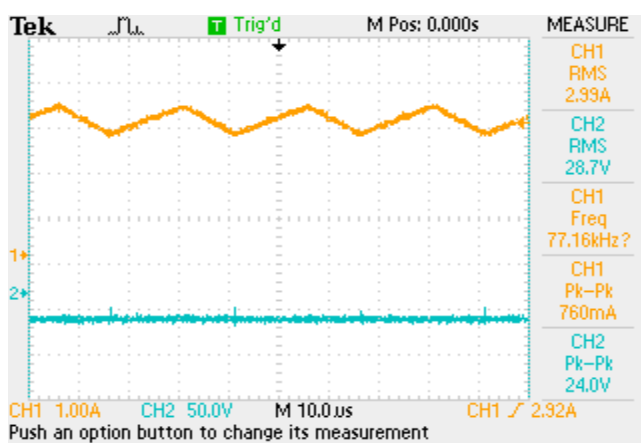


Figura 33 - Corrente de entrada e tensão de saída
Fonte: Autor.

A corrente de entrada medida (curva em amarelo) possui uma diferença do parâmetro obtido via simulação (2,99 A obtidos no protótipo contra 3,72 A da simulação).

A figura 34 mostra as correntes nos indutores de entrada e de saída do conversor *Cúk* durante a sua operação em 28V, bem como a sua operação em 40kHz.

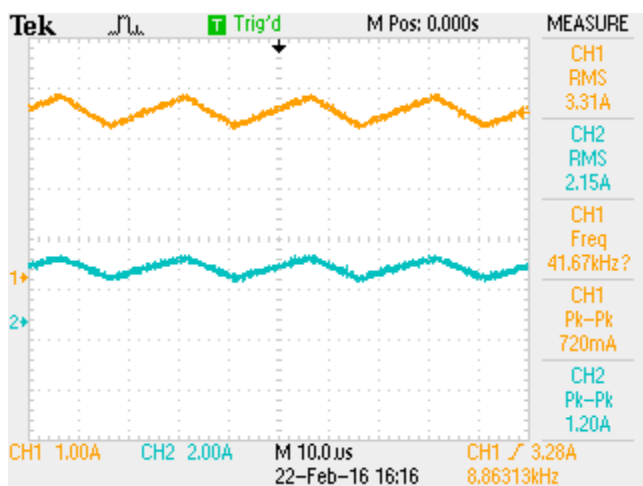


Figura 34 - Correntes I_{le} e I_{lo} (indutores de entrada e de saída)

Fonte: Autor.

No seu funcionamento previsto em 12V de tensão de saída para 19,7V de tensão de entrada, o conversor Cúk operou com 41% do seu *duty cycle*, mantendo a frequência de operação projetada de 40kHz, como mostra a figura 35.

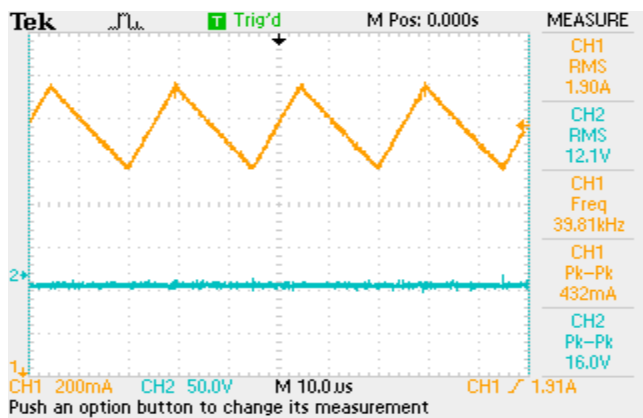


Figura 35 - Corrente de entrada e tensão de saída ($D=0,41$)

Fonte: Autor.

A figura 36, mostra os valores e as formas de ondas das correntes nos indutores L_e e L_o , do conversor Cúk, na sua operação em uma tensão de saída de 12V.

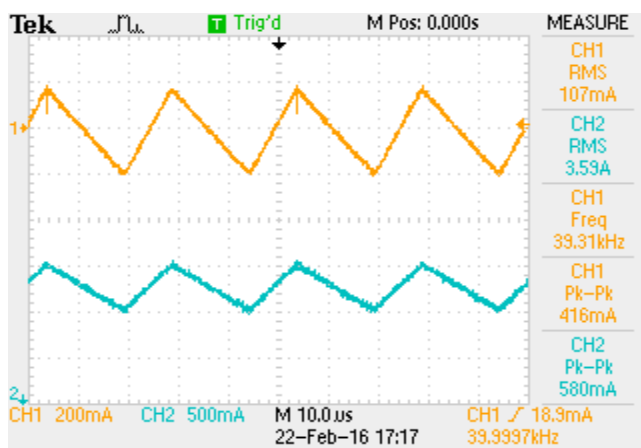


Figura 36 - Corrente nos indutores L_e e L_o ($D=0,41$)
Fonte: Autor.

A aquisição das formas de onda foi feita com o conversor operando com uma carga de $11,2\Omega$ para 28V de tensão de saída, e com $2,5\Omega$, para 12V de tensão de saída. A tabela 10 reúne os principais parâmetros obtidos com as formas de onda do conversor *Cúk* em malha-aberta.

Tabela 10 - Resultados das medições em malha aberta – *Cúk*

Parâmetros	28V	12V
Corrente L_e eficaz	3,31A	0,107A
Corrente L_o eficaz	2,15A	3,59A
Tensão Capacitor C_e eficaz	50,2V	33,5V
Tensão Diodo eficaz	38,6V	20,4V
Tensão na chave S eficaz	28,2V	22,2V

Fonte: Autor.

As demais curvas correspondentes dos dados retirados do conversor *Cúk* em malha aberta, encontram-se no apêndice C.

Com o conversor funcionando adequadamente, foi possível então fazer o controle da corrente de saída, de maneira a atender a especificação de controle de carga da bateria. A determinação dos coeficientes ótimos para a operação neste regime, foi feita por tentativa e erro, tanto com o protótipo, quanto via simulação. A figura 37 mostra o gráfico do controle da corrente com um *setpoint* determinado em 500mA, e com o controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,001$. O gráfico foi gerado com a

impressão da medição da corrente de saída do conversor em uma rotina de 0,5s por dado de corrente.

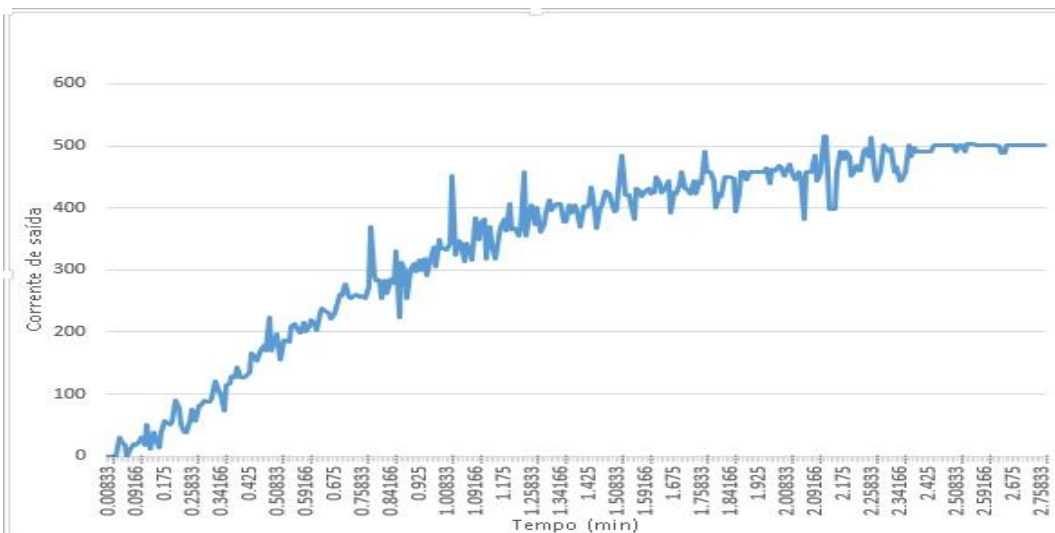


Figura 37- Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,001$

Fonte: Autor.

A figura 38 mostra o mesmo processo com $K_p=0,01$ e $K_i=0,002$.

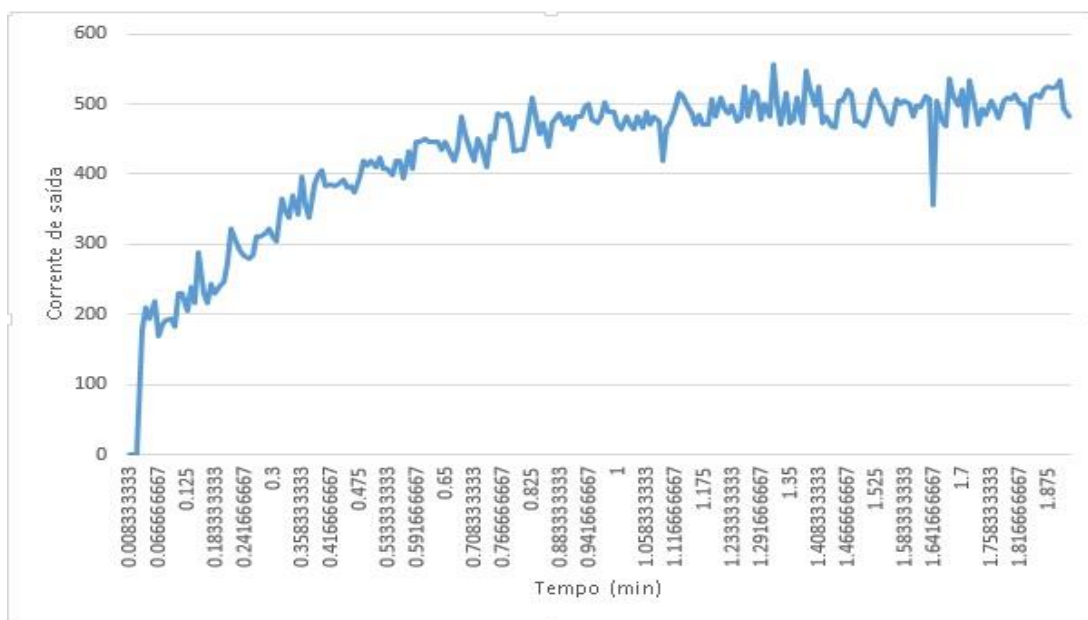


Figura 38 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,002$

Fonte: Autor.

A figura 39, mostra o teste do conversor com os coeficientes proporcional e integral nos valores 0,01 e 0,003, respectivamente.

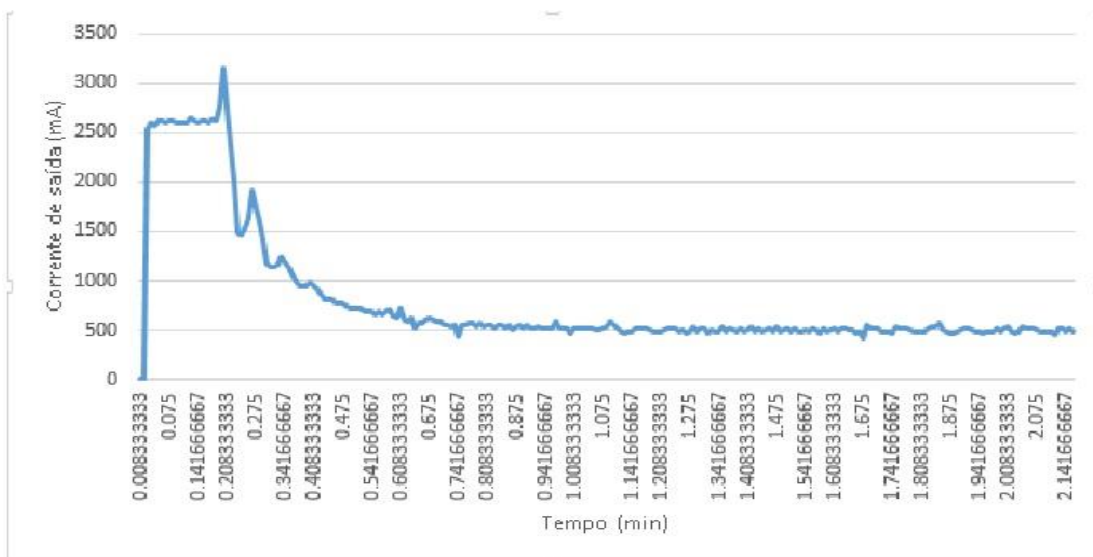


Figura 39 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,003$
Fonte: Autor.

O mesmo teste foi feito com os valores dos coeficientes proporcional e integral iguais a 0,01 e 0,0015, respectivamente. O resultado pode ser visto na figura 40.

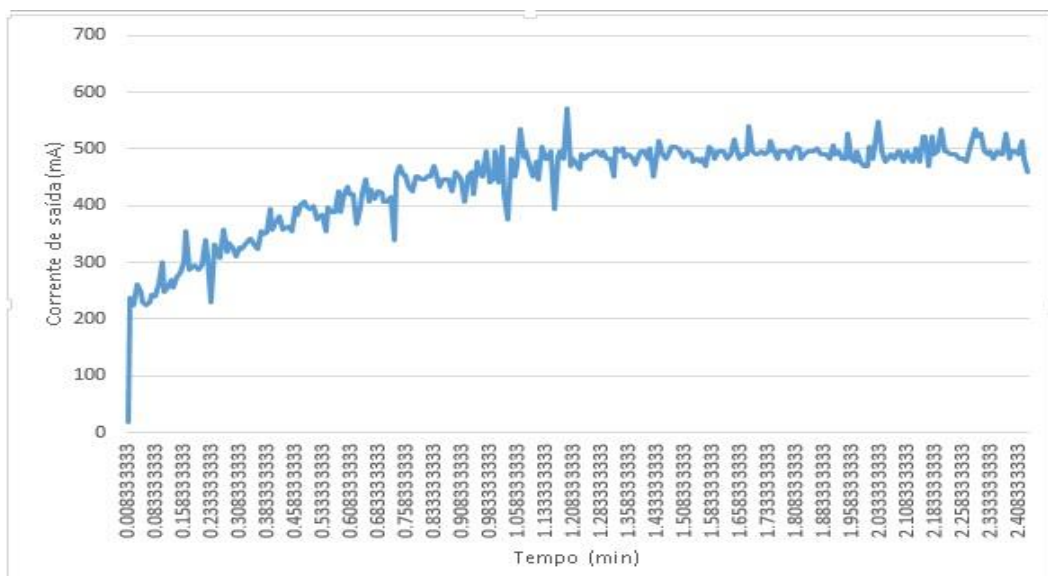
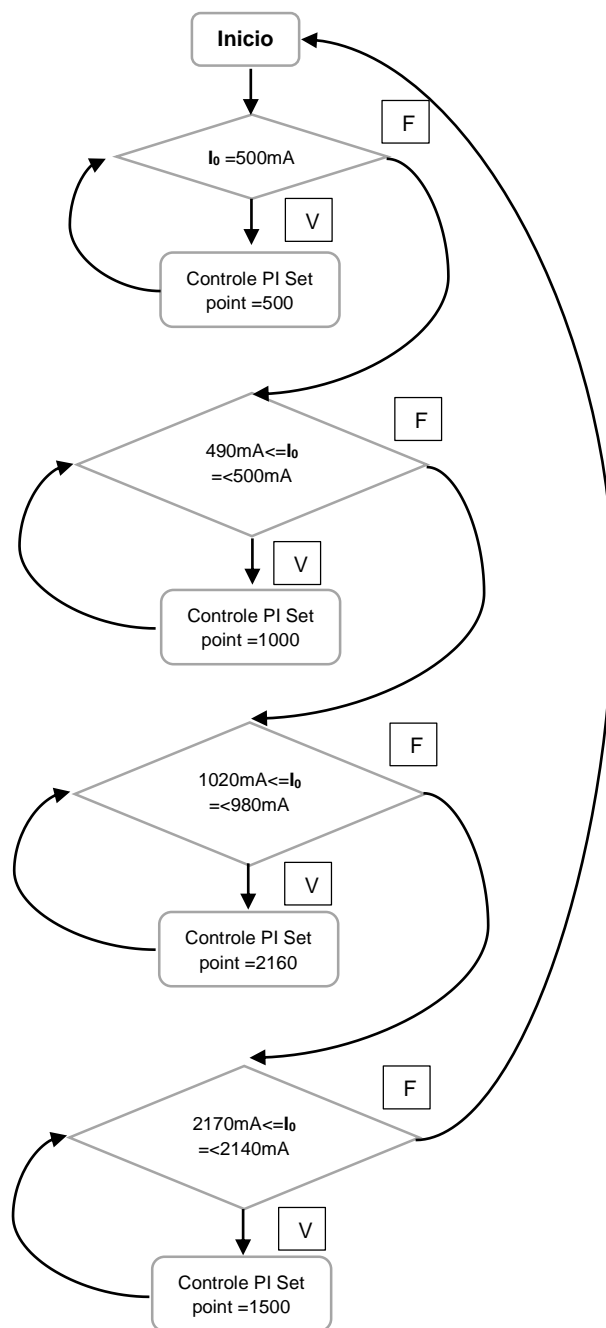


Figura 40 - Teste de controle com $K_p=0,01$ e $K_i=0,0015$
Fonte: Autor.

Com as curvas também feitas nos *setpoints* iguais a 1000, 1500 e 2160 e com os mesmos valores de K_p e K_i utilizados nos testes com o *setpoint* igual a 500, pode-se comparar os resultados e optar pelo valor de K_p e K_i em 0,01 e 0,001. Apesar de terem uma resposta mais lenta, o resultado com estes coeficientes apresentou maior segurança para a sua aplicação no controle da corrente para a carga da bateria, uma vez que o erro apresentado foi relativamente menor que os outros – em torno de 5% - bem como a ausência de *overshoots* (como observado na figura 39) que prejudicariam o processo de carga.

7.2 CONTROLE DE CARGA DA BATERIA

A carga da bateria, utilizando a técnica do duplo nível de tensão, é feita através do controle da corrente injetada na mesma, como mostrado no item 2.3.5. Com o controle PI ajustado e o conversor Cúk funcionando adequadamente, foi possível então proceder no processo de carga da bateria. O processo de carga se deu em quatro estágios, com os *setpoints* primeiramente 500mA, passando para um controle da corrente de saída em 1000mA, 2160mA e em um momento posterior, para 1500mA, conforme modelo de carga escolhido. O programa em C utilizado para o processo, é mostrado pelo fluxograma.



O algoritmo possui uma tolerância, próxima ao valor do *setpoint*, para justamente o programa ser capaz de conseguir fazer a mudança para o novo setpoint e então aplicar o controle PI para o novo valor. Esse processo foi aplicado em uma bateria de 12V de chumbo-ácido selada, mostrada na figura 41. A bateria encontrava-se descarregada (com aproximadamente 2V nos seus terminais).



Figura 41 - Bateria de 12V de chumbo-ácido selada

Fonte: Autor.

Com a bateria mostrada na figura 41 ligada nos terminais de saída do conversor *Cúk*, foi feita então a carga da bateria, utilizando o algoritmo C descrito anteriormente, com os coeficientes $K_p=0,01$ e $K_i=0,001$. Os dados coletados pela UART do microcontrolador – total de 2395 medições adquiridas – geraram o seguinte gráfico de carga, contido na figura 42.

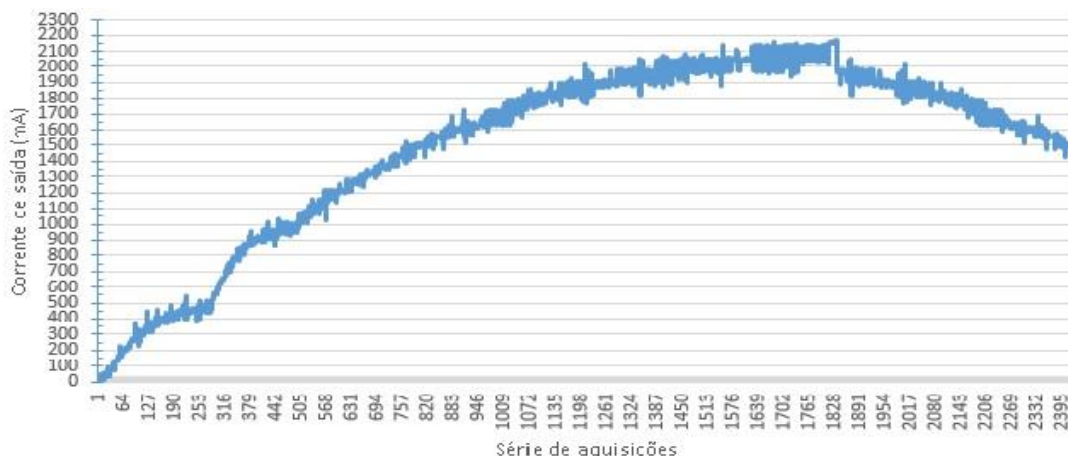


Figura 42 - Carga da bateria (*Setpoints* x Aquisições)

Fonte: Autor

Percebe-se o funcionamento do algoritmo utilizado, que possui apenas os valores da corrente medida na saída do conversor, como pré-condição para a mudança dos *setpoints* fazendo assim, a carga em quatro estágios de corrente. O controle da corrente pode ser constatado com os patamares em 500mA, 1000mA, 2160mA, com um tempo de estabilização no valor desejado, maior que nos estágios anteriores, e logo a corrente na sua última fase, em 1500mA. O gráfico mostrado na figura 43, possui o eixo do tempo em minutos de cada fase da operação de carga em quatro estágios.

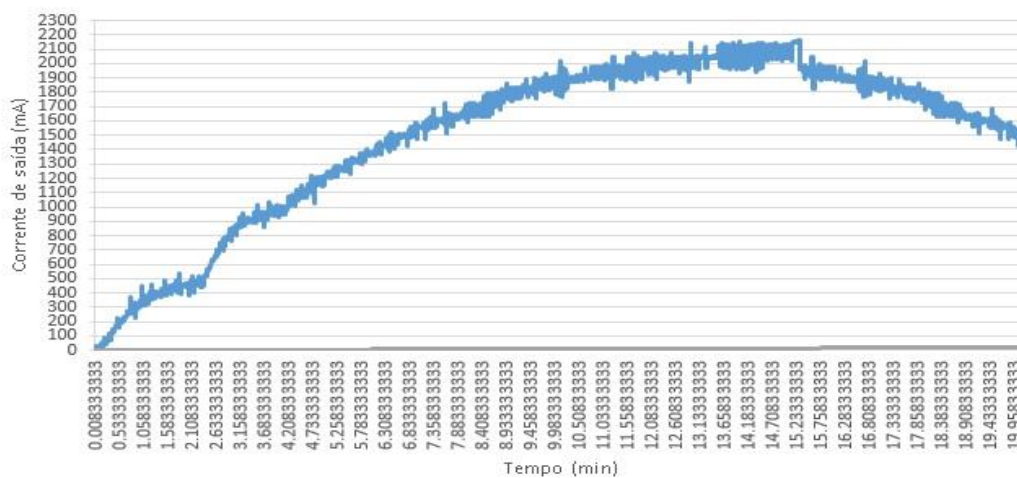


Figura 43 - Carga da bateria (*Setpoints* x Tempo em minutos)

Fonte: Autor

A bateria, após o processo apresentou uma tensão nos seus terminais de 11,4V aproximadamente. O tempo total do processo de carga, como mostrado na figura 43, durou aproximadamente 20 minutos. A demora no processo se deve aos coeficientes escolhidos no controle PI, de maneira que já era esperado o resultado. Tentou-se sem sucesso o controle de carga utilizando, além da corrente como pré-condição para a mudança do valor da corrente a ser controlada, também a tensão na bateria. O problema, é que a medição de tensão utilizada pelo controlador, era a da saída do conversor *Cúk*, o que provavelmente pode ter influenciado no insucesso desse tipo de técnica.

7.3 ALGORITMO MPPT-TEMP

O teste do algoritmo MPPT-Temp depende basicamente da utilização de um painel fotovoltaico para poder acompanhar a variação de temperatura deste gerador, e o seu rastreamento de ponto de máxima potência, com a consequente aquisição dos dados de funcionamento. O problema é que para este projeto, como se trata de um protótipo composto por três partes que se intercomunicam e que dependem de fontes externas de alimentação (os CI's com os amp-ops, o microcontrolador e a tela de LCD utilizados, o sensor de efeito hall bem como os transistores do circuito *buffer*), utilizando basicamente duas fontes de tensão contínua de 12V além de uma de 5V para a alimentação do microcontrolador, não foi possível transladar todo este sistema, que constitui o protótipo do controlador de carga para a área próxima ao gerador fotovoltaico, de maneira a poder então instalar o sensor de temperatura e fazer o devido teste do seu retorno, nos valores obtidos no conversor *Cúk*.

O painel fotovoltaico foi substituído então, pela sua tensão de entrada, prevista em projeto, de 19,7V, fornecido por uma fonte de tensão contínua presente no laboratório. Este valor de 19,7V, foi usado no dimensionamento e durante todo o teste do controlador de carga. Ele é dado pelo *datasheet* do painel fotovoltaico escolhido, como a máxima tensão entregue para a maior temperatura no painel. Como ambas são inversamente proporcionais, trata-se do pior caso possível. Ainda assim, foram feitos alguns testes para verificar o funcionamento exclusivo do algoritmo MPPT-Temp

no circuito com esta fonte de tensão de laboratório. Aparentemente, pode-se dizer que o algoritmo elevou o valor do *duty cycle* do conversor *Cúk* de maneira automática, com a tensão de saída baixa. Como este algoritmo já foi testado em trabalhos anteriores, e possui e sua eficiente comprovada, o presente trabalho se reservou no direito de apenas aplica-lo no controlador de carga, devido aos problemas já expostos.

8 CONCLUSÕES GERAIS

A primeira sugestão a ser dada como trabalho de investigação futura, seria o teste do controlador de carga desenvolvido, com o circuito de potência utilizando a mesma topologia Cúk, com um acoplamento real em um gerador fotovoltaico. Para isso, o desenvolvimento e o projeto de um circuito que seja autônomo, ou seja, que não dependa de fontes externas de tensão para o seu funcionamento, se mostra extremamente necessário. Isso poderia ser resolvido com o projeto de um circuito de alimentação, que proveria as tensões simétricas, utilizadas pelos sensores e pelo microcontrolador, bem como para os demais componentes utilizados. Este circuito poderia utilizar como fonte de alimentação a própria bateria, o subsistema de armazenamento, e parte da energia provida pelo gerador fotovoltaico.

Para isso também seria necessária a integração do controle MPPT-Temp e da carga da bateria, o qual não foi possível realizar. O teste de outros sensores mais eficientes, com um menor erro de medição de corrente e da tensão de saída, também se mostra necessário para a realização desta integração, uma vez que o sistema de controle de carga, precisa ser pensado de maneira independente – uma vez que a sua proposta é fazer parte de um SFI. Isso demanda um menor consumo dos seus componentes e, portanto, uma maior eficiência.

O controle de carga da bateria também poderia ser feito utilizando outros métodos, atendendo as especificações requeridas aos controladores de cargas utilizados em SFI's: carga em 3 ou 4 estágios, monitoramento do estado de carga da bateria, monitoramento da temperatura da mesma, desconexão e reconexão da carga, como medida de proteção contra carga excessiva, etc.

A necessidade de utilização de conversores e controladores de cargas em SFI's é reconhecida pelos centros especializados em energia fotovoltaica, em contraposição com a pouca efetiva utilização destes dispositivos, pelos engenheiros projetistas de tais sistemas.

A partir deste fato, foi então adotado o caso das antenas de telecomunicações e de medição meteorológica como delimitantes de um estudo de caso que se propôs o desenvolver um protótipo que servisse como estudo inicial de um dispositivo que pudesse atender os requisitos para esse tipo de utilização.

Deste ponto, foram feitos os devidos levantamentos bibliográficos para a compreensão dos SFI's e dos seus subsistemas componentes, bem como um levantamento das cargas utilizadas nas estações de telecomunicações e de monitoramento meteorológico, que possibilitaram o dimensionamento do controlador de carga e os seus circuitos componentes.

O projeto do controlador de carga pra uma bateria e 12V, foi pensado como sendo composto por outros três subcircuitos: os circuitos de potência, de controle e de medição. Para o primeiro, foi escolhida a topologia de conversor CC-CC *Cúk*, por atender às necessidades especificadas pelo levantamento de cargas – alimentação mínima de 12V e máxima de 28V – e por se tratar de um conversor com saída em corrente, fator necessário para a carga da bateria. Os outros dois circuitos atenderam satisfatoriamente as suas atribuições, auxiliares ao circuito de potência. Merece especial atenção o circuito de medição com os seus problemas relativos à calibração das medidas de corrente e tensão, essenciais para o funcionamento do sistema.

Pela falta de um circuito de alimentação, que proveria maior independência ao protótipo, não foi possível testar a técnica MPPT-Temp, apesar de ter sido implementado o algoritmo no programa em C do microcontrolador. Já a carga da bateria, em duplo nível de tensão, com controle PI da corrente, obteve resultados satisfatórios, apesar de ainda ser passível de ajustes, principalmente no que concerne ao seu tempo total de carga da bateria.

REFERÊNCIAS

- ALVARENGA, Carlos Alberto; LOBO, Ailton Ricaldoni. Sistemas Solares de Energia para Telecomunicações. **Cinintel**. Belo Horizonte. 2000.
- BASTOS, Renan Fernandes. **Sistema de Gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-ácido) e para Busca do Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída**. 2013. 91f. Dissertação – Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo. São Carlos. 2013.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: UFSC, 2006
- BENEDITO, Ricardo da Silva. **Caracterização da Geração distribuída de Eletricidade por Meio de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede, no Brasil , sob Aspectos Técnico, Econômico e Regulatório**. 2009.108f. Dissertação – EP/FEA/IEE/IF da Universidade de São Paulo. 2009.
- BORGES, Cristiano Moura. **Energia, capitalismo inclusivo e desenvolvimento sustentável: chaves para a quebra de um paradigma**. 2007. 145f. Dissertação – Escola Politécnica / Faculdade de Economia e Administração / Instituto de Eletrotécnica e Energia / Instituto de Física, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.
- CARVALHO, Paulo; JUCÁ, Sandro. **Métodos de dimensionamento de sistemas fotovoltaicos: Aplicações em dessalinização**. 1 ed. Duque de Caxias: Espaço científico livre projetos editoriais, 2013.
- CASTRO, Rui M. G. **Introdução à Energia Fotovoltaica**. 2.2. ed. Lisboa: Universidade Técnica de Lisboa, 2008.
- COELHO, K.D. **Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador**. 2001.210f. Dissertação - INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina. 2001
- COELHO, Roberto F. ; CONCER, Filipe M.; MARTINS, Denizar C. A MPPT Approach Based on Temperature Measurements Applied in PV Systems. Em: *International Conference on Industry Applications*, 9., 2010, (?). **INDUSCON**. Disponível em: <<http://labplan.ufsc.br/congressos/Induscon%202010/>>. Acesso em: 20 jan. 2014.
- COELHO, Roberto F. **Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis**. 2013. INEP, UFSC, Florianópolis, Santa Catarina. 2013.

CRESESB, **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: Ediouro, 2014. 207 p.

FARANDA, Roberto; LEVA, Sonia. Energy Comparison of MPPT Techniques for PV systems. **WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS**, (?), issue.6, v.3, p.446-455, jun. 2008.

INSTITUTO NACIONAL DE METEOROLOGIA (INMET). Disponível em:< http://www.inmet.gov.br/html/informacoes/sobre_meteorologia/instrumentos/>. Acesso em: 12 dez. 2013

JOSSEN, A., Garche, J., Sauer, D., 2004. **Operation conditions of batteries in PV applications**. **Solar Energy**, 76(6),pp 756-769.

KYOCERA S.A. **KC857S HIGH EFFICIENCY MULTICRYSTAL PHOTOVOLTAIC MODULE**. 2010.

LUQUE, Antonio; HEGEDUS, Steven. **A Handbook of Photovoltaic Science and Engineering**. Ed. 2.Chichester, UK:John Wiley & Sons. 2011.

MAMMANO, Bob. **Portable Power A Designer's Guide to Battery Management**.Topic2,SEM-1000 Unitrod Power Supply Design Seminar Book,October 1994.

MARTINS, Denizar C.; DOS SANTOS, Walbermarck M. ; ZANOTTI, Jeferson W. The New MPPT Method for PV Systems Employing Input Characteristic Impedance. Em: EU PVSEC, 28. , 2013, (?), **European PV Solar Energy Conference and Exhibition**.

MOURA S. A. **Moura Clean: catálogo técnico das famílias MF e MC**. p.08. São Paulo. 2007.

SISTEMAS fotovoltaicos autônomos. Blue-Solar Educacional. 2 set. 2011.Disponível em:< <http://www.blue-sol.com/energia-solar/sistemas-fotovoltaicos-autonomos/>>. Acesso em: 12 ago. 2014.

LAZARIN, Telles, Brunelli. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua via útil**. 2006. Dissertação - INEP,UFSC,Florianópolis, março de 2006

TIBA, Chigueru et al. **Atlas Solarimétrico do Brasil: Banco de dados solarimétricos**.1.ed.Recife: Ed Universitária da UFPE, 2000.

TEXAS S.A. **Meet the Tiva C series TM4C123G LaunchPad Evaluation Kit**. p.04.2013.

UBIQUITI NETWORKS. **RocketM5 GPS Quick Start Guide**. (?): 2013. 20p.

VERA, Luis Horacio. **Análise do impacto do comportamento de baterias em sistemas fotovoltaicos autônomos**. Tese. 2009. PROMEC.UFRGS.2009

APÊNDICE A – Dimensionamento dos componentes do conversor *Cúk*.

Especificações iniciais de projeto

Corrente nominal do módulo

$$I_n = 5.34A$$

$$I_n = I_e$$

Tensão para temperatura mais elevada do módulo

$$V_t = 19.7V$$

$$E = V_t$$

Tensão de saída (maior valor)

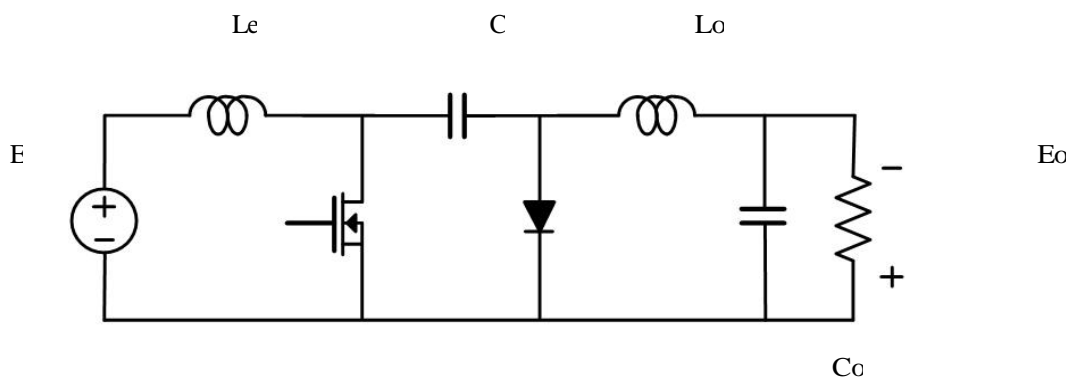
$$E_o = 28V$$

Corrente de saída (maior valor-Vaisala)

$$I_o = 2.5A$$

Frequência de chaveamento do conversor

$$f = 40kHz$$



a) Cálculo das potências de entrada e saída do conversor

$$I_e := 5.34A$$

$$I_o := 2.5A$$

$$E := 19.7V$$

$$E_o := 28V$$

$$P_e := I_e \cdot E$$

$$P_o := I_o \cdot E_o$$

$$E_o = R_2 \cdot I_o \text{ resolver } R_2 \rightarrow \frac{11.2V}{A^{1.0}}$$

$$P_e = 105.198W$$

$$P_o = 70W$$

$$P_o = \frac{E_o^2}{R} \text{ resolver } R \rightarrow \frac{11.2V}{A^{1.0}}$$

b) Cálculo da razão cíclica (Duty cycle)

$$\frac{E_o}{E} = \frac{D}{1-D} \text{ resolver } D \rightarrow 0.587002096436058700$$

$$D := 0.587002096436058700$$

$$D = 0.587$$

c) Cálculo da tensão média no capacitor C (V_{cmed})

$$V_{cmed} = \frac{E}{1-D} \text{ resolver } V_{cmed} \rightarrow 47.7V$$

$$V_{cmed} := 47.7V$$

d) Cálculo da indutância L_e através da fórmula da ondulação

$$\Delta I_e := 0.1 I_e$$

$$\Delta I_e = 0.534 \text{ A}$$

$$f := 40 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

$$L_e = \frac{19.70.58700209643605870021}{40 \cdot 10^3 \cdot 0.534} \text{ resolver, } L_e \rightarrow 0.00054138301965310657$$

$$L_e := 0.00054138301965310657 \text{ H}$$

$$L_e = 5.414 \times 10^{-4} \text{ H}$$

e) Cálculo da indutância L_o através da fórmula da ondulação

$$\Delta I_o := 0.1 I_o$$

$$\Delta I_o = \frac{E \cdot D}{f \cdot L_o}$$

$$\Delta I_o = 0.25 \text{ A}$$

$$L_o = \frac{E \cdot D}{f \cdot \Delta I_o} \text{ resolver, } L_o \rightarrow \frac{0.001156394129979035639}{\text{A}^{1.0} \cdot \text{Hz}^{1.0}}$$

$$L_o := 0.001156394129979035639 \text{ H}$$

$$L_o = 1.156 \times 10^{-3} \text{ H}$$

f) Cálculo da capacitância C_e através da fórmula da ondulação

$$\Delta V_{ce} := 0.01 \cdot V_{mec}$$

$$\Delta V_{ce} = 0.477 \text{ V}$$

$$I_{emd} := I_e$$

$$I_{emd} = 5.34 \text{ A}$$

$$\Delta V_{ce} = \frac{I_{emd} \cdot (1 - D)}{f \cdot C_e} \text{ resolver, } C_e \rightarrow \frac{0.00011558746357607162164}{\text{Hz}^{1.0} \cdot \text{V}^{1.0}}$$

$$C_e := 0.000023117492715214324 \text{ F}$$

$$C_e = 2.312 \times 10^{-5} \text{ F}$$

$$RSE_e = \frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_e} \rightarrow RSE_e = \frac{0.8932584269662921348}{\text{A}}$$

g) Cálculo da capacitância C_o através da fórmula da ondulação

$$\Delta V_o := 0.01 \cdot E_o$$

$$\Delta V_o = 0.28 \text{ V}$$

$$\Delta V_o = \frac{E \cdot D}{8 \cdot f^2 \cdot L_o \cdot C_o} \text{ resolver, } C_o \rightarrow \frac{0.0000027901785714285714}{\text{H}^{1.0} \cdot \text{Hz}^{2.0}}$$

$$C_o := 5.5803571428571428572 \text{ F}$$

$$C_o = 5.58 \times 10^{-7} \text{ F}$$

$$RSE_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \rightarrow RSE_o = \frac{1.12 \text{ V}}{\text{A}}$$

h) Cálculo da tensão máxima no capacitor Ce (Vcem)

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$t_a = (1 - D) \cdot T \text{ resolver, } t_a \rightarrow \frac{0.0000103249475890985324}{\text{Hz}^{1.0}}$$

$$t_a := 0.0000103249475890985324$$

$$t_a = 1.032 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$V_{cem} = \left(\frac{E \cdot T}{t_a} - \frac{\Delta V_{ce}}{2} \right) \text{ resolver, } V_{cem} \rightarrow \frac{47.699999999999999999}{\text{Hz}^{1.0} \cdot \text{s}^{1.0}} - 0.2385 \text{ V}$$

$$V_{cem} := 47.699999999999999999 - 1.1925 \text{ V}$$

$$V_{cem} = 46.508 \text{ V}$$

i) Cálculo da tensão máxima no Transistor (S) e no Diodo (Di)

A tensão máxima no transistor (S) e no diodo (Di), é a própria tensão máxima no capacitor Ce.

$$V_{sm} := V_{cem}$$

$$V_{dim} := V_{cem}$$

$$V_{sm} = 46.508 \text{ V}$$

$$V_{dim} = 46.508 \text{ V}$$

j) Verificação da continuidade/descontinuidade do conversor Cúk

Para que a condução seja descontínua tem-se que:

$$b > \frac{1 - D}{D}$$

$$b := \frac{I_o}{I_e}$$

$$b = 0.468$$

$$x := \frac{1 - D}{D}$$

$$x = 0.704$$

Portanto $x > b$, e a condução é contínua.

Projeto físico dos Indutores

Especificações iniciais de projeto

$$K_w = 0.7$$

$$B_{\text{máx}} = 0.2$$

$$J_{\text{máx}} = 400 \text{ A/cm}^2$$

$$\eta = 0.8$$

$$f = 40 \text{ kHz}$$

$$\Delta V_o = 5\%$$

$$\Delta I_{\text{máx}} = 10\%$$

$$L_e = 5.414 \times 10^{-4} \text{ H}$$

$$L_o = 1.156 \times 10^{-3} \text{ H}$$

a) Projeto do Indutor L_e

$$L_e = 5.414 \times 10^{-4} \text{ H}$$

$$B_{\text{máx}} := 0.2 \text{ T}$$

$$\Delta I_e = 0.534 \text{ A}$$

$$J_{\text{máx}} := 400$$

$$I_{pke} := I_e + \Delta I_e$$

$$K_w := 0.7$$

$$I_{pke} = 5.874 \text{ A}$$

i) Cálculo da corrente eficaz de entrada

tomando $y(t) = I_e$

$$f_s := 40 \cdot 10^3$$

$$y(t) := 5.34$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y(t))^2 dt} \rightarrow \frac{267}{50} = 5.34$$

$$I_{ef} := 5.34 \text{ A}$$

$$I_{eef} := 5.34 \text{ A}$$

a1) Núcleo do Indutor

$$A_e A_w = \frac{L_e \cdot I_{pke} \cdot I_{eef}}{B_{\text{máx}} J_{\text{máx}} K_w}$$

$$A_e A_w = \frac{5.414 \times 10^{-4} \cdot 5.8745 \cdot 5.34}{0.2400 \cdot 0.7} \text{ resolver } A_e A_w \rightarrow 0.000303253221857142857$$

$$A_e A_w := 0.00030325322185714285710^4$$

$$A_e A_w = 3.033$$

Núcleo E-42/20

$$A_e = 2.40 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 1.57 \text{ cm}^2$$

$$V_e = 23.3 \text{ cm}^3$$

a2) Cálculo da bitola do Indutor

$$J_{\text{máx}} = 400$$

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{ resolver, } \Delta \rightarrow 0.037$$

$$I_{\text{ef}} = 5.34\text{A}$$

$$d := 0.03752$$

$$S_{\text{fio}} = \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{máx}}} \rightarrow S_{\text{fio}} = 0.01335\text{A}$$

$$d = 0.075 \quad \text{AWG 15-16}$$

a3) Cálculo do número de espiras

$$A_e := 2.40(0.01^2) \quad (\text{Adequação de grandezas})$$

$$N = L_e \frac{I_{\text{pke}}}{B_{\text{máx}} A_e}$$

$$N = 5.414 \times 10^{-4} \cdot \frac{5.874}{0.22 \cdot 4(0.01^2)} \text{ resolver, } N \rightarrow 66.25382$$

$$N := 66.2$$

b) Projeto do Indutor L_o

$$L_o = 1.156 \times 10^{-3} \text{ H} \quad B_{\text{máx}} := 0.2\text{T}$$

$$\Delta I_o = 0.25\text{A} \quad J_{\text{máx}} := 400$$

$$I_o = 2.5\text{A} \quad K_w := 0.7$$

$$I_{\text{pko}} := I_o + \Delta I_o$$

$$I_{\text{pko}} = 2.75\text{A}$$

ii) Cálculo da corrente eficaz de entrada

tomando $y(t) = I_o$

$$f := 40 \cdot 10^3$$

$$y(t) := 2.5$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y(t))^2 dt} \rightarrow \frac{5}{2} = 2.5$$

$$I_{\text{ef}} := 5.34\text{A}$$

$$I_{\text{of}} := 2.5\text{A}$$

$$Aw_{\min} = \frac{67 \cdot 1 \cdot 0.013088}{0.7} \rightarrow Aw_{\min} = 1.25270857142857142$$

AWG16

Indutor Lo

$$Exec = \frac{1.2527085714285714286}{1.57} \rightarrow Exec = 0.797903548680618744$$

$$Aw_{\min} = \frac{N \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{fio_escolhido}}}{K_w}$$

$$Aw_{\min} = \frac{88 \cdot 1 \cdot 0.006244}{0.7} \rightarrow Aw_{\min} = 0.7849$$

Como a razão entre Aw_{nucleo} e Aw_{nucleo} é menor que 1, logo o projeto do indutor é executável

$$Exec = \frac{Aw_{\min}}{Aw_{\text{nucleo}}}$$

$$Exec = \frac{0.78496}{1.57} \rightarrow Exec = 0.499974522292993630$$

Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores

Especificações iniciais de projeto

Corrente nominal do módulo

$I_n = 5.34A$

$I_n = I_e$

$V_t = 19.7V$

$E = V_t$

$E_o = 28V$

$I_o = 2.5A$

Frequência de chaveamento do conversor

$f = 40kHz$

Corrente eficaz na chave S

Considerando $z(t)$ como a corrente na chave S, tem-se:

$$z(t) = I_e + I_o$$

$$z(t) = 5.34 + 2.5 \rightarrow z(t) = 7.84$$

Considerando que há corrente na chave S apenas no tempo de condução t_c , temos que:

$$b = 0.468$$

$$b = \frac{T - tc}{tc}$$

bx =

$$0.468 = \frac{2.5 \times 10^{-5} - tc}{tc} \text{ resolver , } tc \rightarrow 0.00001702997275204359$$

$$tc := 0.00001702997275204359$$

$$tc = 1.703 \times 10^{-5}$$

$$z(t) := 7.8$$

Com os valores obtidos , pode-se calcular o valor eficaz da corrente na chave S

$$f := 40 \cdot 10^3$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1 \int_0^{tc} (z(t))^2 dt}{T}} \rightarrow 6.47072636784468239398$$

$$I_{\text{sef}} := 6.47072636784468239398$$

$$I_{\text{sef}} = 6.471 \text{ A}$$

Corrente eficaz no diodo D

Considerando $z_d(t)$ como a corrente no diodo D, tem-se:

$$z_d(t) = I_e + I_o$$

$$z_d(t) = 5.34 + 2.5 \rightarrow z_d(t) = 7.8$$

Considerando que há corrente no diodo D apenas no tempo em que a chave S está aberta (t_a), temos que:

$$t_a = 1.032 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$z_d(t) := 7.8$$

Com os valores obtidos , pode-se calcular o valor eficaz da corrente na chave S

$$f := 40 \cdot 10^3$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1 \int_0^{t_a} (z_d(t))^2 dt}{T}} \rightarrow \sqrt{25.38516394129979035698688} = 5.0385 \frac{1}{2}$$

$$\text{Idef} := 5.0385$$

Cálculo da potência de condução

$$\begin{aligned} t_a &= 1.032 \times 10^{-5} \text{ s} & t_c &= 1.703 \times 10^{-5} & T &= 2.5 \times 10^{-5} \\ r_{ds} &= 90 \cdot 10^{-3} & f &= 4 \times 10^4 \\ i_d &= 11.1 \end{aligned}$$

$$P_{\text{con}} = \frac{t_c \cdot (i_d)^2 \cdot r_{ds}}{T}$$

$$P_{\text{con}} = \frac{1.703 \times 10^{-5} \cdot (11.13)^2 \cdot (90 \cdot 10^{-3})}{2.5 \times 10^{-5}} \rightarrow P_{\text{con}} = 7.594644985$$

Cálculo da potência de comutação

$$P_{\text{com}} = \frac{f \cdot (t_a + t_c) \cdot i_d \cdot V_{ds}}{2} \quad V_{ds} := 46$$

$$P_{\text{com}} = \frac{4 \times 10^4 \cdot (1.032 \times 10^{-5} + 1.703 \times 10^{-5}) \cdot 11.1346}{2} \rightarrow P_{\text{com}} = 280.0530$$

$$P_{\text{mosfet}} = P_{\text{con}} + P_{\text{com}}$$

$$P_{\text{mosfet}} = 7.594644985 + 280.05306 \rightarrow P_{\text{mosfet}} = 287.647704985$$

Cálculo Térmico - valores para IRF530n

$$R_{ja} = 62 \quad R_{jc} = 2.15 \quad R_{cd} = 0.50$$

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P}$$

$$R_{da} = 62 - 2.15 - 0.50 \rightarrow R_{da} = 59.35$$

Especificações de projeto considerando novo valor de tensão de saída

Corrente nominal do módulo
 $I_n = 5.34\text{A}$
 $I_n = I_e$
 Tensão para temperatura mais elevada do módulo
 $V_t = 19.7\text{V}$
 $E = V_t$
 Tensão de saída (maior valor)
 $E_o = 12\text{V}$
 Potência de saída
 $P_o = 70\text{W}$
 Frequência de chaveamento do conversor
 $f = 40\text{kHz}$

a) Cálculo das potências de entrada e saída do conversor

$$\begin{aligned}
 I_e &:= 5.34\text{A} & P_o &:= 70\text{W} \\
 E &:= 19.7\text{V} & E_o &:= 12\text{V} \\
 P_e &:= I_e \cdot E & P_o &= I_o \cdot E_o \rightarrow 70\text{W} = 12 \cdot I_o \cdot \text{V resolver}, I_o \rightarrow \frac{35\text{W}}{6\text{V}} = 5.833\text{A} \\
 P_e &= 105.198\text{W} & I_o &:= 5.833\text{A}
 \end{aligned}$$

resistencia de 2.58ohms

b) Cálculo da razão cíclica (Duty cycle)

$$\frac{E_o}{E} = \frac{D}{1 - D} \text{ resolver, } D \rightarrow$$

$$D_x := 0.378548895899053627$$

$$D_x = 0.379$$

c) Cálculo da tensão média no capacitor C (V_{cmedx})

$$V_{cmedx} = \frac{E}{1 - D_x} \text{ resolver, } V_{cmedx} \rightarrow 31.7\text{V}$$

$$V_{cmedx} := 31.7\text{V}$$

d) Cálculo da indutância L_e através da fórmula da ondulação

$$\begin{aligned}
 \Delta I_e &:= 0.1 I_e & \Delta I_e &= \frac{E \cdot D_x}{f \cdot L_{ex}} \\
 \Delta I_e &= 0.534\text{A} \\
 f &:= 40 \cdot 10^3 \text{Hz}
 \end{aligned}$$

$$L_{ex} = \frac{19.7 \cdot 0.379}{40 \cdot 10^3 \cdot 0.534} \text{ resolver, } L_{ex} \rightarrow 0.000349545880149812734$$

$$L_{ex} := 0.0003495458801498127346$$

$$L_{ex} = 3.495 \times 10^{-4} \text{ H}$$

e) Cálculo da indutância L_o através da fórmula da ondulação

$$\Delta I_{ox} := 0.1 \cdot I_{ox}$$

$$\Delta I_{ox} = \frac{E \cdot D_x}{f \cdot L_{ox}}$$

$$\Delta I_{ox} = 0.583 \text{ A}$$

$$L_{ox} = \frac{E \cdot D_x}{f \cdot \Delta I_{ox}} \text{ resolver, } L_{ox} \rightarrow \frac{0.0003196216890627188610}{\text{A}^{1.0} \cdot \text{Hz}^{1.0}}$$

$$L_{ox} := 0.0003196216890627188610$$

$$L_{ox} = 3.196 \times 10^{-4} \text{ H}$$

f) Cálculo da capacitância C_e através da fórmula da ondulação

$$\Delta V_{cex} := 0.05 V_{cmed}$$

$$\Delta V_{cex} = 1.585 \text{ V}$$

$$I_{emdx} := I_e$$

$$I_{emdx} = 5.34 \text{ A}$$

$$\Delta V_{cex} = \frac{I_{emdx}(1 - D_x)}{f \cdot C_{ex}} \text{ resolver, } C_{ex} \rightarrow \frac{0.000052343042522067091921}{\text{Hz}^{1.0} \cdot \text{V}^{1.0}}$$

$$C_{ex} := 0.000052343042522067091921$$

$$C_{ex} = 5.234 \times 10^{-5} \text{ F}$$

tem de

g) Cálculo da capacitância C_{ox} através da fórmula da ondulação

$$\Delta V_{ox} := 0.01 \cdot E_c$$

$$\Delta V_{ox} = 0.12 \text{ V}$$

$$\Delta V_{ox} = \frac{E \cdot D}{8 \cdot f^2 \cdot L_{ox} \cdot C_{ox}} \text{ resolver, } C_{ox} \rightarrow \frac{0.0000235547457343349638}{\text{H}^{1.0} \cdot \text{Hz}^{2.0}}$$

$$C_{ox} := 0.000020189782058001397$$

$$C_{ox} = 2.019 \times 10^{-6}$$

$$RSE_{ox} = \frac{\Delta V_{ox}}{\Delta I_{ox}} \rightarrow RSE_{ox} = \frac{0.20572604148808503348}{\text{A}}$$

$$RSE_{ex} = \frac{\Delta V_{cex}}{\Delta I_{ex}} \rightarrow RSE_{ex} = \frac{1.585 \text{ V}}{\Delta I_{ex}}$$

h) Cálculo da tensão máxima no capacitor Cex (Vcemx)

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$\text{tax} = (1 - D_x) \cdot T \text{ resolver, tax} \rightarrow \frac{0.0000155362776025236593}{\text{Hz}^{1.0}}$$

$$\text{tax} := 0.0000155362776025236593$$

$$\text{tax} = 1.554 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$V_{\text{cemx}} = \left(\frac{E \cdot T}{\text{tax}} - \frac{\Delta V_{\text{cex}}}{2} \right) \text{ resolver, } V_{\text{cemx}} \rightarrow \frac{31.7 \text{ V}}{\text{Hz}^{1.0} \cdot \text{s}^{1.0}} - 0.7925 \text{ V}$$

$$V_{\text{cemx}} := 31.7 \text{ V} - 0.7925 \text{ V}$$

$$V_{\text{cemx}} = 30.907 \text{ V}$$

i) Cálculo da tensão máxima no Transistor (S) e no Diodo (Di)

A tensão máxima no transistor (S) e no diodo (Di), é a própria tensão máxima no capacitor Cex.

$$V_{\text{smx}} := V_{\text{cem}}$$

$$V_{\text{dimx}} := V_{\text{cem}}$$

$$V_{\text{smx}} = 30.907 \text{ V}$$

$$V_{\text{dimx}} = 30.907 \text{ V}$$

j) Verificação da continuidade/descontinuidade do conversor Cúk

Para que a condução seja descontínua tem-se que:

$$b_x > \frac{1 - D_x}{D_x}$$

$$b_x := \frac{I_{\text{ox}}}{I_e}$$

$$b_x = 1.092$$

$$x_x := \frac{1 - D_x}{D_x}$$

$$x_x = 1.642$$

Portanto $x_x > b_x$, e a condução é contínua.

Projeto físico dos Indutores

Especificações iniciais de projeto

$K_w=0.7$
 $B_{m\acute{a}x}=0.2$
 $J_{m\acute{a}x}=400\text{A/cm}^2$
 $n=0.8$
 $f=40\text{kHz}$
 $\Delta V_o=5\%$
 $\Delta I_{m\acute{a}x}=10\%$

Como os valores dos indutores mudaram significativamente, segue o novo projeto físico:

$$L_{ex} = 3.495 \times 10^{-4} \text{ H}$$

$$L_{ox} = 3.196 \times 10^{-4} \text{ H}$$

a) Projeto do Indutor L_{ex}

$$L_{ex} = 3.495 \times 10^{-4} \text{ H} \quad B_{m\acute{a}x} := 0.2\text{T}$$

$$\Delta I_e = 0.534\text{A} \quad J_{m\acute{a}x} := 400$$

$$I_{pke} := I_e + \Delta I_e \quad K_w := 0.7$$

$$I_{pke} = 5.874\text{A}$$

i) Cálculo da corrente eficaz de entrada

tomando $y(t) = I_e$

$$f := 40 \cdot 10^3$$

$$y(t) := 5.34$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T (y(t))^2 dt \rightarrow \frac{267}{50} = 5.34$$

$$I_{ef} := 5.34\text{A}$$

$$I_{eef} := 5.34\text{A}$$

a1) Núcleo do Indutor

$$A_e A_w = \frac{L_{ex} \cdot I_{pke} \cdot I_{eef}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot K_w}$$

$$A_e A_w = \frac{3.495 \times 10^{-4} \cdot 5.874 \cdot 5.34}{0.2400 \cdot 0.7} \text{ resolver, } A_e A_w \rightarrow$$

$$AeAwx := 0.00019576468607142857146^4$$

$$AeAwx = 1.958$$

Núcleo E-42/15
 Ae=1.81cm²
 Aw=1.57cm²
 Ve=17.1cm³

a2) Cálculo da bitola do Indutor

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{ resolver, } \Delta \rightarrow 0.037$$

$$d := 0.03752$$

$$d = 0.075$$

$$S_{\text{fio}} = \frac{I_{\text{eef}}}{J_{\text{máx}}}$$

$$S_{\text{fio}} = \frac{5.34}{400} \rightarrow S_{\text{fio}} = 0.0133$$

AWG 20

a3) Cálculo do número de espiras

$$A_{\text{ex}} := 1.81(0.01^2) \text{ (Adequação de grandezas)}$$

$$N_x = L_e \frac{I_{\text{pke}}}{B_{\text{máx}} A_{\text{ex}}}$$

$$N_x = 5.414 \times 10^{-4} \cdot \frac{5.874}{0.2[1.81(0.01^2)]} \text{ resolver, } N_x \rightarrow 87.8503756906077348$$

$$N_x := 87.8$$

b) Projeto do Indutor Lox

$$L_{\text{ox}} = 3.196 \times 10^{-4} \text{ H} \quad B_{\text{máx}} := 0.21$$

$$\Delta I_{\text{ox}} = 0.583 \text{ A} \quad J_{\text{máx}} := 40$$

$$I_{\text{ox}} = 5.833 \text{ A} \quad K_w := 0.7$$

$$I_{\text{pkox}} := I_{\text{ox}} + \Delta I_{\text{ox}}$$

$$I_{\text{pkox}} = 6.416 \text{ A}$$

ii) Cálculo da corrente eficaz de entrada

tomando $y(t) = I_{\text{ox}}$

$$f := 40 \cdot 10^3$$

$$y(t) := 5.83$$

$$T := \frac{1}{f}$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y(t))^2 dt} \rightarrow \frac{5833}{1000} = 5.833$$

$$I_{\text{ef}} := 5.34 \text{ A}$$

$$I_{\text{oxef}} := 5.833 \text{ A}$$

a1) Núcleo do Indutor

$$AeAw_{2x} = \frac{L_{ox} I_{pkox} I_{oxef}}{B_{m\acute{a}x} J_{m\acute{a}x} K_w}$$

$$AeAw_{2x} = \frac{3.196 \times 10^{-4} \cdot 6.4165 \cdot 833}{0.2400 \cdot 0.7} \rightarrow AeAw_{2x} = 0.00021358712765714285714$$

$$AeAw_{2x} := 0.00021358712765714285714$$

$$AeAw_{2x} = 2.136$$

Núcleo E-42/15
 $A_e = 1.81 \text{ cm}^2$
 $A_w = 1.57 \text{ cm}^2$
 $V_e = 17.1 \text{ cm}^3$

a2) Cálculo da bitola do Indutor

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{ resolver } \Delta \rightarrow 0.037$$

$$d := 0.03752$$

$$d = 0.075$$

$$S_{fio} = \frac{I_{oxef}}{J_{m\acute{a}x}} \rightarrow S_{fio} = 0.0145825 \text{ A}$$

a3) Cálculo do número de espiras

$$Ae_{2x} := 1.81 \cdot (0.01)^2 \quad (\text{Adequação de grandezas})$$

$$N_{2x} = L_{ox} \frac{I_{pkox}}{B_{m\acute{a}x} Ae_{2x}}$$

$$N_2 = 3.196 \times 10^{-4} \cdot \frac{6.416}{0.2 \cdot [1.81 \cdot (0.01)^2]} \rightarrow C$$

$$N_2 := 56.645127071823204$$

Possibilidade de execução

Indutor Lex

$$Aw_{\min} = \frac{N \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{fio_escolhido}}{K_w}$$

$$Aw_{\min} = \frac{881 \cdot 0.006244}{0.7} \rightarrow Aw_{\min} = 0.7849$$

$$Exec = \frac{Aw_{\min}}{Aw_{\text{nucleo}}}$$

Como a razão entre Aw_{nucleo} e Aw_{nucleo} é menor que 1, logo o projeto do indutor é executável

$$\text{Exec} = \frac{0.78496}{1.57} \rightarrow \text{Exec} = 0.49997452292993630$$

AWG15

Indutor Lox

$$A_{w_{\min}} = \frac{N \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{fio_escolhido}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\min}} = \frac{57 \cdot 1 \cdot 0.016504}{0.7} \rightarrow A_{w_{\min}} = 1.34389714285714285$$

Como a razão entre $A_{w_{\min}}$ e $A_{w_{\text{nucleo}}}$ é menor que 1, logo o projeto do indutor é executável

$$\text{Exec} = \frac{A_{w_{\min}}}{A_{w_{\text{nucleo}}}}$$

$$\text{Exec} = \frac{1.34389714285714285}{1.57} \rightarrow \text{Exec} = 0.828025477707006369434389714285$$

Cálculo da corrente eficaz nos semicondutores**Especificações de projeto considerando novo valor de tensão de saída**

Corrente nominal do módulo

In=5.34A

In=Ie

Vt=19.7V

E=Vt

Eo=12V**Iox=5.833A**

Frequência de chaveamento do conversor

f=40kHz

Corrente eficaz na chave SConsiderando $w(t)$ como a corrente na chave S, tem-se:

$$w(t) = I_e + I_{ox}$$

$$w(t) = 5.34 + 5.833 \rightarrow w(t) = 11.17$$

Considerando que há corrente na chave S apenas no tempo de condução t_c , temos que:

$$b_x = \frac{T - t_c}{t_c}$$

$$1.092 = \frac{2.5 \times 10^{-5} - t_{cx}}{t_{cx}} \text{ resolver, } t_{cx} \rightarrow 0.000011950286806883365$$

$$t_{cx} := 0.000011950286806883365$$

$$t_{cx} = 1.195 \times 10^{-5}$$

$$w(t) := 11.17$$

Com os valores obtidos, pode-se calcular o valor eficaz da corrente na chave S

$$f_s := 40 \cdot 10^3$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1 \int_0^{t_{cx}} (w(t))^2 dt}{T}} \rightarrow 7.7248304974380596165806$$

$$I_{s\text{ef}} := 7.7248304974380596165806 \text{ A}$$

$$I_{s\text{ef}} = 7.725 \text{ A}$$

Corrente eficaz no diodo D

Considerando $w_d(t)$ como a corrente no diodo D, tem-se:

$$w_d(t) = I_e + I_{ox}$$

$$w_d(t) = 5.34 + 5.833 \rightarrow w_d(t) = 11.17$$

Considerando que há corrente no diodo D apenas no tempo em que a chave S está aberta (t_a), temos que:

$$t_{ax} = 1.554 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$w_d(t) := 11.17$$

Com os valores obtidos, pode-se calcular o valor eficaz da corrente na chave S

$$f_s := 40 \cdot 10^3$$

$$T = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$\sqrt{\frac{1 \int_0^{t_{ax}} (w_d(t))^2 dt}{T}} \rightarrow \sqrt{77.5794259085173501577602} = 8.808 \frac{1}{2}$$

$$I_{d\text{ef}} := 8.808 \text{ A}$$

APÊNDICE B – Programa C

```
// Control.c

#include "PLL.h"
#include "UART.h"
#include "Nokia5110.h"
#include "ADC.h"
#include "PWM.h"

#define GPIO_PORTA_DATA_R    *((volatile unsigned long *)0x400043FC)
#define GPIO_PORTA_DIR_R    *((volatile unsigned long *)0x40004400)
#define GPIO_PORTA_AFSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40004420)
#define GPIO_PORTA_DR8R_R   *((volatile unsigned long *)0x40004508)
#define GPIO_PORTA_DEN_R    *((volatile unsigned long *)0x4000451C)
#define GPIO_PORTA_AMSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40004528)
#define GPIO_PORTA_PCTL_R   *((volatile unsigned long *)0x4000452C)
#define GPIO_PORTF_DATA_R   *((volatile unsigned long *)0x400253FC)
#define GPIO_PORTF_DIR_R    *((volatile unsigned long *)0x40025400)
#define GPIO_PORTF_IS_R     *((volatile unsigned long *)0x40025404)
#define GPIO_PORTF_IBE_R    *((volatile unsigned long *)0x40025408)
#define GPIO_PORTF_IEV_R    *((volatile unsigned long *)0x4002540C)
#define GPIO_PORTF_IM_R     *((volatile unsigned long *)0x40025410)
#define GPIO_PORTF_RIS_R    *((volatile unsigned long *)0x40025414)
#define GPIO_PORTF_ICR_R    *((volatile unsigned long *)0x4002541C)
#define GPIO_PORTF_AFSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40025420)
#define GPIO_PORTF_PUR_R    *((volatile unsigned long *)0x40025510)
#define GPIO_PORTF_DEN_R    *((volatile unsigned long *)0x4002551C)
#define GPIO_PORTF_LOCK_R   *((volatile unsigned long *)0x40025520)
#define GPIO_PORTF_CR_R     *((volatile unsigned long *)0x40025524)
#define GPIO_PORTF_AMSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40025528)
#define GPIO_PORTF_PCTL_R   *((volatile unsigned long *)0x4002552C)
#define GPIO_LOCK_KEY      0x4C4F434B // Unlocks the GPIO_CR register
#define SYSCCTL_RCGC2_R    *((volatile unsigned long *)0x400FE108)
#define NVIC_ST_CTRL_R     *((volatile unsigned long *)0xE000E010)
#define NVIC_ST_RELOAD_R   *((volatile unsigned long *)0xE000E014)
#define NVIC_ST_CURRENT_R  *((volatile unsigned long *)0xE000E018)
#define NVIC_EN0_R         *((volatile unsigned long *)0xE000E100)
#define NVIC_PRI7_R        *((volatile unsigned long *)0xE000E41C)
#define NVIC_SYS_PRI3_R    *((volatile unsigned long *)0xE000ED20)

#define SAMPLE_T_MS 500

// funções definidas no startup_TMC123.s
void DisableInterrupts(void); // Disable interrupts
void EnableInterrupts(void); // Enable interrupts
void WaitForInterrupt(void); // low power mode

volatile unsigned long ticker;

volatile float Kp, Ki, Kd; // coeficientes
volatile float P = 0, I = 0, D = 0;
volatile float ek = 0; // error
volatile float ek1 = 0; // last error
volatile float Ik1 = 0; // last integral sum
```

```

volatile float uk = 0; // control effort

volatile unsigned long setpoint = 0;
volatile float temperature;// temperatura no ADC
volatile float voltage;// tensão no ADC
volatile float electric_current;// corrente no ADC
volatile float VMPT; // tensão máxima dependente da temperatura (mppt).
volatile int flag_battery_charge;// variável para carga da bateria

void Switch_Init(void){
    unsigned long volatile delay;
    SYSCTL_RCGC2_R |= 0x00000020; // activate clock for port F
    delay = SYSCTL_RCGC2_R;
    GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // unlock GPIO Port F
    GPIO_PORTF_CR_R = 0x11; // allow changes to PF4,0
    GPIO_PORTF_DIR_R &= ~0x11; // make PF4,0 in (built-in button)
    GPIO_PORTF_AFSEL_R &= ~0x11; // disable alt funct on PF4,0
    GPIO_PORTF_DEN_R |= 0x11; // enable digital I/O on PF4,0
    GPIO_PORTF_PCTL_R &= ~0x000F000F; // configure PF4,0 as GPIO
    GPIO_PORTF_AMSEL_R &= ~0x11; // disable analog functionality on PF4,0
    GPIO_PORTF_PUR_R |= 0x11; // enable weak pull-up on PF4,0
    GPIO_PORTF_IS_R &= ~0x11; // PF4,PF0 is edge-sensitive
    GPIO_PORTF_IBE_R &= ~0x11; // PF4,PF0 is not both edges
    GPIO_PORTF_IEV_R &= ~0x11; // PF4,PF0 falling edge event
    GPIO_PORTF_ICR_R = 0x11; // clear flags 4,0
    GPIO_PORTF_IM_R |= 0x11; // arm interrupt on PF4,PF0
    NVIC_PRI7_R = (NVIC_PRI7_R&0xFFF0FFFF)|0x00400000; // (g) priority 2
    NVIC_EN0_R = 0x40000000; // enable interrupt 30 in NVIC
}

void GPIOF_Handler(void){ // called on touch of either SW1 or SW2
    if(GPIO_PORTF_RIS_R&0x01){ // SW2 touch
        GPIO_PORTF_ICR_R = 0x01; // acknowledge flag0

        Duty += 1; // heat up
        if (Duty > 99){
            Duty = 99;
        }

        /*if (flag_battery_charge == 0){ // comentar (fechar) quando em malha-aberta.
            flag_battery_charge=1;
        }
        else{
            flag_battery_charge=0;
        }*/
    }

    if(GPIO_PORTF_RIS_R&0x10){ // SW1 touch
        GPIO_PORTF_ICR_R = 0x10; // acknowledge flag4
        Duty -= 1; //cool down
        if (Duty < 1){

```

```

        Duty = 1;
    }
}

void SysTick_Init(void){
    NVIC_ST_CTRL_R = 0;        // disable SysTick during setup
    NVIC_ST_RELOAD_R = 50000-1; // reload value for 500us
    NVIC_ST_CURRENT_R = 0;     // any write to current clears it
    NVIC_SYS_PRI3_R = (NVIC_SYS_PRI3_R&0x00FFFFFF)|0x40000000; // priority 2
    NVIC_ST_CTRL_R = 0x00000007; // enable with core clock and interrupts
}

void SysTick_Handler(void){
    ticker += 1;
}

void ControlPID (long electric_current, long setpoint){

    volatile float T = SAMPLE_T_MS*1e-3;

    // Coeficients Values
    Kp = 0.01;
    Ki = 0.001;
    //Kd = 0.01;

    ek = setpoint - electric_current;           // erro

    // Proportional term
    P = Kp*ek;

    // Integral term
    if(ek < 2500){
        I = (Ki*T*(ek + ek1)/2) + Ik1;
        /*if (I >= 500){                //anti wind-up
            I = 500;
        }
        else if (I <= 0){
            I = 0;
        }*/
    }
    else {
        I = 0;
    }

    //Derivative term
    //D = (Kd*(ek - ek1))/T;

    uk = P+I;//+D;           // Control Effort

    if (uk <= 1 ){
        uk = 1;
    }
    if (uk >= 69){
        uk = 69;
    }
}

```

```

        ek1 = ek;                // Last Error
        lk1 = l;                // Last Integral Term

        Duty = uk;

    }

    // function delays 3*ulCount cycles
    void Delay_ms(unsigned ulCount){
        unsigned long count = 16666;
        count *= ulCount;
        do{
            count--;
        }while(count);
    }

    //void getTemp(){           // PE1
        //ADC0_Get();
        //if (ADCvalue < 100){
            //    temperature = (((ADCvalue*3.3)/4095)/0.01);
            //}
        //else {
            //temperature = ((ADCvalue * 3.3)/4095)/10 ;
            //}

    //}
    void getVolt(){

        // voltage = 90; // PE0
        //ADC0_Get();
        if (620 < ADCvalue2 <= 2730){
            voltage = (((((((((ADCvalue2) * 3.3)/4095)*2)*2)*3)-((((((ADCvalue2)*
3.3)/4095)*2)*2)*3)/100)*20))*10;
        }
        if (ADCvalue2 > 2731){
            voltage = (((((((((ADCvalue2) * 3.3)/4095)*2)*2)*3)-((((((ADCvalue2)*
3.3)/4095)*2)*2)*3)/100)*18.51))*10;
        }
    }
    void getEC(){             // PE2
        //ADC0_Get();
        //if (ADCvalue3 < 740){
            //electric_current = -10;
            //}
        //else {
            electric_current = ((ADCvalue*0.001715)-(ADCvalue*0.000124))*1000;//conversão de bit para
corrente com correção de erro de 7.23%
            //}

    }

    /*void MPPT_Temp()// rastreamento do ponto de potência máxima usando a temperatura do PV
    {
        float VMP_STC= 21.7;// tensão em circuito aberto do PV na STC
        float T_STC = 25; // temperatura do PV na STC
        float u_vmp = -0.0821; // -0.8 * 10^(-2) constante dado pelo PV na STC
    }

```

```

float VMPT;
float G;// ganho estático

    VMPT = VMP_STC + (temperature - T_STC)*u_vmp; // fórmula MPPT-TEMP
    G = voltage / VMPT;
    Duty = (G/(1+G))*100;
}*/

void SystemInit(){
}

int main(void){

    DisableInterrupts();    // disable interrupts while initializing
    PLL_Init();              // bus clock at 50 MHz
    UART_Init();            // initialize UART
    Nokia5110_Init();       // initialize Nokia 5110
    PWM_Init();             // output from PE4
    SysTick_Init();        // initialize periodic interrupt (SysTick)
    Switch_Init();          // arm PF4, PF0 for falling edge interrupts
    ADC0_Init();           // ADC initialization PE2/AIN1
    EnableInterrupts();     // enable after all initialization are done

    flag_battery_charge = 0;
    Duty = 30;
    PWM_UpdateDuty();

    Nokia5110_DrawFullImage(UTFPR);
    Delay_ms(1000);
    Nokia5110_Clear();
    Nokia5110_OutString(" Cuk  ");
    Nokia5110_OutString("Curre:  ");
    Nokia5110_OutString("SetPt:  ");
    Nokia5110_OutString("erro:   ");
    Nokia5110_OutString("Duty:   ");
    Nokia5110_OutString("Volt:  ");

    while(1){
        if(ticker >= 500){ //500ms

            //UART - Serial
            /*UART_OutUDec(setpoint);
            UART_OutChar('\t');
            if (temperature < -1){
                UART_OutString("Erro");
            }
            else {
                UART_OutUDec(temperature);
            }
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(Duty);*/

            ADC0_Get();
            //getTemp();

```



```

    getVolt();
    getEC();

    //if (flag_battery_charge == 0){//fechar quando em malha aberta

    //MPPT_Temp();// fechar quando teste com PWM
    //setpoint = 2160;
    // valor corrente a ser alcançado
    //ControlPID(electric_current,setpoint);

    PWM_UpdateDuty();

    //}
    //else // apertando o botão, entrada na rotina de carga da bateria (fechar quanto em
malha aberta)
    //{
        if (electric_current < 1000)          // Etapa 1
        {
            setpoint = 1000;
            // valor corrente a ser alcançado
            ControlPID(electric_current,setpoint);
            PWM_UpdateDuty();
            UART_OutUDec(ek);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(electric_current);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(setpoint);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(Duty);
            UART_OutChar('\t');
            OutCRLF();
        }
        if (electric_current<=1080 && electric_current >= 990)//etapa 2
        {
            setpoint = 2160;
            ControlPID(electric_current,setpoint);
            PWM_UpdateDuty();
            UART_OutUDec(ek);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(electric_current);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(setpoint);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(Duty);
            UART_OutChar('\t');
            OutCRLF();
        }
        if (electric_current >= 2120 && electric_current <= 2190)//etapa 3
        {
            setpoint = 1500;
            ControlPID(electric_current,setpoint);
            PWM_UpdateDuty();
            UART_OutUDec(ek);
            UART_OutChar('\t');
            UART_OutUDec(electric_current);
            UART_OutChar('\t');

```

```

        UART_OutUDec(setpoint);
        UART_OutChar('\t');
        UART_OutUDec(Duty);
        UART_OutChar('\t');
        OutCRLF();
    }
    if (electric_current >= 1480 && electric_current <= 1515) // etapa 4
    {
        setpoint = 0;
        ControlPID(electric_current, setpoint);
        PWM_UpdateDuty();
        UART_OutUDec(ek);
        UART_OutChar('\t');
        UART_OutUDec(electric_current);
        UART_OutChar('\t');
        UART_OutUDec(setpoint);
        UART_OutChar('\t');
        UART_OutUDec(Duty);
        UART_OutChar('\t');
        OutCRLF();
    }
    if (electric_current == 0) // se estágio 4 completo, sair automaticamente da
carga da bateria.

        {
            flag_battery_charge = 0;
        }
    //}
    /*UART_OutUDec(ek);
    UART_OutChar('\t');
    UART_OutUDec(electric_current);
    UART_OutChar('\t');
    UART_OutUDec(setpoint);
    UART_OutChar('\t');
    UART_OutUDec(Duty);
    UART_OutChar('\t');
    OutCRLF();*/

    //LCD corrente
    Nokia5110_SetCursor(6, 1); // coluna, linha.
    Nokia5110_OutUDec(electric_current);
    Nokia5110_OutChar('m');
    Nokia5110_OutChar('A');
    //Nokia5110_SetCursor(6, 3);

    // LCD Setpoint
    Nokia5110_SetCursor(6, 2); // coluna, linha.
    Nokia5110_OutUDec(setpoint);
    Nokia5110_OutChar(' ');
    Nokia5110_OutChar('A');

    //LCD erro
    Nokia5110_SetCursor(6, 3);
    if (temperature < -1){
        Nokia5110_OutString("Erro");
    }
    else {

```

```

        Nokia5110_OutUDec(ek);
    }
    Nokia5110_OutChar(' ');
    //Nokia5110_OutChar(127);
    Nokia5110_OutChar('C');

    //LCD Duty
    Nokia5110_SetCursor(6, 4);
    Nokia5110_OutUDec(Duty);
    Nokia5110_OutChar(' ');
    Nokia5110_OutChar('%');

    //LCD Tensão
    Nokia5110_SetCursor(6, 5);
    Nokia5110_OutUDec(voltage);
    Nokia5110_OutChar(' ');
    Nokia5110_OutChar('V');

    ticker = 0;
}
WaitForInterrupt(); // low power mode
}
}
// PWM.c
// Software functions to configure the PWM.
// Pino PWM -> PE4

#include "PWM.h"

#define SYSCTL_RCGC0_R    (*((volatile unsigned long *)0x400FE100))
#define SYSCTL_RCGC2_R    (*((volatile unsigned long *)0x400FE108))
#define SYSCTL_RCC_R      (*((volatile unsigned long *)0x400FE060))
#define GPIO_PORTE_AFSEL_R    (*((volatile unsigned long *)0x40024420))
#define GPIO_PORTE_DEN_R      (*((volatile unsigned long *)0x4002451C))
#define GPIO_PORTE_AMSEL_R    (*((volatile unsigned long *)0x40024528))
#define GPIO_PORTE_PCTL_R     (*((volatile unsigned long *)0x4002452C))
#define PWM0_ENABLE_R        (*((volatile unsigned long *)0x40028008))
#define PWM2_CTL_R           (*((volatile unsigned long *)0x400280C0))
#define PWM2_GENA_R           (*((volatile unsigned long *)0x400280E0))
#define PWM2_LOAD_R           (*((volatile unsigned long *)0x400280D0))
#define PWM2_CMPA_R           (*((volatile unsigned long *)0x400280D8))

volatile short Duty = 50;

void PWM_Init(void){
    volatile unsigned long delay;
    SYSCTL_RCGC0_R |= 0x00100000; // 1) activate PWM0
    SYSCTL_RCGC2_R |= 0x00000010; // 2) activate clock for Port E
    delay = SYSCTL_RCGC2_R; // allow time for clock to stabilize
    GPIO_PORTE_AFSEL_R |= 0x10; // 3) enable alternate function on PE4
    GPIO_PORTE_PCTL_R = (GPIO_PORTE_PCTL_R & 0xFFFF0FFF) + 0x00040000;
    GPIO_PORTE_AMSEL_R &= ~0x10; // 4) disable analog function on PE4
    GPIO_PORTE_DEN_R |= 0x10; // 5) enable digital I/O on PE4
    SYSCTL_RCC_R |= 0x00100000; // 7) enable PWM clock divisor
    SYSCTL_RCC_R = (SYSCTL_RCC_R & 0xFFFF1FFF) + 0x00000000; // 8) divide by 2
}

```

```

    PWM2_CTL_R = 0x00000000;           // 8) disable PWM generator 2
    PWM2_GENA_R = 0x0000008C;
    PWM2_LOAD_R = PERIOD;
    PWM2_CMPA_R = PERIOD*Duty/100;
    PWM2_CTL_R |= 0x00000001;         // 9) enable PWM generator 2
    PWM0_ENABLE_R |= 0x00000010;     // enable M0PWM4
}

void PWM_UpdateDuty(void){
    PWM2_CMPA_R = (PERIOD*(100 -(100 - Duty)))/100;
}
// Nokia5110.c
// Use SSI0 to send an 8-bit code to the Nokia5110 48x84
// pixel LCD to display text, images, or other information.

// Font table, initialization, and other functions based
// off of Nokia_5110_Example from Spark Fun:
// 7-17-2011
// Spark Fun Electronics 2011
// Nathan Seidle
// http://dlmh9ip6v2uc.cloudfront.net/datasheets/LCD/Monochrome/Nokia_5110_Example.pde

// Red SparkFun Nokia 5110 (LCD-10168)
// -----
// Signal    (Nokia 5110) LaunchPad pin
// 3.3V      (VCC, pin 6) power
// Ground    (GND, pin 8) ground
// SSI0Fss   (SCE, pin 2) connected to PA3
// Reset     (RST, pin 1) connected to PA7
// Data/Command (D/C, pin 3) connected to PA6
// SSI0Tx    (DN, pin 4) connected to PA5
// SSI0Clk   (SCLK, pin 5) connected to PA2
// back light (LED, pin 7) not connected, consists of 4 white LEDs which draw ~80mA total

#include "Nokia5110.h"

#define DC          (*((volatile unsigned long *)0x40004100))
#define DC_COMMAND  0
#define DC_DATA     0x40
#define RESET       (*((volatile unsigned long *)0x40004200))
#define RESET_LOW   0
#define RESET_HIGH  0x80
#define GPIO_PORTA_DIR_R   (*((volatile unsigned long *)0x40004400))
#define GPIO_PORTA_AFSEL_R  (*((volatile unsigned long *)0x40004420))
#define GPIO_PORTA_DEN_R    (*((volatile unsigned long *)0x4000451C))
#define GPIO_PORTA_AMSEL_R  (*((volatile unsigned long *)0x40004528))
#define GPIO_PORTA_PCTL_R   (*((volatile unsigned long *)0x4000452C))
#define SSI0_CR0_R          (*((volatile unsigned long *)0x40008000))
#define SSI0_CR1_R          (*((volatile unsigned long *)0x40008004))
#define SSI0_DR_R           (*((volatile unsigned long *)0x40008008))
#define SSI0_SR_R           (*((volatile unsigned long *)0x4000800C))
#define SSI0_CPSR_R         (*((volatile unsigned long *)0x40008010))
#define SSI0_CC_R           (*((volatile unsigned long *)0x40008FC8))
#define SSI_CR0_SCR_M       0x0000FF00 // SSI Serial Clock Rate
#define SSI_CR0_SPH         0x00000080 // SSI Serial Clock Phase
#define SSI_CR0_SPO         0x00000040 // SSI Serial Clock Polarity

```

```

#define SSI_CR0_FRF_M      0x00000030 // SSI Frame Format Select
#define SSI_CR0_FRF_MOTO  0x00000000 // Freescale SPI Frame Format
#define SSI_CR0_DSS_M     0x0000000F // SSI Data Size Select
#define SSI_CR0_DSS_8     0x00000007 // 8-bit data
#define SSI_CR1_MS        0x00000004 // SSI Master/Slave Select
#define SSI_CR1_SSE       0x00000002 // SSI Synchronous Serial Port
                                // Enable
#define SSI_SR_BSY        0x00000010 // SSI Busy Bit
#define SSI_SR_TNF        0x00000002 // SSI Transmit FIFO Not Full
#define SSI_CPSR_CPSDVS_M 0x000000FF // SSI Clock Prescale Divisor
#define SSI_CC_CS_M       0x0000000F // SSI Baud Clock Source
#define SSI_CC_CS_SYSPLL  0x00000000 // Either the system clock (if the
                                // PLL bypass is in effect) or the
                                // PLL output (default)
#define SYSCTL_RCGC1_R    (*((volatile unsigned long *)0x400FE104))
#define SYSCTL_RCGC2_R    (*((volatile unsigned long *)0x400FE108))
#define SYSCTL_RCGC1_SSI0 0x00000010 // SSI0 Clock Gating Control
#define SYSCTL_RCGC2_GPIOA 0x00000001 // port A Clock Gating Control

enum typeOfWrite{
    COMMAND,          // the transmission is an LCD command
    DATA             // the transmission is data
};
// The Data/Command pin must be valid when the eighth bit is
// sent. The SSI module has hardware input and output FIFOs
// that are 8 locations deep. Based on the observation that
// the LCD interface tends to send a few commands and then a
// lot of data, the FIFOs are not used when writing
// commands, and they are used when writing data. This
// ensures that the Data/Command pin status matches the byte
// that is actually being transmitted.
// The write command operation waits until all data has been
// sent, configures the Data/Command pin for commands, sends
// the command, and then waits for the transmission to
// finish.
// The write data operation waits until there is room in the
// transmit FIFO, configures the Data/Command pin for data,
// and then adds the data to the transmit FIFO.

// This is a helper function that sends an 8-bit message to the LCD.
// inputs: type  COMMAND or DATA
//        message 8-bit code to transmit
// outputs: none
// assumes: SSI0 and port A have already been initialized and enabled
void static lcdwrite(enum typeOfWrite type, char message){
    if(type == COMMAND){
        // wait until SSI0 not busy/transmit FIFO empty
        while((SSI0_SR_R&SSI_SR_BSY)==SSI_SR_BSY){};
        DC = DC_COMMAND;
        SSI0_DR_R = message;          // command out
        // wait until SSI0 not busy/transmit FIFO empty
        while((SSI0_SR_R&SSI_SR_BSY)==SSI_SR_BSY){};
    } else{
        while((SSI0_SR_R&SSI_SR_TNF)==0){}; // wait until transmit FIFO not full
        DC = DC_DATA;
        SSI0_DR_R = message;          // data out
    }
}

```

```

}
}

//*****Nokia5110_Init*****
// Initialize Nokia 5110 48x84 LCD by sending the proper
// commands to the PCD8544 driver. One new feature of the
// LM4F120 is that its SSIs can get their baud clock from
// either the system clock or from the 16 MHz precision
// internal oscillator. If the system clock is faster than
// 50 MHz, the SSI baud clock will be faster than the 4 MHz
// maximum of the Nokia 5110.
// inputs: none
// outputs: none
// assumes: system clock rate of 50 MHz or less
void Nokia5110_Init(void){
    volatile unsigned long delay;
    SYSCTL_RCGC1_R |= SYSCTL_RCGC1_SSI0; // activate SSI0
    SYSCTL_RCGC2_R |= SYSCTL_RCGC2_GPIOA; // activate port A
    delay = SYSCTL_RCGC2_R; // allow time to finish activating
    GPIO_PORTA_DIR_R |= 0xC0; // make PA6,7 out
    GPIO_PORTA_AFSEL_R |= 0x2C; // enable alt funct on PA2,3,5
    GPIO_PORTA_AFSEL_R &= ~0xC0; // disable alt funct on PA6,7
    GPIO_PORTA_DEN_R |= 0xEC; // enable digital I/O on PA2,3,5,6,7
    // configure PA2,3,5 as SSI
    GPIO_PORTA_PCTL_R = (GPIO_PORTA_PCTL_R&0xFF0F00FF)+0x00202200;
    // configure PA6,7 as GPIO
    GPIO_PORTA_PCTL_R = (GPIO_PORTA_PCTL_R&0x00FFFFFF)+0x00000000;
    GPIO_PORTA_AMSEL_R &= ~0xEC; // disable analog functionality on PA2,3,5,6,7
    SSI0_CR1_R &= ~SSI_CR1_SSE; // disable SSI
    SSI0_CR1_R &= ~SSI_CR1_MS; // master mode
    // configure for system clock/PLL baud clock source
    SSI0_CC_R = (SSI0_CC_R&~SSI_CC_CS_M)+SSI_CC_CS_SYSPLL;
    // clock divider for 3.125 MHz SSIClk (50 MHz PIOSC/16)
    SSI0_CPSR_R = (SSI0_CPSR_R&~SSI_CPSR_CPSDVSR_M)+16;
    SSI0_CR0_R &= ~(SSI_CR0_SCR_M | // SCR = 0 (3.125 Mbps data rate)
    SSI_CR0_SPH | // SPH = 0
    SSI_CR0_SPO); // SPO = 0
    // FRF = Freescale format
    SSI0_CR0_R = (SSI0_CR0_R&~SSI_CR0_FRF_M)+SSI_CR0_FRF_MOTO;
    // DSS = 8-bit data
    SSI0_CR0_R = (SSI0_CR0_R&~SSI_CR0_DSS_M)+SSI_CR0_DSS_8;
    SSI0_CR1_R |= SSI_CR1_SSE; // enable SSI

    RESET = RESET_LOW; // reset the LCD to a known state
    for(delay=0; delay<10; delay=delay+1); // delay minimum 100 ns
    RESET = RESET_HIGH; // negative logic

    lcdwrite(COMMAND, 0x21); // chip active; horizontal addressing mode (V = 0); use extended instruction
    set (H = 1)
    // set LCD Vop (contrast), which may require some tweaking:
    lcdwrite(COMMAND, CONTRAST); // try 0xB1 (for 3.3V red SparkFun), 0xB8 (for 3.3V blue SparkFun),
    0xBF if your display is too dark, or 0x80 to 0xFF if experimenting
    lcdwrite(COMMAND, 0x04); // set temp coefficient
    lcdwrite(COMMAND, 0x14); // LCD bias mode 1:48: try 0x13 or 0x14

    lcdwrite(COMMAND, 0x20); // we must send 0x20 before modifying the display control mode

```

```

    lcdwrite(COMMAND, 0x0C);          // set display control to normal mode: 0x0D for inverse
}

//*****Nokia5110_OutChar*****
// Print a character to the Nokia 5110 48x84 LCD. The
// character will be printed at the current cursor position,
// the cursor will automatically be updated, and it will
// wrap to the next row or back to the top if necessary.
// One blank column of pixels will be printed on either side
// of the character for readability. Since characters are 8
// pixels tall and 5 pixels wide, 12 characters fit per row,
// and there are six rows.
// inputs: data character to print
// outputs: none
// assumes: LCD is in default horizontal addressing mode (V = 0)
void Nokia5110_OutChar(unsigned char data){
    int i;
    lcdwrite(DATA, 0x00);          // blank vertical line padding
    for(i=0; i<5; i=i+1){
        lcdwrite(DATA, ASCII[data - 0x20][i]);
    }
    lcdwrite(DATA, 0x00);          // blank vertical line padding
}

//*****Nokia5110_OutString*****
// Print a string of characters to the Nokia 5110 48x84 LCD.
// The string will automatically wrap, so padding spaces may
// be needed to make the output look optimal.
// inputs: ptr pointer to NULL-terminated ASCII string
// outputs: none
// assumes: LCD is in default horizontal addressing mode (V = 0)
void Nokia5110_OutString(char *ptr){
    while(*ptr){
        Nokia5110_OutChar((unsigned char)*ptr);
        ptr = ptr + 1;
    }
}

//*****Nokia5110_OutUDec*****
// Output a 16-bit number in unsigned decimal format with a
// fixed size of five right-justified digits of output.
// Inputs: n 16-bit unsigned number
// Outputs: none
// assumes: LCD is in default horizontal addressing mode (V = 0)
void Nokia5110_OutUDec(unsigned short n){
    if(n < 10){
        Nokia5110_OutString(" ");
        Nokia5110_OutChar(n+'0'); /* n is between 0 and 9 */
    } else if(n<100){
        Nokia5110_OutString(" ");
        Nokia5110_OutChar(n/10+'0'); /* tens digit */
        Nokia5110_OutChar(n%10+'0'); /* ones digit */
    } else if(n<1000){
        Nokia5110_OutString(" ");
        Nokia5110_OutChar(n/100+'0'); /* hundreds digit */
        n = n%100;
    }
}

```

```

    Nokia5110_OutChar(n/10+'0'); /* tens digit */
    Nokia5110_OutChar(n%10+'0'); /* ones digit */
}
else {
    Nokia5110_OutChar(n/1000+'0'); /* thousands digit */
    n = n%1000;
    Nokia5110_OutChar(n/100+'0'); /* hundreds digit */
    n = n%100;
    Nokia5110_OutChar(n/10+'0'); /* tens digit */
    Nokia5110_OutChar(n%10+'0'); /* ones digit */
}
}

//*****Nokia5110_SetCursor*****
// Move the cursor to the desired X- and Y-position. The
// next character will be printed here. X=0 is the leftmost
// column. Y=0 is the top row.
// inputs: newX new X-position of the cursor (0<=newX<=11)
//        newY new Y-position of the cursor (0<=newY<=5)
// outputs: none
void Nokia5110_SetCursor(unsigned char newX, unsigned char newY){
    if((newX > 11) || (newY > 5)){ // bad input
        return; // do nothing
    }
    // multiply newX by 7 because each character is 7 columns wide
    lcdwrite(COMMAND, 0x80|(newX*7)); // setting bit 7 updates X-position
    lcdwrite(COMMAND, 0x40|newY); // setting bit 6 updates Y-position
}

//*****Nokia5110_Clear*****
// Clear the LCD by writing zeros to the entire screen and
// reset the cursor to (0,0) (top left corner of screen).
// inputs: none
// outputs: none
void Nokia5110_Clear(void){
    int i;
    for(i=0; i<(MAX_X*MAX_Y/8); i=i+1){
        lcdwrite(DATA, 0x00);
    }
    Nokia5110_SetCursor(0, 0);
}

//*****Nokia5110_DrawFullImage*****
// Fill the whole screen by drawing a 48x84 bitmap image.
// inputs: ptr pointer to 504 byte bitmap
// outputs: none
// assumes: LCD is in default horizontal addressing mode (V = 0)
void Nokia5110_DrawFullImage(const char *ptr){
    int i;
    Nokia5110_SetCursor(0, 0);
    for(i=0; i<(MAX_X*MAX_Y/8); i=i+1){
        lcdwrite(DATA, ptr[i]);
    }
}
}
// ADC.c
// Software functions to configure the ADC.

```



```

#include "ADC.h"

#define SYSCTL_RCGC0_R      *((volatile unsigned long *)0x400FE100)
#define SYSCTL_RCGC2_R      *((volatile unsigned long *)0x400FE108)
#define GPIO_PORTE_DIR_R    *((volatile unsigned long *)0x40024400)
#define GPIO_PORTE_AFSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40024420)
#define GPIO_PORTE_DEN_R    *((volatile unsigned long *)0x4002451C)
#define GPIO_PORTE_AMSEL_R  *((volatile unsigned long *)0x40024528)
#define ADC0_SSPRI_R        *((volatile unsigned long *)0x40038020)
#define ADC0_ACTSS_R        *((volatile unsigned long *)0x40038000)
#define ADC0_EMUX_R         *((volatile unsigned long *)0x40038014)
#define ADC0_SSMUX0_R       *((volatile unsigned long *)0x40038040)
#define ADC0_SSCTL0_R       *((volatile unsigned long *)0x40038044)
#define ADC0_SAC_R          *((volatile unsigned long *)0x40038030)
#define ADC0_PSSI_R         *((volatile unsigned long *)0x40038028)
#define ADC0_RIS_R          *((volatile unsigned long *)0x40038004)
#define ADC0_SSFIFO0_R      *((volatile unsigned long *)0x40038048)
#define ADC0_ISC_R          *((volatile unsigned long *)0x4003800C)

volatile unsigned long ADCvalue = 0;
volatile unsigned long ADCvalue2 = 1;
volatile unsigned long ADCvalue3 = 1;

void ADC0_Init(void){
    volatile unsigned long delay;
    SYSCTL_RCGC2_R |= 0x00000010; // 1) activate clock for Port E
    delay = SYSCTL_RCGC2_R;      // allow time for clock to stabilize
    GPIO_PORTE_DIR_R &= ~0x07;   // 2) make PE2, PE1, PE0 input
    GPIO_PORTE_AFSEL_R |= 0x07;  // 3) enable alternate function on PE2, PE1, PE0
    GPIO_PORTE_DEN_R &= ~0x07;   // 4) disable digital I/O on PE2, PE1, PE0
    GPIO_PORTE_AMSEL_R |= 0x07;  // 5) enable analog function on PE2, PE1, PE0
    SYSCTL_RCGC0_R |= 0x00010000; // 6) activate ADC0
    delay = SYSCTL_RCGC2_R;
    SYSCTL_RCGC0_R &= ~0x00000300; // 7) configure for 125K
    ADC0_SSPRI_R = 0x3210;       // 8) Sequencer 0 is highest priority
        //ADC0_SAC_R = 0x6;           // 64x oversampling
    ADC0_ACTSS_R &= ~0x0001;     // 9) disable sample sequencer
    ADC0_EMUX_R &= ~0x000F;      // 10) seq0 is software trigger
    ADC0_SSMUX0_R = (ADC0_SSMUX0_R&0xFFFFF000)+0x321; // 11) channel Ain1 (PE2), Ain 2 (PE1), Ain3
    (PE0)
    ADC0_SSCTL0_R = 0x3000;      // 12) no TSx Dx, yes IE2 END2
    ADC0_ACTSS_R |= 0x0001;     // 13) enable sample sequencer
}

void ADC0_Get(void){
    ADC0_PSSI_R = 0x0001;       // 1) initiate SS0
    while((ADC0_RIS_R&0x01)==1){}; // 2) wait for conversion done
        ADCvalue = ADC0_SSFIFO0_R&0xFFF; // 3) read result PE2
        ADCvalue2 = ADC0_SSFIFO0_R&0xFFF; // read result PE1
        ADCvalue3 = ADC0_SSFIFO0_R&0xFFF; // read result PE0
    ADC0_ISC_R = 0x0001;       // 4) acknowledge completion SS0
}
// UART.c
// Simple device driver for the UART.

```

```

// U0Rx (VCP receive) connected to PA0
// U0Tx (VCP transmit) connected to PA1

#include "UART.h"

#define GPIO_PORTA_AFSEL_R    *((volatile unsigned long *)0x40004420)
#define GPIO_PORTA_DEN_R     *((volatile unsigned long *)0x4000451C)
#define GPIO_PORTA_AMSEL_R   *((volatile unsigned long *)0x40004528)
#define GPIO_PORTA_PCTL_R    *((volatile unsigned long *)0x4000452C)
#define UART0_DR_R          *((volatile unsigned long *)0x4000C000)
#define UART0_FR_R          *((volatile unsigned long *)0x4000C018)
#define UART0_IBRD_R        *((volatile unsigned long *)0x4000C024)
#define UART0_FBRD_R        *((volatile unsigned long *)0x4000C028)
#define UART0_LCRH_R        *((volatile unsigned long *)0x4000C02C)
#define UART0_CTL_R         *((volatile unsigned long *)0x4000C030)
#define UART_FR_TXFF        0x00000020 // UART Transmit FIFO Full
#define UART_FR_RXFE        0x00000010 // UART Receive FIFO Empty
#define UART_LCRH_WLEN_8    0x00000060 // 8 bit word length
#define UART_LCRH_FEN        0x00000010 // UART Enable FIFOs
#define UART_CTL_UARTEN     0x00000001 // UART Enable
#define SYSCTL_RCGC1_R      *((volatile unsigned long *)0x400FE104)
#define SYSCTL_RCGC2_R      *((volatile unsigned long *)0x400FE108)
#define SYSCTL_RCGC1_UART0  0x00000001 // UART0 Clock Gating Control
#define SYSCTL_RCGC2_GPIOA  0x00000001 // port A Clock Gating Control

//-----UART_Init-----
// Initialize the UART for 115,200 baud rate (assuming 80 MHz UART clock),
// 8 bit word length, no parity bits, one stop bit, FIFOs enabled
// Input: none
// Output: none
void UART_Init(void){
    SYSCTL_RCGC1_R |= SYSCTL_RCGC1_UART0; // activate UART0
    SYSCTL_RCGC2_R |= SYSCTL_RCGC2_GPIOA; // activate port A
    UART0_CTL_R &= ~UART_CTL_UARTEN; // disable UART
    UART0_IBRD_R = 27; // IBRD = int(80,000,000 / (16 * 115,200)) = int(43.4028)
    UART0_FBRD_R = 8; // FBRD = int(0.4028 * 64 + 0.5) = 26
    // 8 bit word length (no parity bits, one stop bit, FIFOs)
    UART0_LCRH_R = (UART_LCRH_WLEN_8|UART_LCRH_FEN);
    UART0_CTL_R |= UART_CTL_UARTEN; // enable UART
    GPIO_PORTA_AFSEL_R |= 0x03; // enable alt funct on PA1-0
    GPIO_PORTA_DEN_R |= 0x03; // enable digital I/O on PA1-0
    // configure PA1-0 as UART
    GPIO_PORTA_PCTL_R = (GPIO_PORTA_PCTL_R&0xFFFFF00)+0x00000011;
    GPIO_PORTA_AMSEL_R &= ~0x03; // disable analog functionality on PA
}

void OutCRLF(void){
    UART_OutChar(CR);
    UART_OutChar(LF);
}

//-----UART_InChar-----
// Wait for new serial port input
// Input: none
// Output: ASCII code for key typed
unsigned char UART_InChar(void){

```

```

while((UART0_FR_R&UART_FR_RXFE) != 0);
return((unsigned char)(UART0_DR_R&0xFF));
}
//-----UART_OutChar-----
// Output 8-bit to serial port
// Input: letter is an 8-bit ASCII character to be transferred
// Output: none
void UART_OutChar(unsigned char data){
    while((UART0_FR_R&UART_FR_TXFF) != 0);
    UART0_DR_R = data;
}

//-----UART_OutString-----
// Output String (NULL termination)
// Input: pointer to a NULL-terminated string to be transferred
// Output: none
void UART_OutString(char *pt){
    while(*pt){
        UART_OutChar(*pt);
        pt++;
    }
}

//-----UART_InUDec-----
// InUDec accepts ASCII input in unsigned decimal format
// and converts to a 32-bit unsigned number
// valid range is 0 to 4294967295 (2^32-1)
// Input: none
// Output: 32-bit unsigned number
// If you enter a number above 4294967295, it will return an incorrect value
// Backspace will remove last digit typed
unsigned long UART_InUDec(void){
    unsigned long number=0, length=0;
    char character;
    character = UART_InChar();
    while(character != CR){ // accepts until <enter> is typed
// The next line checks that the input is a digit, 0-9.
// If the character is not 0-9, it is ignored and not echoed
        if((character>='0') && (character<='9')) {
            number = 10*number+(character-'0'); // this line overflows if above 4294967295
            length++;
            UART_OutChar(character);
        }
// If the input is a backspace, then the return number is
// changed and a backspace is outputted to the screen
        else if((character=='BS') && length){
            number /= 10;
            length--;
            UART_OutChar(character);
        }
        character = UART_InChar();
    }
    return number;
}

```

```

//-----UART_OutUDec-----
// Output a 32-bit number in unsigned decimal format
// Input: 32-bit number to be transferred
// Output: none
// Variable format 1-10 digits with no space before or after
void UART_OutUDec(unsigned long n){
// This function uses recursion to convert decimal number
// of unspecified length as an ASCII string
  if(n >= 10){
    UART_OutUDec(n/10);
    n = n%10;
  }
  UART_OutChar(n+'0'); /* n is between 0 and 9 */
}

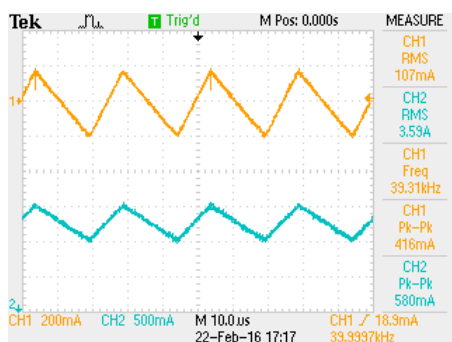
//-----UART_InUHex-----
// Accepts ASCII input in unsigned hexadecimal (base 16) format
// Input: none
// Output: 32-bit unsigned number
// No '$' or '0x' need be entered, just the 1 to 8 hex digits
// It will convert lower case a-f to uppercase A-F
// and converts to a 16 bit unsigned number
// value range is 0 to FFFFFFFF
// If you enter a number above FFFFFFFF, it will return an incorrect value
// Backspace will remove last digit typed
unsigned long UART_InUHex(void){
unsigned long number=0, digit, length=0;
char character;
  character = UART_InChar();
  while(character != CR){
    digit = 0x10; // assume bad
    if((character>='0') && (character<='9')){
      digit = character-'0';
    }
    else if((character>='A') && (character<='F')){
      digit = (character-'A')+0xA;
    }
    else if((character>='a') && (character<='f')){
      digit = (character-'a')+0xA;
    }
    // If the character is not 0-9 or A-F, it is ignored and not echoed
    if(digit <= 0xF){
      number = number*0x10+digit;
      length++;
      UART_OutChar(character);
    }
    // Backspace outputted and return value changed if a backspace is inputted
    else if((character==BS) && length){
      number /= 0x10;
      length--;
      UART_OutChar(character);
    }
    character = UART_InChar();
  }
  return number;
}

```

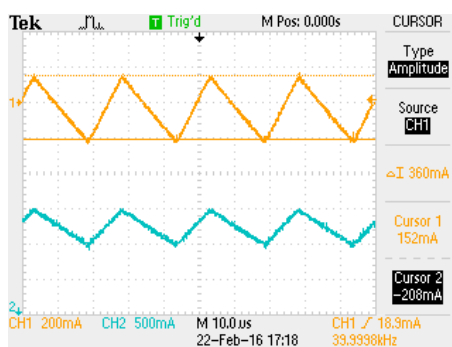
```
//-----UART_OutUHex-----
// Output a 32-bit number in unsigned hexadecimal format
// Input: 32-bit number to be transferred
// Output: none
// Variable format 1 to 8 digits with no space before or after
void UART_OutUHex(unsigned long number){
// This function uses recursion to convert the number of
// unspecified length as an ASCII string
if(number >= 0x10){
    UART_OutUHex(number/0x10);
    UART_OutUHex(number%0x10);
}
else{
    if(number < 0xA){
        UART_OutChar(number+'0');
    }
    else{
        UART_OutChar((number-0x0A)+'A');
    }
}
}
}
```

```
//-----UART_InString-----
// Accepts ASCII characters from the serial port
// and adds them to a string until <enter> is typed
// or until max length of the string is reached.
// It echoes each character as it is inputted.
// If a backspace is inputted, the string is modified
// and the backspace is echoed
// terminates the string with a null character
// uses busy-waiting synchronization on RDRF
// Input: pointer to empty buffer, size of buffer
// Output: Null terminated string
// -- Modified by Agustinus Darmawan + Mingjie Qiu --
void UART_InString(char *bufPt, unsigned short max) {
int length=0;
char character;
character = UART_InChar();
while(character != CR){
    if(character == BS){
        if(length){
            bufPt--;
            length--;
            UART_OutChar(BS);
        }
    }
    else if(length < max){
        *bufPt = character;
        bufPt++;
        length++;
        UART_OutChar(character);
    }
    character = UART_InChar();
}
*bufPt = 0;}
}
```

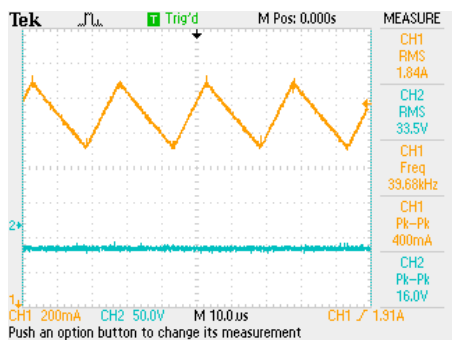
APÊNDICE C – Curvas do conversor *Cúk* em malha aberta



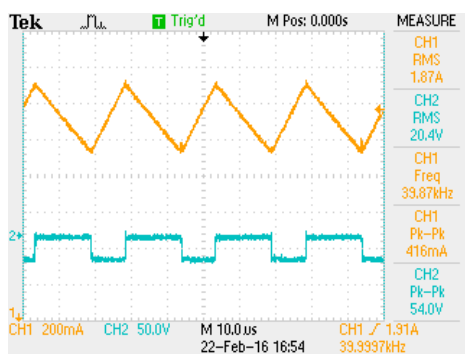
Correntes nos indutores de entrada e de saída (amarelo e azul, respectivamente) funcionamento com saída em 12V.



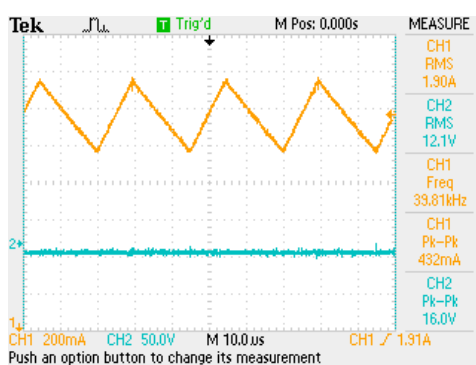
Ondulação na corrente de entrada (curva em amarelo) funcionamento com saída em 12V



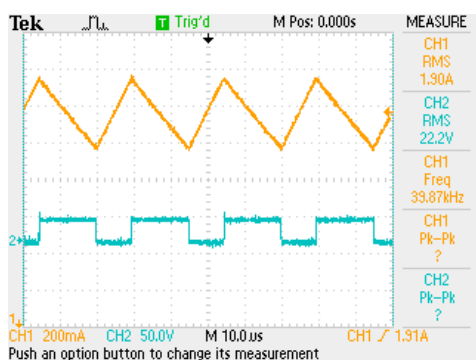
Corrente no indutor de entrada e tensão no capacitor de entrada (amarelo e azul respectivamente) funcionamento com saída em 12V.



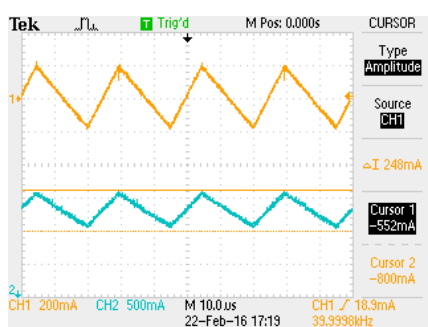
Corrente no indutor de entrada e tensão no diodo (amarelo e azul respectivamente) com funcionamento em 12V.



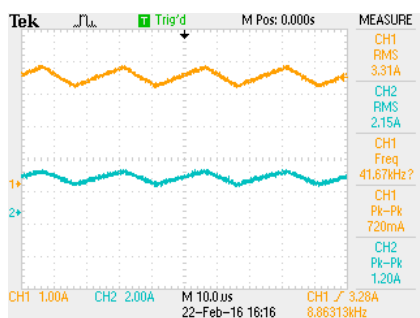
Corrente no indutor de entrada e tensão de saída (amarelo e azul respectivamente).



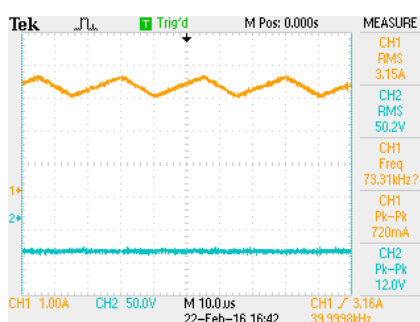
Corrente no indutor de entrada e tensão na chave S ((amarelo e azul respectivamente), com funcionamento em 12V.



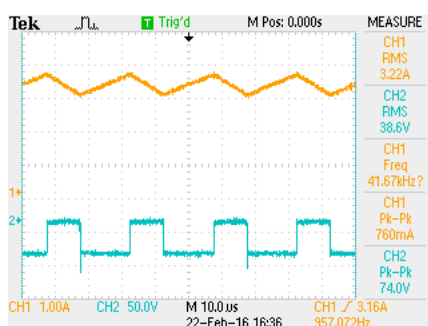
Ondulação da corrente no indutor de saída (curva em azul), com conversor funcionando em 12V de saída.



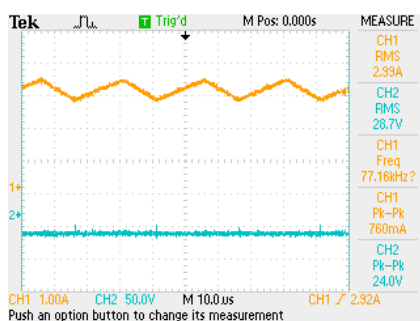
Correntes nos indutores de entrada e de saída (amarelo e azul, respectivamente) funcionamento com saída em 28V.



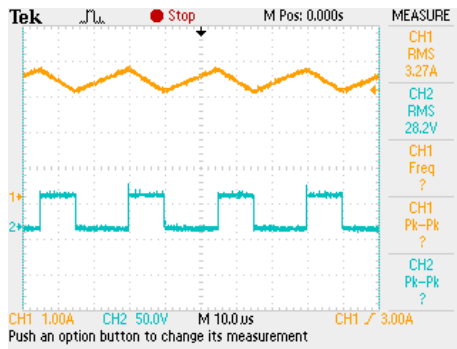
Corrente no indutor de entrada e tensão no capacitor de entrada (amarelo e azul, respectivamente) funcionamento com saída em 28V.



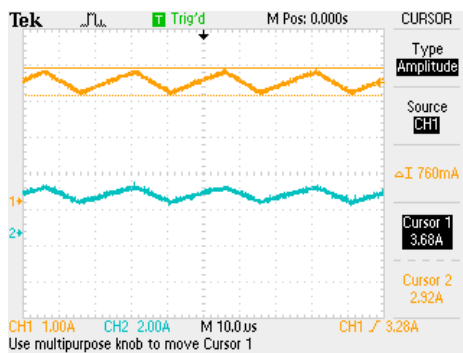
Corrente no indutor de entrada e tensão no diodo (D) (amarelo e azul, respectivamente) funcionamento com saída em 28V.



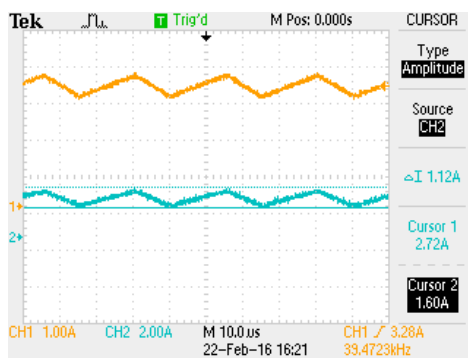
Corrente no indutor de entrada e tensão de saída (amarelo e azul, respectivamente)



Corrente no indutor de entrada e tensão na chave S (amarelo e azul, respectivamente) funcionamento em 28V



Ondulação na corrente do indutor de entrada (curva em amarelo), funcionamento em 28V



Ondulação na corrente do indutor de saída (curva em azul), funcionamento em 28V.