

ITAMAR SANTINI

CARREGADOR INTELIGENTE PARA
BATERIAS DE LÍTIO POLÍMERO

São Carlos
2013

ITAMAR SANTINI

**CARREGADOR INTELIGENTE PARA
BATERIAS DE LÍTIO POLÍMERO**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola de Engenharia de São
Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Eletrônica

ORIENTADOR: Professor Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos
2013

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

S235c Santini, Itamar
Carregador Inteligente Para Baterias de Lítio
Polímero / Itamar Santini; orientador José Roberto
Boffino de Almeida Monteiro. São Carlos, 2013.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.

1. Carregador. 2. Bateria. 3. Lítio Polímero. 4.
Sistemas embarcados. 5. Eletrônica. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Itamar Santini

Título: "Carregador inteligente para baterias de lítio polímero"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 19/11/2013,

com NOTA 9,5 (nove, cinco), pela Comissão Julgadora:

*Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - (Orientador -
SEL/EESC/USP)*

*Mestre Marcel Jacon Cezare - (Instituto Federal de São Paulo, IFSP -
Campus Hortolândia)*

Prof. Dr. Marcelo Suetake - (UFSCar)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais,
Nivaldo Aparecido Santini e Suely Ap. Permonian Santini.

Agradecimentos

Aos meus pais, por todo o apoio dado em todas as minhas escolhas, não só no período de graduação, mas em toda a minha vida.

Aos meus colegas de graduação, uma turma excelente e que com certeza deixará saudades, seja pelos momentos de dificuldades superados juntos ou mesmo pelas empreitadas e projetos realizados durante estes cinco anos.

A todo pessoal do laboratório de eletrônica de potência, pelas dicas, sugestões e orientações dadas durante a realização deste projeto.

Ao professor Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro pela excelente orientação neste e também em outros trabalhos, sempre colaborando para o bom desenvolvimento dos trabalhos acadêmicos.

À minha namorada, Rafaela, por todo apoio, carinho e compreensão durante as jornadas despendidas com os estudos da graduação.

Sumário

Agradecimentos	I
Sumário	III
Lista de Figuras	V
Tabelas.....	VII
Lista de Siglas	IX
Resumo	XI
Abstract	XIII
1 - Introdução	1
1.1 - Visão Geral dos Conversores CC-CC.....	1
1.2- Baterias de LiPo.....	3
1.3 - Motivação Para o Desenvolvimento deste Trabalho.....	5
2 – Proposta e Objetivo	7
3 – Revisão Bibliográfica	8
4 – Projeto do carregador	9
4.1 – Topologia <i>Push-Pull</i>	10
4.2 - Circuito implementado.....	14
4.3 – Equacionamento global do conversor.....	15
4.3.1 - Cálculos das solicitações sobre os componentes	17
4.3.2 - Projeto dos Magnéticos	19
4.3.3 - Cálculo das bitolas dos fios.....	21
4.4 - Modelagem do conversor	22
4.5 - Especificações de projeto.....	26
4.6 - Modelagem do Conversor	31
4.7 - Filtragem na entrada do carregador	33
4.8 - O controle em modo de corrente	34
4.9 - Subcircuitos e Componentes Importantes do Carregador	35
4.9.1 - UC3825	35
4.9.2 - Sensoriamento da Corrente na Saída do Conversor.....	36
4.9.3 - Circuito amplificador	39
4.9.4 - Circuito Subtrator.....	39
4.10 - Conversor Completo em Malha Fechada	40
4.10.1 - Controlador.....	40
14.11 - Circuito de gerenciamento microcontrolado do carregador.....	43

4.12 - Sinal de Referência da Malha de Controle	44
4.13 – Coleta do Valor de Tensão da Bateria	46
4.14 - Programa de Gerenciamento do Carregador.....	47
4.15 - O protocolo de comunicação RS485	51
5 - Testes e Resultados	53
5.1 - Discussão dos resultados.....	57
6 - Conclusão.....	58
7 - Referências Bibliográficas.....	60
Apêndice A	62
A.1 – Estudo das Topologias de Conversores DC-DC Chaveados.....	62
A.1.1 - Topologia <i>Buck</i>	63
A.1.2 - Topologia <i>Boost</i>	65
A.1.3 - <i>Buck-Boost</i>	68
A.1.4 - <i>Cúk</i>	70
A.1.5 - <i>Sepic</i>	72
A.1.6 - <i>Zeta</i>	73
A.1.7 - <i>Flyback (Buck-boost isolado)</i>	74
A.1.8 - <i>Forward (Buck isolado)</i>	75
A.1.9 <i>Half-Bridge, Full Bridge e Push-Pull</i>	76
Apêndice B	80

Lista de Figuras

Figura 1 - Curva de carga convencional para baterias de LiPo, retirado de [22]	4
Figura 2 - Exemplificação da aplicação do projeto	5
Figura 3 - 1ª Etapa de Operação, [18].....	12
Figura 4 - 2ª Etapa de Operação, [18].....	12
Figura 5 - 3ª Etapa de operação, [18]	13
Figura 6 - 4ª Etapa de operação, [18]	13
Figura 7 - Formas de ondas típicas do Conversor <i>Push-Pull</i> , [5]	14
Figura 8 - Topologia <i>Push-Pull</i> implementada	15
Figura 9 - Simplificação do Conversor <i>Push-Pull</i>	23
Figura 10 - Circuito equivalente considerando a RSE	25
Figura 11 - Resposta do Conversor em malha aberta.....	32
Figura 12 - Lugar de raízes da planta	33
Figura 13 – Filtro na entrada do carregador.....	34
Figura 14 - Diagrama funcional do componente UC-3825, [11].....	35
Figura 15 - Esquemático das ligações básicas feitas no UC-3825.....	36
Figura 16 - Circuito de filtragem e pré-amplificação do sinal de corrente	37
Figura 17 - Resposta do circuito da figura 16.....	38
Figura 18 – Circuito amplificador de diferenças	38
Figura 19 - Circuito amplificador inversor.....	39
Figura 20 - Circuito subtrator	40
Figura 21 – Esquemático do Conversor em Malha Fechada.....	41
Figura 22 - Circuito Integrador	42
Figura 23 - Resposta em malha fechada	42
Figura 24 - Microcontrolador PIC 18F4550	43
Figura 25 – Filtro do Sinal de <i>PWM</i>	44
Figura 26 – Simulação do Filtro do <i>PWM</i> via LTSpice	45
Figura 27 - Filtragem do Sinal do <i>PWM</i>	46
Figura 28 - Sensoriamento Tensão da Bateria.....	46
Figura 29 – Conversor e Malha de Controle (Modo Corrente).....	47
Figura 30 - Fluxograma de operação do carregador	48
Figura 31 - Ciclo de carga retirado de [6].....	49
Figura 32 - Comportamento da Resistência Série Equivalente da Bateria em função do estágio de carga, figura retirada de [6].....	50
Figura 33 - Típica Rede RS485, retirada do datasheet da empresa Linear Technology.....	51
Figura 34 – Circuito do Carregador Implementado	52
Figura 35 - Dente de Serra gerada para fazer a comparação	53
Figura 36 - <i>PWM</i> na Saída do UC3525.....	54
Figura 37 - Sinal no Secundário do Transformador.....	54
Figura 38 - Sinal Retificado.....	55
Figura 39 - Sinal após o filtro	55
Figura 40 – Ciclo de Carga	56
Figura 41 - Conversor <i>Buck</i>	63
Figura 42 - Principais formas de onda do Conversor <i>Buck</i> , retirado de [1].....	64
Figura 43 - Conversor <i>Boost</i>	66

Figura 44 - Principais formas de onda do Conversor <i>Boost</i> , [1].....	67
Figura 45 - Conversor <i>Buck-Boost</i>	68
Figura 46 - Principais formas de ondas do Conversor <i>Buck-Boost</i> , [1].....	70
Figura 47 - Conversor <i>Cúk</i>	71
Figura 48 - Principais formas de onda do Conversor <i>Cúk</i> , [3]	71
Figura 49 - Conversor <i>Sepic</i>	73
Figura 50 - Conversor <i>Zeta</i>	74
Figura 51 - Conversor <i>Flyback</i>	74
Figura 52 - Conversor <i>Forward</i>	76
Figura 53 - Conversor <i>Half-Bridge</i>	77
Figura 54 - Exemplo do Capacitor em série com o primário.....	78
Figura 55 - Conversor <i>Full-Bridge</i>	78
Figura 56 - Variação da Impedância pela frequência de um FerriteBead tomado como exemplo, retirado do site da empresa Murata, 2013.	80
Figura 57 - Corrente na Carga - Malha aberta	81
Figura 58 - Corrente no Indutor.....	81
Figura 59 - Tensão na Carga	82
Figura 60 - Sinal na Saída do Transformador	82
Figura 61 - Tensão Retificada.....	83
Figura 62 - Sinal no Dreno do Mosfet.....	83
Figura 63 - Comando na Porta do Mosfet	84
Figura 64 - Teste do Protótipo.....	85
Figura 65 - Protótipo montado para testes	85
Figura 66 - Protótipo e Bateria de LiPo utilizados nos testes	86

Tabelas

Tabela 1 - Componentes utilizados.....	31
--	----

Lista de Siglas

CC - Corrente contínua

DC – *Direct current*

LiPo – Bateria de lítio-íon-polímero

3S – Bateria constituída por 3 células

1C – Capacidade da bateria

EMI – *Electromagnetic Interference*

RFI – *Radio Frequency Interference*

ESR – *Equivalent Series Resistance*

PCB – *Printed Circuit Board*

RSE – Resistência Série Equivalente do Capacitor

Resumo

O presente trabalho aborda o projeto e implementação de um carregador inteligente para baterias de lítio íon polímero para uso embarcado em veículos. São estudadas as principais topologias de conversores CC-CC abordadas na literatura de eletrônica de potência, junto aos circuitos de condicionamento de sinal e malha de controle, com base neste estudo o carregador será projetado. O carregador é inteligente pelo fato de contar com um microcontrolador capaz de receber ordens e decidir suas tarefas, fazendo com que este projeto consiga trabalhar em sistemas embarcados de forma integrada. Este trabalho pode ser integrado em veículos que necessitem carregar baterias de LiPo de forma autônoma e inteligente, a partir de uma outra fonte de energia CC.

Palavras-chave: Carregador, Bateria, Lítio-íon-polímero, Sistemas embarcados, Eletrônica.

Abstract

This paper presents the design and the implementation of a smart charger for lithium ion polymer batteries for embedded use in vehicles. The main topologies of DC-DC converters discussed in the literature of power electronics are studied, together with signal conditioning circuits and control loop, based on this study the charger will be implemented. The charger is intelligent by the fact of having a microcontroller capable of receiving orders and decide its tasks, making this project can work in embedded systems in an integrated manner. This work can be integrated into vehicles that need to charge LiPo batteries autonomously and intelligently from another DC energy source.

Keywords: Charger, Battery, Lithium Ion Polymer, Embedded Systems, Electronic.

1 - Introdução

1.1 - Visão Geral dos Conversores CC-CC

Os equipamentos elétricos e eletrônicos são constituídos por aglomerados de circuitos específicos que em conjunto desempenham um propósito bem definido. Estes circuitos são projetados para desempenhar uma dada função e contribuir para o perfeito funcionamento dos demais módulos. Muitas vezes estes módulos devem trabalhar com diferentes tensões de alimentação, dependendo das tecnologias envolvidas ou mesmo das necessidades do projetista e estes diversos níveis de tensão devem ser gerados na maioria das vezes a partir de uma dada tensão de alimentação. Quando se trabalha com tensões alternadas tem-se a facilidade de elevar ou abaixar um determinado nível de tensão por meio do uso de transformadores, porém o mesmo não é possível para tensões contínuas.

Partindo-se da lei de Faraday sabe-se que é necessário um fluxo magnético variável para gerar uma tensão induzida, portanto não é possível construir transformadores alimentados com níveis contínuos de tensão, já que o fluxo magnético no interior do núcleo do transformador crescerá, porém sem gerar uma tensão induzida quando em regime permanente. Desta forma, quando se faz necessário criar níveis de tensão CC partindo-se de uma fonte de energia com tensão CC apela-se para os conversores CC-CC. Os conversores CC-CC tornam-se então mais um módulo de um projeto.

Os conversores CC-CC chaveados são empregados em diversas aplicações, tais como: suprimento de energia para sistemas de potência, sistemas aeronáuticos, computadores, drivers de motores, equipamentos de telecomunicações e equipamentos em geral que necessitem de níveis de tensão contínua, estabilizada e controlada.

Neste presente trabalho utiliza-se um conversor CC-CC para adequar os níveis de tensão e corrente de um carregador para baterias de LiPo, de forma que alimentado com uma bateria de chumbo ácido de 12V, consiga adequar os níveis de tensão e corrente para carregar baterias de LiPo de 3S, de forma autônoma e inteligente, conforme será descrito no decorrer do trabalho.

Este trabalho é parte integrante de um projeto maior, o qual se trata de uma embarcação em escala reduzida que faz a coleta de amostras de água de forma autônoma. Um microprocessador central na embarcação citada irá gerenciar a carga das baterias e controlará o carregador. Dessa forma, o carregador contará com um microcontrolador para gerenciar suas atividades e trocar informações com o microprocessador central, tornando assim o carregador autônomo e capaz de tomar decisões. Como o carregador contará com um conversor CC-CC trabalhando em malha fechada e controlado por um microcontrolador capaz de trocar informações com o meio mediante um protocolo de comunicação RS485 é possível integrar este projeto em qualquer veículo que aceite este tipo de comunicação, de forma que o carregador poderá se tornar um módulo embarcado do veículo. Possibilitando assim o processo de carga de baterias de LiPo de forma autônoma e embarcada, ou seja, sem a necessidade de intervenção do homem no manuseio dos procedimentos de carga.

A bateria de lítio íon polímero é atualmente empregada em uma vasta gama de aparelhos eletrônicos portáteis, ou mesmo em veículos elétricos e é largamente utilizada em projetos que envolvem eletrônica embarcada. A explicação para o crescente uso dessa bateria advém das inúmeras vantagens proporcionadas, tais como: aceitar altas taxas de corrente no processo de carga, diminuindo assim o tempo de carregamento, possuir alta capacidade de descarga sem ser danificada, não possuir o efeito de memória de carga, além de ser uma bateria leve e compacta, com alta densidade de energia. Devendo-se atentar que o procedimento de carga deve ser mantido segundo, as especificações do fabricante, visto que um alto aquecimento do lítio pode dar início a um processo de combustão [21].

Devido às inúmeras vantagens citadas em relação às baterias de LiPo, existe atualmente no mercado uma vasta gama destas baterias, com as mais variadas formas de encapsulamento e capacidade de carga e descarga. Frente ao crescente uso desta tecnologia de bateria, os carregadores evoluíram de forma considerável, sendo possível encontrar no mercado carregadores extremamente simples com um conversor linear para carregar pequenas baterias, até sofisticados carregadores com alta capacidade de corrente com carga balanceada.

O presente trabalho tem o intuito de apresentar uma forma de carregar baterias de LiPo de forma autônoma para projetos embarcados , utilizando um conversor CC-CC chaveado e controlado em modo de corrente com monitoramento constante da tensão.

1.2- Baterias de LiPo

Por muitos anos, as baterias de níquel cádmio foram o principal meio de fornecimento de energia para equipamentos portáteis, evoluindo posteriormente para a tecnologia de níquel-metal-hidreto com maior capacidade de armazenamento, porém ambas as tecnologias citadas possuem um encapsulamento pesado e com um volume grande, apresentam memória de carga fazendo com que a vida útil da bateria fique dependente de como são realizados os procedimentos de carga e descarga, não aceitam altas taxas de carga, fazendo com que o tempo de carregamento seja elevado [21] e [25].

As baterias de lítio-polímero diferem dos outros sistemas de baterias no tipo de eletrólito usado, conforme abordado em [21]. O desenvolvimento de um eletrólito polimérico remete aos anos 70, onde foi desenvolvido um eletrólito polimérico sólido e seco, parecido com um filme plástico fino. Este filme permitia a troca iônica, substituindo o tradicional separador poroso que era embebido com algum tipo de eletrólito. Porém um polímero sólido apresenta uma baixa condutividade em temperatura ambiente, desta forma a bateria deveria ser aquecida em torno de 60°C para permitir o fluxo de corrente. Este problema fez este tipo de tecnologia não se materializar até meados de 2000, visto que a condutividade não poderia ser atendida em temperatura ambiente [25].

Uma bateria de lítio é composta de um cátodo de sais de manganês, fosfato ou cobalto e um ânodo de lítio, ambos separados por um eletrólito de sais de lítio. Durante sua operação, particulados de lítio começam a crescer a partir do ânodo. Assim que essas formações atingem o cátodo dá-se um curto-circuito e a bateria é inutilizada. A distância entre os dois elementos é muito pequena, normalmente cerca de 50 micra. Para evitar isso, faz-se uma separação com uma folha de polipropileno (polímero), resultando, porém em uma diminuição na capacidade de comunicação entre o eletrólito e o ânodo.

Para fazer as modernas baterias de lítio-polímero apresentar boa condutividade em temperatura ambiente foi necessário adicionar um gel eletrólito associado ao polímero. Todas as células de LiPo incorporam portanto um separador micro poroso no lugar do tradicional separador poroso. O termo correto para designar tal bateria é lítio íon polímero, para simplificar a designação é adotado a abreviação LiPo. A formação gel-polímero se torna um catalisador que aumenta a condutividade elétrica.

Visto a estrutura gel-polímero citada, a células de LiPo formam uma estrutura semelhante a uma folha flexível (lâmina polimérica), enquanto que o padrão de célula do tipo Li-íon necessita de uma estrutura rígida para manter os eletrodos pressionados. As células de LiPo utilizam uma estrutura de folhas laminadas que não necessitam de nenhuma forma de compressão. Este fato explica o motivo desta tecnologia de célula apresentar uma redução em torno de 20% do peso, quando comparada com as baterias de Li-íon tradicionais, além do fato de permitir uma adequação do formato físico de forma mais conveniente.

Além da utilização do filme polimérico com o gel eletrólito pode-se ainda perguntar: Qual a diferença entre uma bateria comum de Li-íon e uma Li-íon-polímero? A bateria de lítio polímero é semelhante à bateria de lítio-íon, ambas usam materiais idênticos nos cátodos e ânodos, contém uma quantidade similar de eletrólitos, porém os desempenhos

são diferentes. A bateria de lítio-polímero é a única em que o eletrólito micro poroso substitui o tradicional separador poroso. O gel eletrólito torna-se um catalisador que aumenta a condutividade elétrica, fazendo com que a bateria de LiPo ofereça uma densidade de energia levemente superior as tradicionais baterias de Li-íon, além de permitir encapsulamentos mais finos e leves. Porém o custo para a produção da bateria de LiPo aumenta em torno de 10 a 30% em relação as tradicionais baterias de Li-íon.

Atualmente as baterias de lítio são encontradas em praticamente todos os equipamentos eletrônicos portáteis, como fonte de energia para mover veículos elétricos ou mesmo para suprir a energia de projetos embarcados. Tais baterias possuem uma alta densidade de energia, possuem um encapsulamento relativamente compacto e leve, permitem cargas rápidas e não possuem efeitos de memória de carga, ou seja, as células podem ser carregadas ou descarregadas sem passar por um procedimento rígido, desde que se mantenham as condições normais de operação e não se ultrapasse nenhum limite.

A Figura 1, retirada de [22], apresenta um estágio convencional de carga para uma bateria de LiPo.

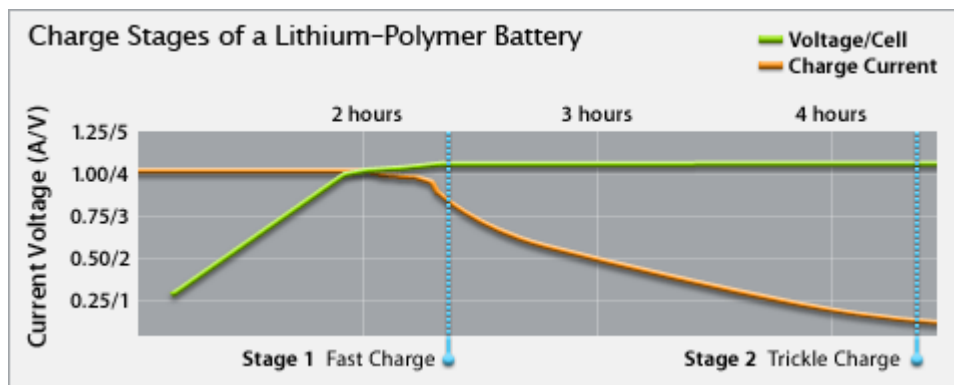


Figura 1 - Curva de carga convencional para baterias de LiPo, retirado de [22]

1.3 - Motivação Para o Desenvolvimento deste Trabalho

O presente trabalho será aplicado em um veículo que conta com uma bateria do tipo chumbo-ácido, com tensão nominal de 12V e com capacidade de 60 ampères-hora, para fornecer energia a seus módulos. Apesar desta bateria possuir uma grande capacidade de armazenamento de energia, ela não é capaz de fornecer uma alta corrente de descarga. Por este motivo, serão utilizadas baterias de LiPo nas aplicações onde envolvem altas correntes de descarga. Na aplicação específica deste trabalho as baterias de LiPo fornecem energia à dois motores brushless CC, cada um dos motores citados pode drenar uma corrente de até 60A, quando em máxima potência.

As baterias de LiPo conseguem fornecer altas correntes de descarga, no caso das baterias utilizadas neste projeto podem fornecer até 60C, porém não possuem uma alta capacidade de armazenamento (3000mAh, para as baterias utilizadas no veículo), desta forma para permitir uma boa autonomia de operação do veículo é necessário que tais baterias sejam recarregadas de forma autônoma quando necessário.

Este trabalho apresenta uma solução para a situação descrita, onde foi projetado um carregador com uma topologia de conversor CC-CC, de modo que tal carregador consegue interagir com o processador central que controla o veículo. O carregador é capaz de receber ordens de carga e também de fornecer informações do estágio de carga das baterias, tornando o processo de carga das baterias de LiPo inteligente e autônomo.

A Figura 2 mostra uma exemplificação da situação abordada nesta seção.

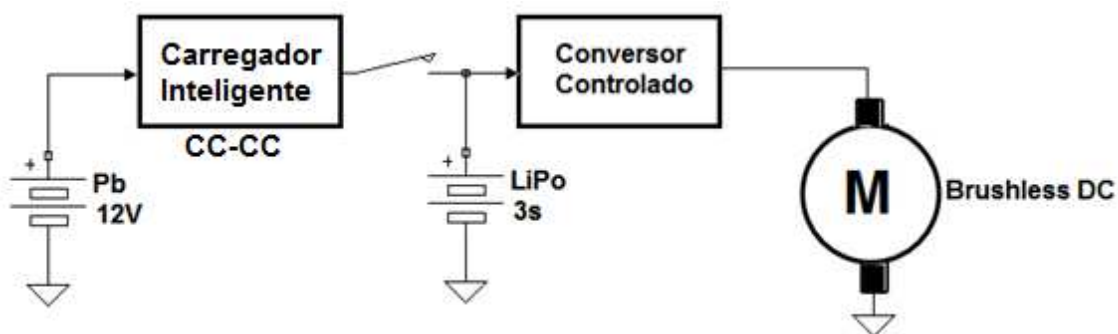


Figura 2 - Exemplificação da aplicação do projeto

Conforme pode ser visto na Figura 2, o carregador depende do fornecimento de energia de uma bateria do tipo chumbo-ácido. No projeto deste carregador deve-se levar em conta a variação do nível de tensão desta bateria, segundo seu estado de carga. Desta forma, o carregador deve apresentar uma boa rejeição às variações na tensão de alimentação, devendo, portanto ser capaz de trabalhar como elevador e abaixador de tensão.

Outra solução para conciliar o armazenamento de energia com a capacidade de fornecer altas correntes de descarga, seria utilizar um banco de baterias de LiPo. Para obter a mesma capacidade de carga da bateria de chumbo-ácido seria necessário agregar várias baterias de LiPo 3S em paralelo, ou realizar um projeto junto à uma empresa, para obter uma única bateria com esta capacidade, porém ambas soluções são inviáveis atualmente visto que as baterias de LiPo possuem um alto custo em relação às baterias de chumbo-ácido. No caso citado de agregar baterias de LiPo em paralelo ainda existe o inconveniente da necessidade de realizar um procedimento de carga balanceada de todas as células do banco.

2 – Proposta e Objetivo

A proposta deste trabalho é desenvolver um carregador inteligente e autônomo para baterias de LiPo, baseado em um conversor CC-CC, que seja capaz de ser integrado em veículos para realizar a carga de baterias de LiPo a partir de outras fontes de energia CC. Para isso, serão estudadas várias topologias de conversores CC-CC e dentre elas, será utilizada a mais adequada para o projeto.

O objetivo principal deste trabalho é projetar e implementar um carregador que possua as seguintes características:

- trabalhar com tensões de alimentação de 9 a 15V;
- comunicação RS485 com os módulos supervisores;
- supervisionar o estado das baterias;
- interromper ou iniciar o procedimento de carga dependendo da ordem recebida;
- não injetar ruídos ou perturbações no barramento CC de alimentação do carregador;
- controlar de forma segura as correntes e tensões que são fornecidas a bateria durante o procedimento de carga;

3 – Revisão Bibliográfica

O projeto do carregador inteligente para baterias de LiPo tem como referência algumas obras, sendo elas livros textos na área de eletrônica de potência, dissertações, teses e artigos. Os livros textos fornecem um bom conhecimento teórico sobre as topologias de conversores CC-CC analisadas. As dissertações, teses e artigos auxiliaram no conhecimento mais aprofundado sobre algumas topologias, sobre o comportamento e modelagem da bateria de LiPo, bem como mostraram os estudos e tecnologias que vem sendo desenvolvido nas área de conversores CC-CC, carregadores inteligentes e técnicas de carga para as baterias de LiPo.

Em [1] é feito um estudo dos conversores CC-CC convencionais, onde é apresentado o comportamento de tais conversores, suas formas de onda características e equacionamento geral para os casos de condução contínua e descontinua.

Os livros texto [2], [3], [4], foram fundamentais para o estudo da teoria das diferentes topologias de conversores CC-CC, tais livros se complementaram e contribuíram para o projeto do conversor implementado neste trabalho, tais obras deram suporte para o entendimento do funcionamento dos conversores analisados, bem como, auxiliaram nos equacionamentos utilizados neste trabalho.

Os artigos [6], [7] e [8] foram fundamentais para se tomar conhecimento dos estudos que estão sendo desenvolvidas na atualidade com as baterias de LiPo, tais artigos foram importantes no estudo do comportamento eletroquímico das baterias de LiPo. O artigo [8] apresenta um modelo do comportamento elétrico da bateria de LiPo, onde vários efeitos são levados em conta. Estes artigos contribuíram também para a criação do algoritmo do ciclo de carga da bateria de LiPo.

Os artigos [9] e [10] apresentam técnicas de controle para os conversores CC-CC, tais artigos foram importantes para a criação da malha de controle deste trabalho. O artigo [10] apresenta uma interessante comparação entre as diversas técnicas de controle conhecidas para conversores CC-CC.

O texto [12] é um trabalho que apresenta uma série de alternativas para o sensoriamento da corrente, além de abordar uma série de circuitos de condicionamento para o sinal de corrente coletado. Este material foi importante para a escolha do sensor de corrente utilizado no presente trabalho.

As dissertações [18] e [19] auxiliaram no projeto do conversor Push-Pull, visto que tais autores utilizaram esta topologia em seus projetos. Desta forma, muitas dúvidas de projeto foram sanadas com a consulta destas dissertações.

O livro [24] foi utilizado no projeto do transformador, algumas equações importantes para o projeto dos elementos magnéticos foram retiradas desta referência.

O site [21] e o livro [25] apresentam um conteúdo bastante abrangente sobre diferentes tipos de baterias, no caso específico das baterias de LiPo ambos apresentam explicações bastante elucidativas. Onde o livro [25] tem um foco maior no processo químico que envolve cada tipo de bateria.

4 – Projeto do carregador

Neste capítulo será descrito o funcionamento e a metodologia de projeto do conversor, bem como os demais módulos constituintes do carregador.

Após o trabalho de estudo das topologias de conversores apresentado no Apêndice A deste trabalho, consegue-se escolher uma topologia adequada para compor o carregador de baterias de LiPo. A topologia escolhida para compor o projeto foi a *Push-Pull* com controle em modo de corrente.

O conversor *Buck* é apenas abaixador de tensão, ou seja, a tensão em sua saída é sempre menor que a tensão de alimentação, já o conversor *Boost* é apenas elevador de tensão, apresentando sempre uma tensão de saída maior do que a tensão de alimentação. Tais fatos excluem estes conversores para o projeto do carregador. Conforme já mencionado neste trabalho é essencial que a topologia escolhida para compor o carregador tenha a capacidade de trabalhar tanto como elevador quanto abaixador de tensão, visto que a tensão de alimentação do carregador apresenta variações entre 9 e 15V.

A topologia *Buck-Boost* poderia ter sido utilizada para compor o carregador, porém, conforme já foi mencionado no Apêndice A, devido ao fato desta topologia realizar a transferência indireta de energia para a carga, é necessário que o indutor que faz a acumulação de energia seja grande o suficiente para conseguir transferir a energia exigida neste projeto. Este fato faz com que o volume do indutor que realiza a acumulação de energia seja grande para um projeto embarcado. Preferiu-se por questão de projeto excluir as topologias que dependam da transferência indireta de energia, visto que tais topologias necessitam de elementos acumuladores que ocupam um volume que pode ser inadequado para o projeto, além do custo de tais elementos serem elevados. A mesma explicação serve para a topologia *Cúk* que também depende da acumulação de energia (acumulação capacitiva), para a topologia *Sepic* que realiza a transferência de energia da entrada para a saída via capacitor e apresenta corrente de saída pulsada e para a topologia *Zeta* que também depende da acumulação capacitiva.

O conversor *Flyback* é uma topologia que poderia ter sido utilizada no projeto, porém preferiu-se não trabalhar com a mesma, pois o transformador utilizado neste conversor tem que realizar armazenamento de energia no campo magnético enquanto a chave está em condução, tal energia é transferida para a saída quando a chave é aberta, este fato faz com que o projeto do transformador resulte em um volume grande quando comparado com o conversor *Push-Pull*, por exemplo. É importante que se trabalhe com um transformador com entreferro na topologia *Flyback*, visto que as correntes médias nos enrolamentos não são nulas. Outro fato que inviabiliza o seu uso é a corrente pulsada na saída do conversor.

Optou-se também por não utilizar o conversor *Forward* devido ao projeto do transformador ser menos compacto se comparado com o transformador utilizado na topologia *Push-Pull*, por exemplo. O conversor *Forward* necessita de um enrolamento extra no transformador, para que exista um caminho que permita a circulação de uma corrente que dê continuidade ao fluxo magnético, de modo a absorver a energia acumulada no campo, relativa à indutância de magnetização. O projeto do indutor para manter o conversor operando em modo de condução contínuo resultaria em um elemento muito grande, visto

que o ciclo de trabalho deve ser limitado para que não ocorra a saturação do núcleo do transformador.

Os conversores *Half-Bridge* e *Full-Bridge* também foram analisados como possibilidades para compor o projeto do carregador. Optou-se por não trabalhar com o conversor *Full-Bridge*, pois tal conversor é indicado para trabalhar em potências elevadas, o que não é o caso do presente trabalho. Além do fato deste conversor utilizar 4 chaves, fato que aumenta o custo do projeto, além de aumentar a complexidade da lógica de acionamento das chaves. O conversor *Half-Bridge* se apresentou como uma solução bastante interessante para compor o carregador de baterias, porém devido ao fato de existir a necessidade de dividir a tensão de alimentação pela metade por meio de um divisor capacitivo, optou-se também por não utilizar esta topologia.

Na topologia *Half-Bridge* os transistores devem suportar metade da tensão que os transistores devem suportar na topologia *Push-Pull*, embora a corrente seja o dobro, porém no caso do carregador isto não chega a ser um problema muito grande, pois as tensões trabalhadas não são tão elevadas. Na configuração *Half-Bridge*, pode-se utilizar um capacitor de desacoplamento para garantir uma tensão média nula no primário, este fato também não chega a ser um problema para a topologia *Push-Pull*, pois, pode-se utilizar um circuito integrado dedicado que garanta que os chaveamentos sejam simétricos, tornando a tensão média nula no primário.

Com base nos fatos discutidos optou-se por utilizar o conversor *Push-Pull* para constituir o carregador, este conversor é adequado para os níveis de potência trabalhados neste trabalho, apresenta um projeto compacto e robusto, possui uma dinâmica fácil de ser controlada, não exige divisão da tensão de alimentação como é o caso do conversor *Half-Bridge* e o acionamento de suas chaves é simples visto que estão referenciadas à mesma massa. O controle em modo de corrente foi escolhido, para que o carregador trabalhe como uma fonte de corrente, tendo total controle sobre a corrente que é fornecida a bateria e apenas monitore a tensão da bateria de LiPo para determinar o estágio de carga em que a mesma se encontra.

4.1 – Topologia *Push-Pull*

Conforme abordado no Apêndice A deste trabalho, existe uma série de topologias que poderiam ser utilizadas para compor o carregador para baterias de LiPo, tais como: composições de *Buck* e *Boost*, *Full-Bridge*, *Half-Bridge*, *Flyback*, entre outros. Também no Apêndice A é feita uma pequena análise sobre os motivos pelos quais uma determinada topologia não foi escolhida. Nos próximos parágrafos é feita uma explicação dos motivos que levaram a escolha do conversor *Push-Pull*.

O conversor *Push-Pull* pode ser analisado como um arranjo de dois conversores *Foward* operando complementarmente [17]. Este conversor possui um acoplamento magnético, fazendo com que haja a possibilidade de se trabalhar tanto como abaixador, quanto como elevador de tensão, fato essencial para este projeto. A forma com que o transformador é enrolado permite o controle do fluxo no material magnético em ambas

polaridades, fazendo com que o núcleo seja mais bem aproveitado do que em outras topologias que utilizam uma única chave, desta forma consegue-se projetar o transformador com menor volume. Este conversor apresenta um fácil comando das chaves, pois estas estão referenciadas à mesma massa.

Além das características já citadas, o conversor *Push-Pull* foi escolhido por ser bastante indicado para médias e baixas potências e por apresentar um modelo de segunda ordem, capaz de ser controlado com os tradicionais controladores estudados no controle clássico.

Os critérios buscados na escolha do conversor foram:

- Ter a capacidade de trabalhar como abaixador e elevador de tensão;
- Apresentar uma dinâmica fácil de ser controlada;
- Apresentar um projeto compacto, sem a necessidade de elementos de armazenamento de energia que ocupem grandes volumes;
- Ser condizente com a faixa de potência do projeto;

O conversor *Push-Pull* atende a todos os critérios citados.

As chaves do conversor *Push-Pull* operam de forma alternada e nunca devem permanecer fechadas por um período de tempo maior que 50% do período de comutação adotado, permanecendo sem conduzir enquanto a outra chave conduz. Devido a esta condição de chaveamento, o primário do transformador é montado com dois enrolamentos, sendo estes conectados em um ponto comum (*Center-Tap*), estes enrolamentos são bobinados no mesmo sentido, porém com correntes que circulam em sentidos opostos, fazendo com que o fluxo no material magnético seja controlado em ambas as polaridades, conforme citado acima. A principal desvantagem desta topologia está sobre as partes magnéticas, dependendo do fluxo de potência trabalhado, em muitos casos é necessário se utilizar circuitos *Snubber* para proteger as chaves das sobretensões geradas no chaveamento devido as indutâncias de dispersão. O projeto do transformador deve ser feito de modo que a densidade máxima de fluxo magnético não seja maior do que os níveis considerados adequados para a operação, devendo sempre manter este parâmetro o mais distante possível do limite de saturação do material empregado, esta análise é importante principalmente quando se considera a ocorrência de chaveamentos assimétricos.

Análise das etapas de funcionamento do conversor para modo de condução contínuo considerando a topologia ***Push-Pull convencional***. As figuras que ilustram as etapas de funcionamento do conversor foram retiradas de [18].

Etapa 1

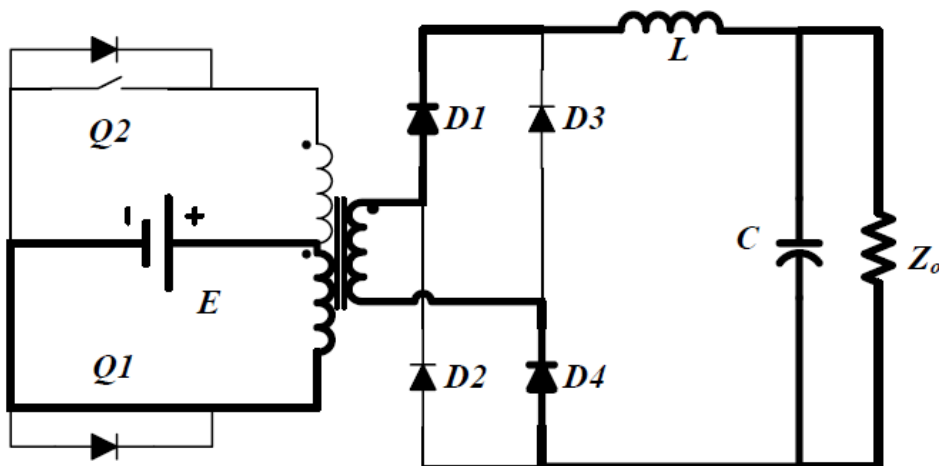


Figura 3 - 1ª Etapa de Operação, [18]

Nesta etapa a chave Q1 está em condução, lembrando-se das leis e considerações de circuitos elétricos, uma tensão positiva no terminal com ponto do primário, irá gerar uma tensão positiva no terminal com ponto no secundário. Observando a figura é possível notar que com esta polarização os diodos D1 e D4 estão em condução e permitem o fluxo de corrente para a carga Z_o .

Etapa 2

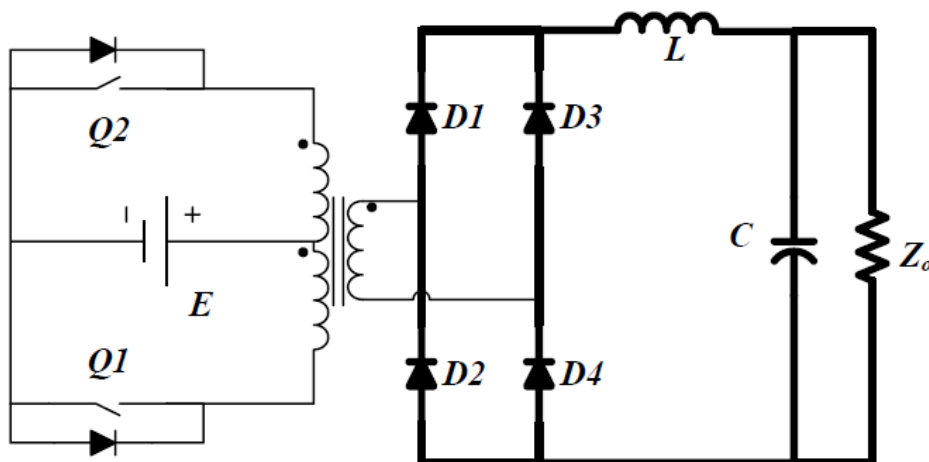


Figura 4 - 2ª Etapa de Operação, [18]

Ambas as chaves Q1 e Q2 estão abertas, desta forma não existem tensões nos terminais do secundário, todos os diodos entram em condução, permitindo que os componentes que armazenam energia no filtro entreguem tal energia para a carga.

Etapa 3

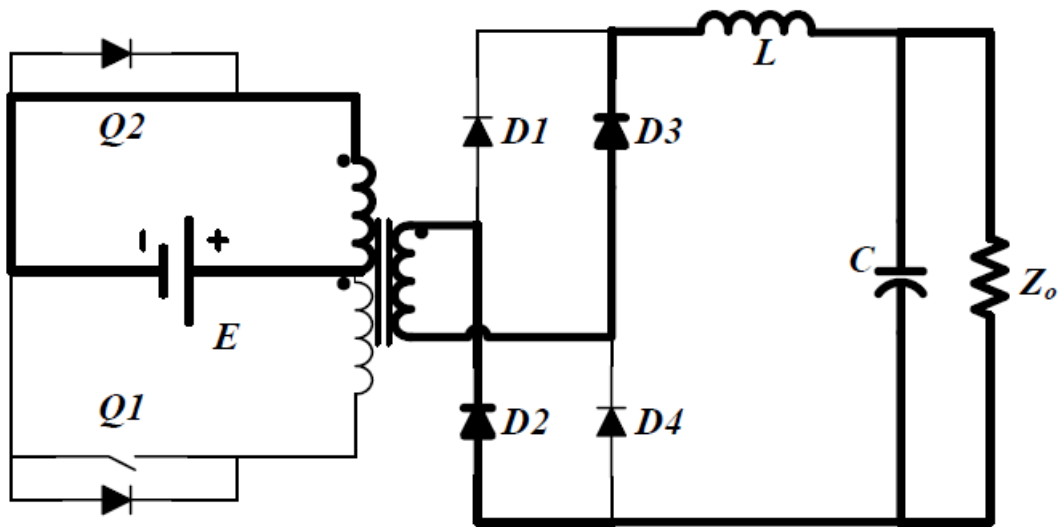


Figura 5 - 3ª Etapa de operação, [18]

Esta etapa é bastante semelhante à primeira etapa, porém agora a chave Q2 entra em condução, fazendo com que seja induzida uma tensão positiva no terminal sem ponto no secundário, como pode ser visto na Figura 5 os diodos D2 e D3 entram em condução e fornecem corrente a carga.

Etapa 4

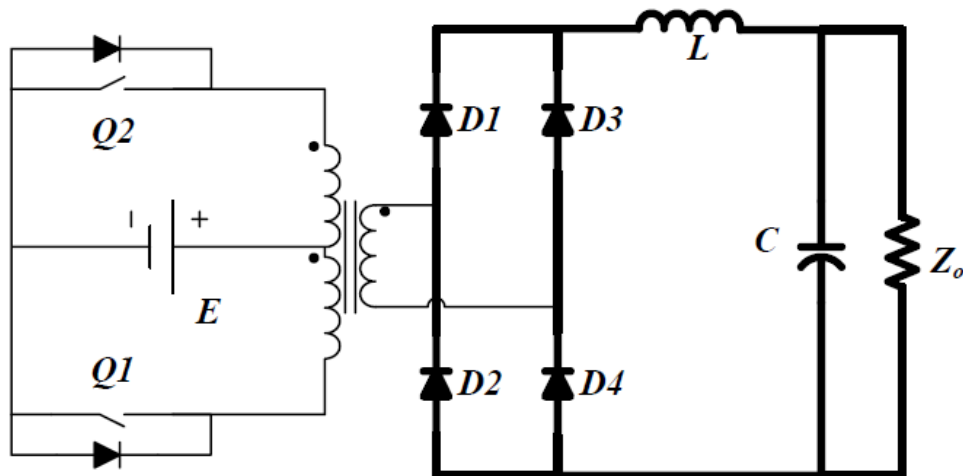


Figura 6 - 4ª Etapa de operação, [18]

Esta etapa é semelhante à etapa 2, onde a ponte se comporta como roda-livre e oferece caminho para a passagem da corrente.

A Figura 7 retirada de [5] apresenta as principais formas de onda deste conversor, para uma carga resistiva.

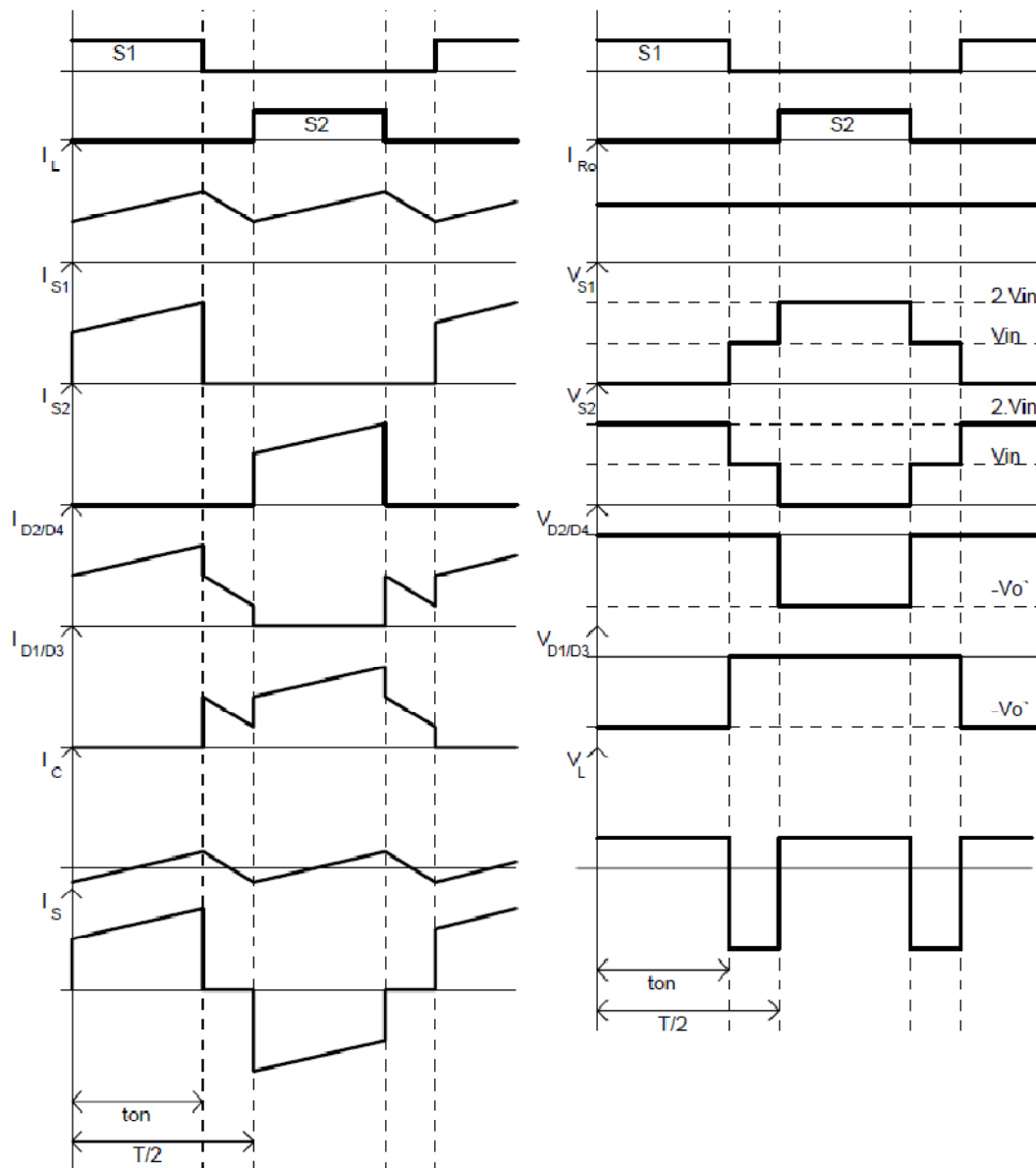


Figura 7 - Formas de ondas típicas do Conversor *Push-Pull*, [5]

4.2 - Circuito implementado

O circuito que será implementado no projeto é um pouco diferente do descrito acima, como não existe a necessidade de se isolar o circuito de alimentação da carga (bateria de LiPo), será utilizado no secundário do transformador um *Center-tap*, com o terminal central conectado ao terra comum do circuito, podendo-se eliminar a ponte com 4 diodos como mostra a Figura 8.

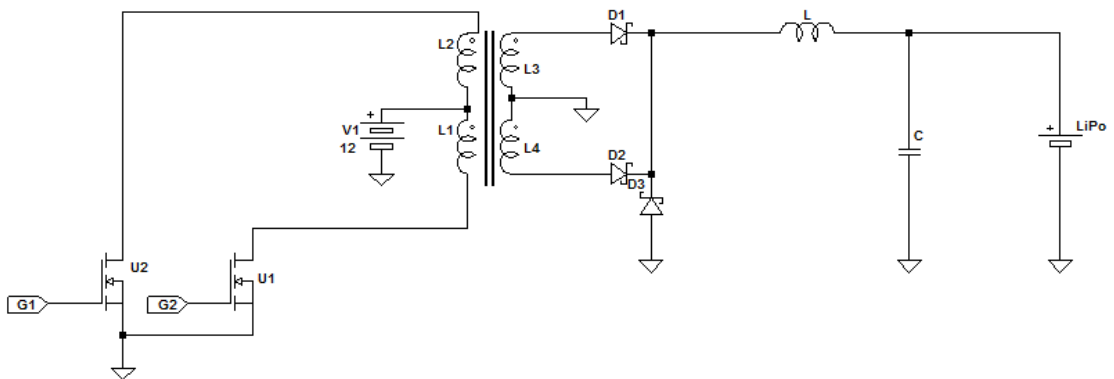


Figura 8 - Topologia Push-Pull implementada

4.3 – Equacionamento global do conversor

É importante neste estágio se obter o equacionamento matemático que descreve o conversor, com todas as variáveis físicas que são importantes para a análise do circuito que será implementado.

Inicialmente será definido o parâmetro apresentado na literatura como ciclo de trabalho, este parâmetro é definido como: o tempo em que o semiconductor que executa o chaveamento (considerado para efeitos de estudo como uma chave ideal), permanece conduzindo, dividido pelo período de chaveamento adotado para o projeto. Como nesta topologia a chave não pode permanecer conduzindo por mais que 50% do período de chaveamento será definido como ciclo de trabalho a contribuição de ambas as chaves.

Portanto, o ciclo de trabalho será definido como:

$$D = 2 \cdot \frac{t_{on}}{T} \quad (4.1)$$

onde:

t_{on} : tempo de condução da chave.

T : período adotado para o chaveamento.

A relação de transformação pode ser definida como:

$$a = \frac{V_o + V_d \cdot D}{V_{in} \cdot D} \quad (4.2)$$

onde:

V_o : tensão na saída do conversor.

V_d : queda de tensão direta no diodo.

V_{in} : tensão de alimentação do conversor.

O ganho estático do conversor desprezando-se a queda de tensão no diodo é dado pela multiplicação entre o ciclo de trabalho e a relação de transformação do conversor, conforme segue na equação (4.3).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \cdot a \quad (4.3)$$

Para se determinar o valor do indutor de filtragem da saída do conversor, primeiramente pode-se partir da equação (4.4) que representa tal componente.

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (4.4)$$

Considerando que a frequência do chaveamento é alta o suficiente de modo que os períodos de chaveamento no indutor possam ser considerados pequenos, pode-se aproximar a derivada da corrente no tempo, pela variação da corrente em um intervalo de tempo, conforme segue na equação (4.5).

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.5)$$

Equacionando a queda de tensão sobre o indutor no instante em que a chave está conduzindo e igualando com a equação (4.4), chega-se em (4.6).

$$(V_{in} \cdot a - V_o) = \frac{L \cdot \Delta I_L}{ton} \quad (4.6)$$

Utilizando a equação (4.1) e isolando a indutância L, chega-se na equação (4.7).

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D \cdot T}{2 \cdot \Delta I_L} \quad (4.7)$$

A frequência de chaveamento f_s é dada pela equação (4.8).

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (4.8)$$

Substituindo a equação (4.8) em (4.7) chega-se na equação (4.9) do valor da indutância.

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (4.9)$$

Para o cálculo do capacitor de filtragem da saída do conversor, procede-se de forma análoga com o que foi feito para o indutor.

Devido à forma de onda da corrente no capacitor apresentar uma equação complicada, para efeito de simplificação nos cálculos será adotado que a equação de corrente se resume a uma senóide. Considera-se, portanto que a corrente assume a componente harmônica de primeira ordem na transformada de Fourier do sinal de corrente

sendo predominante. Portanto a equação de corrente no capacitor pode ser equacionada como em (4.10).

$$I_c = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_s \cdot t) \quad (4.10)$$

Onde:

I_c : corrente que passa no capacitor.

A equação que descreve as características elétricas do capacitor é dada por (4.11).

$$I_c = \frac{C \cdot dV_c}{dt} \quad (4.11)$$

Igualando-se a equação (4.10) com a equação (4.11).

$$\int dV_c = \frac{1}{C} \cdot \int \Delta I_L \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_s \cdot t) dt \quad (4.12)$$

Integrando a equação (4.12), chega-se na equação (4.13).

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_s \cdot t) \quad (4.13)$$

Onde:

ΔV_c : Variação de tensão no capacitor.

De (4.13) retira-se apenas a amplitude da função.

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (4.14)$$

Isolando-se o valor da capacitância, chega-se na equação (4.15).

$$C = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_c} \quad (4.15)$$

4.3.1 - Cálculos das solicitações sobre os componentes

Considerando que a filtragem na saída do conversor seja projetada de forma a eliminar eficientemente as componentes alternadas na saída do conversor, e considerando que apenas a componente CC do sinal de tensão tenha uma concentração alta de energia no espectro de Fourier, pode-se considerar que a corrente média que é entregue a carga é dada por (4.16).

$$I_o = \frac{P_{out}}{V_o} \quad (4.16)$$

A corrente máxima nas chaves (MOSFETs) é dada por (4.17).

$$I_{M \max} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \quad (4.17)$$

Onde:

η : Rendimento teórico

A corrente eficaz nas chaves (MOSFETs) é dada pela equação (4.18).

$$I_{Mef} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^{ton} \left(\frac{a \cdot I_o}{\eta}\right)^2 \cdot dt\right)} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (4.18)$$

Pela análise das formas de onda sabe-se que a máxima tensão sobre as chaves é dada por (4.19).

$$V_{M \max} = 2 \cdot V_{in} \quad (4.19)$$

A máxima corrente sobre os diodos é dada pela equação (4.20).

$$I_{D \max} = I_o \quad (4.20)$$

A potência dissipada nos MOSFETs é dada pela soma da potência dissipada na condução e da potência dissipada na comutação. Tais potências podem ser expressas segundo as equações (4.21) e (4.22) respectivamente.

$$P_{cond} = R_{ds} \cdot I_{Mef}^2 \quad (4.21)$$

Onde:

R_{ds} : resistência de condução do MOSFET.

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{M \max} \cdot V_{in} \quad (4.22)$$

Onde:

t_r : tempo que o MOSFET leva para entrar em condução.

t_f : tempo que o MOSFET leva para terminar a condução.

A corrente média nos diodos é dada pela equação (4.23).

$$I_{Dmed} = \frac{I_o}{2} \quad (4.23)$$

A máxima tensão reversa nos diodos é dada por (4.24).

$$V_{D \max} = V_{in} \cdot a \quad (4.24)$$

A potência dissipada nos diodos é dada principalmente pela dissipação nos momentos de condução, neste calculo serão desprezadas as perdas por comutação. A potência dissipada no diodo na condução é dada por:

$$P_{condD} \approx V_{dir} \cdot I_{dmed} \quad (4.25)$$

Onde:

V_{dir} : Tensão no diodo quando o mesmo se encontra conduzindo.

A corrente eficaz no primário do transformador tem o mesmo valor da corrente eficaz dos MOSFETs.

A corrente no secundário do transformador é dada pela equação (4.26).

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_0^{ton} I_o(t)^2 \cdot dt} \approx I_o \cdot \sqrt{D} \quad (4.26)$$

A corrente eficaz no indutor é dada por:

$$I_{Lef} \cong I_o \quad (4.27)$$

A tensão de ruptura do capacitor de filtragem deve ser superior à máxima tensão de saída do conversor, desta forma será utilizado um capacitor com tensão de ruptura acima da máxima tensão de saída.

4.3.2 - Projeto dos Magnéticos

Transformador

A tensão induzida no enrolamento de um transformador é dada por:

$$V_{in} = n \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (4.28)$$

Onde:

n : número de espiras

A densidade de fluxo magnético é dada por:

$$B = \frac{\phi}{Ae} \quad (4.29)$$

Ae : Área da perna central do transformador.

Substituindo a equação (4.29) na equação (4.28), tem-se que:

$$V_{in} = n \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} \cdot Ae \quad (4.30)$$

$$Ae = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta B} \quad (4.31)$$

A área ocupada pelo primário do transformador é dada pela equação:

$$A_p = \frac{I_{ef_{primário}}}{J} \quad (4.32)$$

Onde:

J: densidade de corrente (A/cm²);

A área ocupada pelo primário é também definida como:

$$A_p = A_w \cdot K_w \cdot K_p \quad (4.33)$$

Onde:

A_w : área total da janela;

K_w : fator de ocupação da janela;

K_p : fator de ocupação do primário;

Substituindo (4.32) em (4.33) e isolando A_w , obtém-se:

$$A_w = \frac{n \cdot I_{ef_{primário}}}{K_w \cdot K_p \cdot J} \quad (4.34)$$

A corrente eficaz no primário é dada por;

$$I_{ef_{primário}} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{in} \cdot \sqrt{D}} \quad (4.35)$$

Logo, chega-se na expressão final para estimar a geometria do transformador dado por (4.36). Pode-se notar na equação que é considerado 30% da corrente sobre a indutância magnetizante, esta consideração é feita para levar em conta os efeitos desta corrente no projeto do transformador.

$$AeA_w = \frac{1,3 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{D}}{2 \cdot K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot \eta} \quad (4.36)$$

A corrente instantânea sobre o MOSFET no instante do chaveamento é dada por:

$$i(t) = \frac{V}{L} \cdot t_{on} - I_M \quad (4.37)$$

No instante de tempo em que a corrente instantânea fica igual à corrente de magnetização do transformador, chega-se na expressão:

$$2I_M = \frac{V}{L} \cdot t_{on} \quad (4.38)$$

Pelo catálogo da empresa Thornton é definida a equação (4.39), tal equação é deduzida em [24].

$$L = AL \cdot n^2 \quad (4.39)$$

Onde:

L – Indutância;

AL – Fator de Indutância ou indutância por unidade de espira;

n – Número de espiras;

Ainda com base no catálogo citado acima é apresentada a equação (4.40), para auxiliar na determinação do número de espiras adequado, lembrando que esta equação é utilizada para uma onda quadrada. A dedução desta equação é abordado em [24].

$$B = \frac{V_{RMS} \cdot 10^4}{4 \cdot f \cdot n \cdot Ae} \quad (4.40)$$

4.3.3 - Cálculo das bitolas dos fios

Para se calcular a bitola dos condutores deve-se levar em conta o efeito pelicular. O efeito pelicular se caracteriza por causar uma distribuição não uniforme da corrente no condutor para altas frequências, à medida que se aumenta a frequência o efeito é agravado [23].

O raio máximo do condutor fundamental é dado por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fS}} \quad (4.41)$$

A equação (4.41) apresenta o raio máximo que o condutor deve ter para não sofrer com o efeito pelicular, deve-se calcular a área efetiva do condutor de acordo com a corrente que fluirá pelo mesmo, conforme apresentado em (4.42). A partir desta área, consegue-se saber o raio de tal condutor, este raio deve ser menor do que o raio Δ calculado pela equação (4.41). Se o raio for maior é interessante que se utilize condutores com raio menor que Δ em paralelo, até se obter uma área efetiva equivalente ao calculado em (4.43). O

número de condutores que devem ser colocados em paralelo pode ser calculado com o auxílio de (4.43).

A equação (4.42) descreve a área do condutor necessária para conduzir uma determinada corrente eficaz.

$$A_{cobre} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (4.42)$$

Onde:

J - densidade de corrente.

Dependendo do raio máximo do condutor encontrado levando-se em conta o efeito pelicular e a área de cobre necessária para conduzir uma determinada corrente eficaz no enrolamento do transformador, pode ser necessário fazer o uso de enrolamentos em paralelo, onde o número de condutores em paralelo será dado por:

$$N_{cond} = \frac{A_{cobre}}{S_{skin}} \quad (4.43)$$

Onde:

S_{skin} : área do condutor fundamental cujo diâmetro máximo é limitado pelo efeito pelicular.

4.4 - Modelagem do conversor

Nesta seção será abordada a modelagem do conversor, a modelagem tem como objetivo caracterizar a resposta do conversor por meio de uma função de transferência de modo a permitir uma melhor análise do conversor e possibilitar o projeto do controlador que melhore a resposta do sistema, segundo os quesitos de projeto.

O método de modelagem segue a abordagem proposta em [16], onde são feitas várias simplificações com o intuito de se obter um sistema linear.

O conversor *Push-Pull* pode ser analisado como um conversor do tipo *Buck* isolado, na figura abaixo V_o' representa a saída do secundário do transformador e a frequência no filtro de saída é dada pelo dobro da frequência de chaveamento.

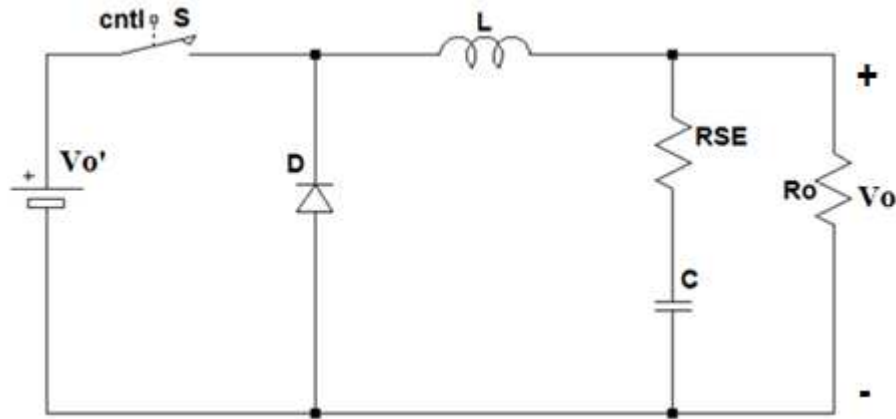


Figura 9 - Simplificação do Conversor *Push-Pull*

Durante o período de tempo em que a chave S está conduzindo, tem-se que:

$$V_L(t) = V_o'(t) - V_o(t) \quad (4.44)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{V_o}{R_o} \quad (4.45)$$

Durante o período de tempo em que a chave permanece aberta, tem-se que:

$$V_L(t) = -V_o(t) \quad (4.46)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{V_o}{R_o} \quad (4.47)$$

Calculando-se agora a tensão média sobre o indutor, tem-se que:

$$\langle V_L(t) \rangle = \frac{1}{T} \int V_L(t) dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{ton} (V_o'(t) - V_o(t)) \cdot dt - \int_{ton}^T V_o(t) \cdot dt \right] \quad (4.48)$$

O operador $\langle \rangle$ indica o cálculo dos valores médios dos sinais.

Resolvendo a equação (4.48) chega-se na equação (4.49).

$$\langle V_L(t) \rangle = V_o'(t) d(t) - V_o(t) \quad (4.49)$$

Sabendo-se que:

$$\langle V_L(t) \rangle = L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle}{dt} \quad (4.50)$$

Substituindo a equação (4.50) na equação (4.49), obtém-se:

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle}{dt} = V_o'(t) d(t) - V_o(t) \quad (4.51)$$

Aplicando uma perturbação nos termos da equação (4.51). Onde os termos onde se aplica as perturbações são representados pelo símbolo “^”, obtém-se que:

$$L \frac{d \langle I + \hat{i}_L(t) \rangle}{dt} = (V_o' + \widehat{V}_o'(t)) \cdot (d + d\widehat{(t)}) - (V_o + \widehat{V}_o(t)) \quad (4.52)$$

Reescrevendo apenas os termos de primeira ordem e considerando que a tensão V_o' não varia, obtém-se:

$$L \cdot \frac{d\widehat{i}_L(t)}{dt} = V_o'(t) \cdot d\widehat{(t)} - V_o\widehat{(t)} \quad (4.53)$$

Calculando-se agora a corrente média sobre o capacitor, tem-se que:

$$\langle i_c(t) \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int i_c(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{ton} \left(i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \right) \cdot dt + \int_{ton}^T \left(i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \right) \cdot dt \right] \quad (4.54)$$

Integrando a equação (4.54):

$$\langle i_c(t) \rangle = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (4.55)$$

Sabendo-se que:

$$\langle i_c(t) \rangle = C \cdot \frac{d \langle V_c(t) \rangle}{dt} \quad (4.56)$$

Substituindo a equação (4.56) na equação (4.55), tem-se que:

$$C \cdot \frac{d \langle V_c(t) \rangle}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (4.57)$$

Aplicando uma perturbação nos termos de (4.57), tem-se que:

$$C \cdot \frac{d \langle V_c\widehat{(t)} + V_c \rangle}{dt} = (i_L\widehat{(t)} + i_L) - \frac{(V_o\widehat{(t)} + V_o)}{R_o} \quad (4.58)$$

Manipulando-se (4.58), obtém-se:

$$C \cdot \frac{d \langle V_c\widehat{(t)} \rangle}{dt} = i_L\widehat{(t)} - \frac{V_o\widehat{(t)}}{R_o} \quad (4.59)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = V_o' \cdot d(s) - V_o(s) \quad (4.60)$$

$$s \cdot C \cdot V_c(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.61)$$

Sabendo-se que:

$$V_o' = \frac{V_o}{D} \quad (4.62)$$

Substituindo a equação (4.62) na equação (4.60), tem-se que:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = \frac{V_o}{D} \cdot d(s) - V_o(s) \quad (4.63)$$

Analisando o circuito da Figura 10 chega-se na relação:

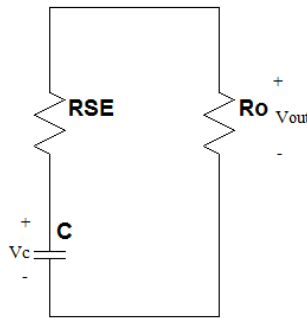


Figura 10 - Circuito equivalente considerando a RSE

$$V_{out}(t) = RSE \cdot C \cdot \frac{dV_c(t)}{dt} + V_c(t) \quad (4.64)$$

Aplicando Laplace e isolando Vc:

$$V_c(s) = \frac{V_{out}(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} \quad (4.65)$$

Substituindo (4.65) em (4.61), tem-se que:

$$I_L(s) = \frac{s \cdot C \cdot V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.66)$$

Substituindo (4.66) em (4.63) e isolando-se os termos, chega-se a:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o \cdot R_o \cdot (1 + s \cdot RSE \cdot C)}{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_o + L \cdot C \cdot RSE) \cdot D + s \cdot (L + RSE \cdot R_o \cdot C) \cdot D + R_o \cdot D} \quad (4.67)$$

Isolando Vo(s) na equação (4.61):

$$V_o(s) = \frac{V_o}{D} \cdot d(s) - s \cdot L \cdot I_L(s) \quad (4.68)$$

E reescrevendo (4.66), tem-se que:

$$I_L(s) = \frac{s \cdot C \cdot V_o(s)}{1 + s \cdot RSE \cdot C} + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (4.69)$$

Substituindo (4.68) em (4.69) e isolando-se os termos, chega-se na função de transferência final.

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{D} \cdot \left[\frac{s \cdot C \cdot (RSE + R_o) + 1}{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (RSE + R_o) + s \cdot (L + C \cdot R_o \cdot RSE) + R_o} \right] \quad (4.70)$$

A resistência série equivalente RSE do capacitor pode ser coletada na folha de dados deste componente.

4.5 - Especificações de projeto

Como o objetivo principal deste trabalho é projetar e implementar um carregador autônomo para baterias de LiPo, nesta seção serão apresentadas as especificações que o projeto deve atender para ser funcional.

O carregador deve ser capaz de carregar uma bateria de LiPo de 3S (12,6V quando estiver plenamente carregada), com uma corrente máxima de 3A. O carregador deve ser capaz de controlar o fluxo de corrente que é entregue à bateria de acordo com o estágio do ciclo de carga. O projeto tem que ser capaz de aceitar variações de tensão da fonte de alimentação de modo a não afetar o procedimento de carga, vale lembrar neste estágio que o carregador irá aceitar ordens de um microprocessador e deverá trocar informações com o mesmo sobre a condição de carga da bateria de LiPo, desta forma será utilizado um microcontrolador para fazer este gerenciamento e controle.

Especificações:

- Tensão de alimentação: $V_{in} = 12V$;
- Variação da tensão de alimentação: $\Delta V_{in} = \pm 3V$;
- $V_{in \min} = 9V$, $V_{in \max} = 15V$;
- Frequência de chaveamento: $f_s = 50kHz$;
- Razão cíclica máxima: $D = 0,85$;
- Rendimento Teórico: $\eta = 0,86$;
- Corrente máxima fornecida à carga: $I_{o \max} = 3A$;
- Corrente mínima fornecida à carga: $I_{o \min} = 0,1A$;
- Queda de tensão nos diodos: $V_d = 0,9V$;
- Tensão máxima de saída para $V_{in \min}$: $V_o = 13V$;

Alguns dos valores apresentados nas especificações foram estimados com certa margem de segurança, para que possíveis variações de tolerâncias dos componentes ou

efeitos não considerados no âmbito dos cálculos de projeto não interfiram no funcionamento do projeto final.

Uma consideração importante na análise de projeto é que em muitas equações as correntes são adotadas como sendo constituídas apenas pela componente contínua, ou seja, admite-se que os filtros são projetados de modo que as componentes AC sejam desprezíveis. Estas considerações simplificam os cálculos, pois eliminam-se os termos de ordem superior da transformada de Fourier das formas de onda.

Com base nos equacionamentos e deduções realizados anteriormente, consegue-se agora realizar os cálculos numéricos das variáveis envolvidas no projeto.

Relação de transformação.

$$a = \frac{V_o + V_d \cdot D}{V_{in} \cdot D} \approx 1,8 \quad (4.71)$$

Corrente Máxima nos MOSFETs.

$$I_{M \max} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \approx 6,28A \quad (4.72)$$

Esta corrente é a mesma que circula no enrolamento primário do transformador.

O valor acima nada mais é do que uma estimativa, visto que o valor do rendimento é apenas teórico, porém este fato não acarretou em nenhum problema para o projeto, pois os MOSFETs escolhidos aceitam valores bem acima da corrente máxima estipulada.

Corrente eficaz em cada MOSFET quando em solicitação máxima.

$$I_{Mef} = \frac{I_o \cdot a}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} = 4,1A \quad (4.73)$$

Máxima Tensão Reversa nos MOSFETs

$$V_{M \max} = 2 \cdot V_{in \max} = 30V \quad (4.74)$$

Perdas nos MOSFETs.

Através da folha de dados do MOSFET IRF540 é possível coletar os parâmetros necessários para os cálculos das dissipações nos MOSFETs. Os valores são: $R_{ds} = 0,06\Omega$, $t_r = 55ns$, $t_f = 30ns$.

$$P_{cond} = 0,06 \cdot 4,1^2 = 1,01W \quad (4.75)$$

$$P_{com} = \frac{50kHz}{2} \cdot (55ns + 30ns) \cdot 6,28 \cdot 12 = 0,16W \quad (4.76)$$

Portanto, a potência total dissipada nos MOSFETs é dada por:

$$P_{totM} = 2 \cdot (1,17) = 2,34W \quad (4.77)$$

Corrente Máxima nos diodos

$$I_{D\max} = I_o = 3A \quad (4.78)$$

Corrente Média nos Diodos

$$I_{Dmed} = \frac{I_o}{2} = 1,5A \quad (4.79)$$

Tensão Reversa Máxima Sobre os Diodos

$$V_{D\max} = V_{in\max} \cdot a = 27V \quad (4.80)$$

Potência Dissipada nos Diodos para a Retificação.

$$P_{condD} \approx 0,52 \cdot 1,5 = 0,78W \quad (4.81)$$

Portanto a potência total dissipada nos diodos é de 1,56W.

Corrente eficaz no indutor

$$I_{Lef} \approx I_o \approx 3A \quad (4.82)$$

➤ Projeto do indutor do filtro de saída

Considerando que uma ondulação na corrente de saída em torno de 8,5% seja adequada, pode-se calcular o valor da indutância que satisfaz os critérios do projeto. Considerando V_o igual à tensão da bateria de LiPo totalmente carregada.

$$L = \frac{(V_{in} \cdot a - V_o) \cdot D}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} = \frac{(12 \cdot 1,8 - 12,6) \cdot 0,85}{2 \cdot 3 \cdot 0,085 \cdot 50k} = 300\mu H \quad (4.83)$$

O indutor utilizado no projeto possui uma indutância de 300μH e suporta uma corrente eficaz de até 3A, devido ao fato deste indutor ser comercializado, não houve a necessidade de se construir tal componente.

➤ Projeto do capacitor do filtro de saída

Com base nas deduções feitas anteriormente e considerando que é interessante manter uma ondulação de tensão com baixos níveis, para que a tensão entregue a bateria apresente baixo ripple, foi considerado que $\Delta V_C = 0,3\%$ da tensão de saída. Desta forma tem-se que:

$$C = \frac{\Delta I_L}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_C} = \frac{0,085 \cdot 3}{4 \cdot \pi \cdot 50k \cdot 0,3\% \cdot 12,6} \approx 10\mu F \quad (4.84)$$

Para minimizar o custo do projeto um capacitor de valor mais baixo ao que foi projetado poderia ser utilizado, visto que a bateria pode ser analisada como um capacitor de alto valor, sendo que o ripple de tensão no procedimento de carga é causado principalmente pelo ESR da bateria.

Para melhorar a filtragem na saída do conversor é interessante utilizar um pequeno banco de capacitores com o intuito de eliminar os harmônicos de ordem superior gerados nos chaveamentos, desta forma no projeto foram utilizados dois capacitores em paralelo, com os respectivos valores: 10μF (eletrolítico), 100nF (poliéster). Os capacitores de valor mais baixo filtram tais harmônicos citados, outra vantagem em se utilizar capacitores em paralelo é que se reduz a resistência série equivalente.

➤ Projeto do transformador

Partindo da equação (4.36) que descreve a geometria do núcleo, tem-se que:

$$AeAw = \frac{1,3 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{D}}{2 \cdot Kp \cdot Kw \cdot J \cdot \Delta B \cdot fs \cdot \eta} = 0,1645cm^4 \quad (4.85)$$

Conforme o que foi equacionado anteriormente para o projeto do transformador, sabe-se que a corrente de magnetização é inversamente proporcional à indutância de magnetização, desta forma para se evitar altas correntes de magnetização, fato que resulta em perdas no chaveamento e causa efeitos térmicos na manutenção do campo magnético do transformador, abaixando o rendimento do conversor, deve-se realizar o projeto levando este fato em conta. Deve-se notar que para manter as correntes de magnetização com valores baixos necessita-se que as indutâncias próprias do transformador sejam elevadas, tornando o volume do transformador maior.

Para o projeto em questão, será considerado que a corrente de magnetização deve assumir valores cerca de oito vezes menor que a corrente eficaz que passa pela chave, desta forma uma corrente de magnetização em torno de 0,5A satisfaz este critério de projeto.

Retornando as equações deduzidas para o projeto do transformador, tem-se que:

$$2I_M = \frac{V}{L} \cdot t_{on} \rightarrow I_M = \frac{V}{2 \cdot L} \cdot t_{on} \quad (4.86)$$

Considerando o caso nominal com a tensão de alimentação em torno de 12 V e o tempo de condução em torno de 10μs, para o enrolamento primário pode ser considerado que a indutância própria do primário (L1) pode ser descrita como:

$$L1 = \frac{V_{in}}{2 \cdot I_M} \cdot t_{on} = 107\mu H \quad (4.87)$$

A equação(4.39) apresenta a relação entre a indutância própria em função do número de espiras do enrolamento.

O fator de indutância depende do material magnético e da forma geométrica do mesmo. Com cálculos prévios da área da janela ocupada do trafo e como no laboratório já existia um núcleo E-E próximos as exigências deste trabalho, será considerado para efeitos de cálculo que o núcleo utilizado será o da empresa Thornton NEE30/15/7 com AL=1800.

Este núcleo apresenta a relação $A_e A_w$ maior do que havia sido calculada anteriormente, visto que após alguns cálculos percebeu-se que para conciliar o tamanho do núcleo com uma baixa corrente de magnetização é necessário utilizar um núcleo que comporte a área total ocupada pelos enrolamentos.

Desta forma, tem-se para o primário:

$$N1 \approx 8 \text{ espiras} \quad (4.88)$$

Portanto o primário será constituído por 2 enrolamentos com 8 espiras cada (8+8), ligados em center-tap.

Usando a relação de transformação tem-se para o secundário que:

$$N2 \approx N1 \cdot a \approx 15 \quad (4.89)$$

Cálculo das Bitolas dos Condutores

Utilizando (4.42) é possível calcular as bitolas dos condutores. Consultando a tabela de fios AWG é possível escolher o condutor que deverá ser utilizado.

Calculando o efeito pelicular, tem-se que:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 0,0335 \text{ cm} \quad (4.90)$$

A bitola calculada para o enrolamento primário apresentou um raio um pouco maior que o raio calculado em (4.90) considerando o efeito pelicular, porém não existe a possibilidade de se utilizar condutores em paralelo devido às limitações físicas da janela do transformador utilizada neste trabalho e optou-se, portanto em permanecer com um único condutor.

Consultando a tabela padrão de fios AWG para as correntes calculadas para o primário e para o secundário, tem-se que:

- Primário – condutor AWG 18;
- Secundário – condutor AWG 23;

Com base nos cálculos apresentados é possível selecionar os componentes que compõem o conversor. Na tabela abaixo são apresentados os componentes que foram escolhidos para constituir o projeto.

Quantidade	Componente
------------	------------

2	MOSFET IRF540
1	Trafo NEE 30/15/7 com o enrolamento especificado acima
3	Diodo Schottky 1N519
1	Indutor 300μH x 3A
1	Capacitor 10μF x 25V
1	Capacitor 100nF x 36V

Tabela 1 - Componentes utilizados

4.6 - Modelagem do Conversor

Partindo da modelagem do conversor feita anteriormente (4.70) é possível agora projetar um controlador que coloque a dinâmica do conversor dentro de certos patamares de projeto, conforme será visto posteriormente.

É interessante utilizar um equacionamento para a função de transferência do conversor que leve em conta a tensão de referência aplicada, desta forma, pode-se utilizar a relação:

$$V_c = D \cdot V_t \quad (4.91)$$

Onde:

V_c : Tensão de controle do ciclo de trabalho;

V_t : Tensão de pico da onda dente de serra.

Deste modo chega-se à função de transferência dada por:

$$\frac{I_L(s)}{V_c(s)} = \frac{V_o}{V_t \cdot D} \cdot \left[\frac{s \cdot C \cdot (RSE + R_o) + 1}{s^2 \cdot L \cdot C \cdot (RSE + R_o) + s \cdot (L + C \cdot R_o \cdot RSE) + R_o} \right] \quad (4.92)$$

Onde:

$$R_o = 4\Omega$$

Este valor de carga drenará uma corrente em torno de 3A para um tensão de saída de 12V.

Colocando-se os valores dos componentes na expressão (4.92). Obtém-se a função de transferência dada por:

$$\frac{I(s)}{V_c(s)} = \frac{0,000119 \cdot s + 2,965}{1,325 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 0,0003306s + 4} \quad (4.93)$$

A resistência série equivalente obtida através da folha de dados do capacitor é de aproximadamente $RSE = 0,015\Omega$, para a frequência adotada neste trabalho.

Utilizando o software Matlab e a função de transferência do conversor trabalhando em modo de corrente, é possível analisar a resposta da planta do conversor e projetar um controlador utilizando-se as ferramentas de controle.

A Figura 11 apresenta a resposta da planta em malha aberta para uma excitação ao degrau unitário.

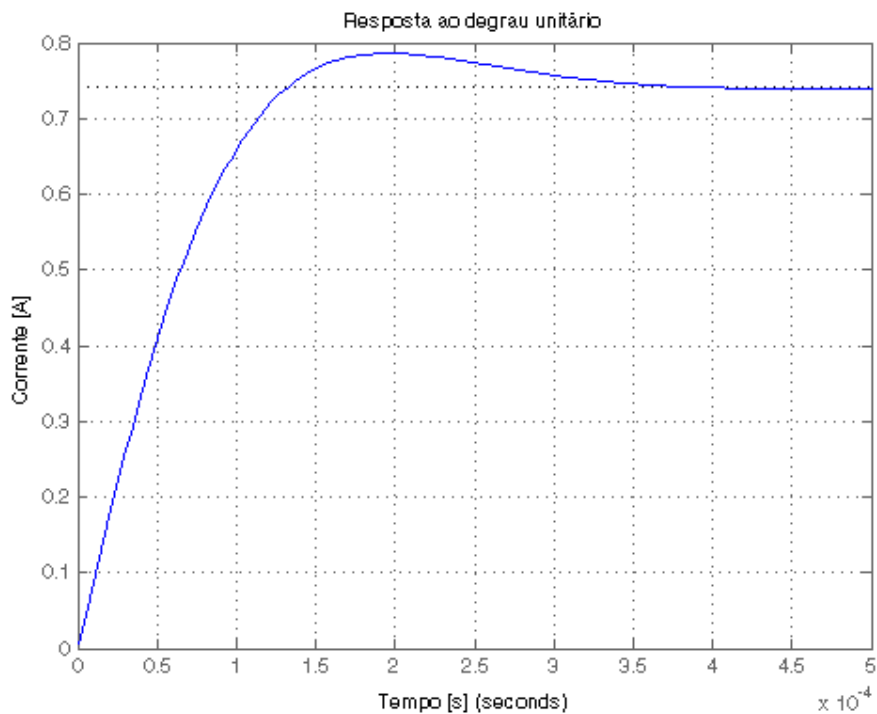


Figura 11 - Resposta do Conversor em malha aberta

A Figura 12 apresenta o lugar de raízes da planta.

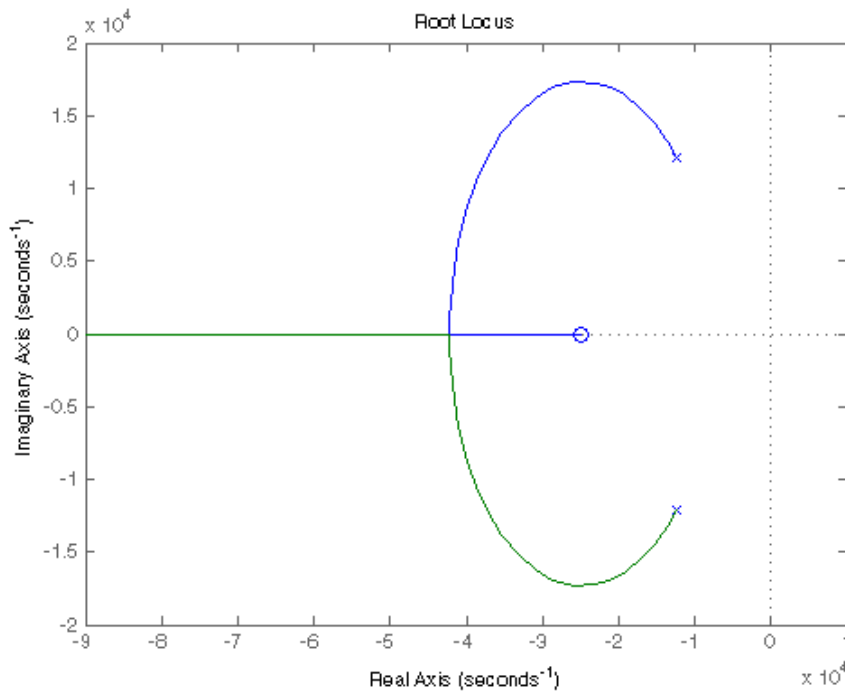


Figura 12 - Lugar de raízes da planta

Utilizando a ferramenta RLTOOL do Matlab, consegue-se projetar o controlador que atenda aos seguintes parâmetros de projeto:

- Erro nulo em regime permanente;
- Sobre-sinal baixo;

Conforme será visto adiante o controlador do tipo proporcional integrativo (P.I.) é capaz de solucionar os requisitos citados.

Desta forma o controlador terá a seguinte forma:

$$C(s) = c \cdot \frac{s+z}{s} \quad (4.94)$$

Com a ferramenta RLTOOL é possível alocar os polos e zeros da planta de forma a conseguir uma resposta condizente em malha fechada. Na Figura 23 é possível observar o gráfico com a planta em malha fechada, com o controlador obtido através do RLTOOL.

4.7 - Filtragem na entrada do carregador

Como o carregador trabalhará embarcado e irá compartilhar o barramento CC do veículo é interessante que exista uma filtragem na entrada do carregador para que os transitórios de alta frequência criados nos chaveamentos sejam retirados, de modo a evitar ruídos e interferências eletromagnéticas nos demais dispositivos que compartilham o barramento.

Para se fazer a filtragem na entrada do carregador será utilizado um pequeno banco de capacitores e um *ferrite-bead*, o *ferrite-bead* é um componente passivo usado para fazer supressão de ruídos de alta frequência em circuitos eletrônicos. A geometria e as propriedades eletromagnéticas do núcleo resultam em alta impedância para sinais de alta frequência, de forma a trabalhar como um atenuador para EMI e RFI. No Anexo B, Figura 56, pode-se observar o gráfico da variação da impedância de um *ferrite-bead* em função da frequência.

Deve-se atentar para a máxima corrente de trabalho do *ferrite-bead*, visto que a partir de uma corrente máxima de trabalho este componente satura e deixa de trabalhar como filtro. Para este trabalho foi utilizado um *ferrite-bead* que trabalha com correntes de até 7,2A.

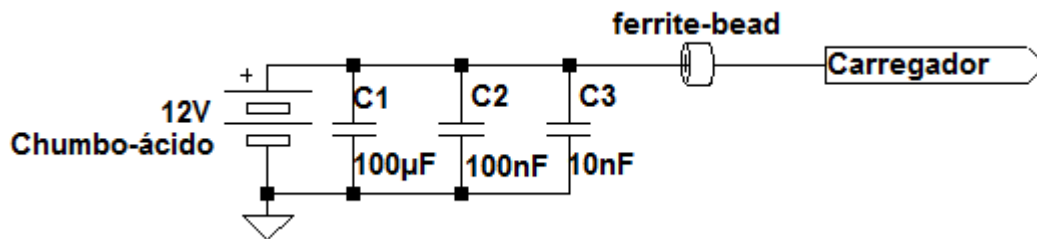


Figura 13 – Filtro na entrada do carregador

4.8 - O controle em modo de corrente

Como a carga do conversor é uma bateria de LiPo, deve-se adotar uma técnica de controle eficiente para se monitorar o procedimento de carga, visto que se certos limites de tensão ou corrente forem ultrapassados poder-se-á dar início a um processo de combustão da bateria de LiPo [21] e [25].

Conforme apresentado em [6], [7] e [8] as características elétricas e químicas deste tipo de bateria muda conforme a dinâmica e estágio do processo de carga muda, dessa forma nunca se deve carregar este tipo de bateria com correntes acima das especificadas pelo fabricante ou mesmo exceder a tensão máxima permitida no estágio final da carga. Em termos da dinâmica elétrica, a bateria de LiPo apresenta um inconveniente de alterar sua resistência interna conforme se altera o estado de carga, de modo geral esta resistência interna diminui rapidamente conforme as células da bateria vão sendo carregadas, desta forma deve-se atentar à corrente que é injetada nas células da bateria durante a carga.

De acordo com o que foi explanado optou-se por trabalhar com o controle do conversor em modo de corrente, ou seja, o carregador será 'visto' pela bateria como uma fonte de corrente, desta forma a corrente é que será realimentada na malha de controle e a tensão da bateria será monitorada a todo instante. Com este conceito de controle, parte do problema de variação da resistência da bateria com o processo de carga é minimizado, visto que a corrente será estabelecida por uma malha de controle.

Conforme pode ser visto em [9] e [10], em muitas situações é interessante trabalhar com a malha de realimentação em modo de corrente ao invés do modo de tensão,

dependendo da situação pode-se reduzir a ordem da planta, conseguir um melhor desempenho, melhor estabilidade ou mesmo em situações onde se exige o controle preciso da corrente que é fornecida a um determinado dispositivo.

4.9 - Subcircuitos e Componentes Importantes do Carregador

4.9.1 - UC3825

Para controlar e gerar os comandos de gate do conversor *Push-Pull* será utilizado o C.I. UC3825, conforme descrito pelo fabricante [11]: O UC3825A é um circuito integrado monolítico, que incluiu todo o circuito de controle necessário para uma modulação de largura de pulso regulada. Há uma referência de tensão, um amplificador de erro, um modulador de largura de pulso, um oscilador, sobre tensão "lockout", circuito de partida suave e saída de comando para os MOSFETs.

A Figura 14 mostra o diagrama funcional deste componente.

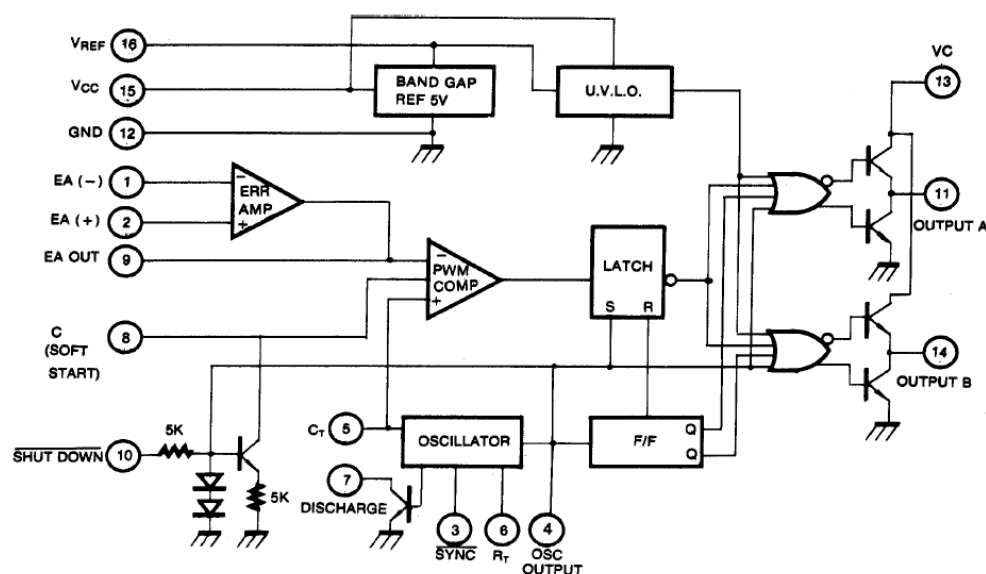


Figura 14 - Diagrama funcional do componente UC-3825, [11]

A frequência de chaveamento é determinada pela escolha da constante de tempo feita por meio de um capacitor e resistor conectados externamente ao circuito. O fabricante fornece a equação para determinar tal frequência.

$$f_s = \frac{1}{C_T \cdot (0,7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \quad (4.95)$$

Conforme pode ser visto na Figura 15, os valores escolhidos para R_T e C_T geram uma frequência de chaveamento próxima ao especificado no projeto.

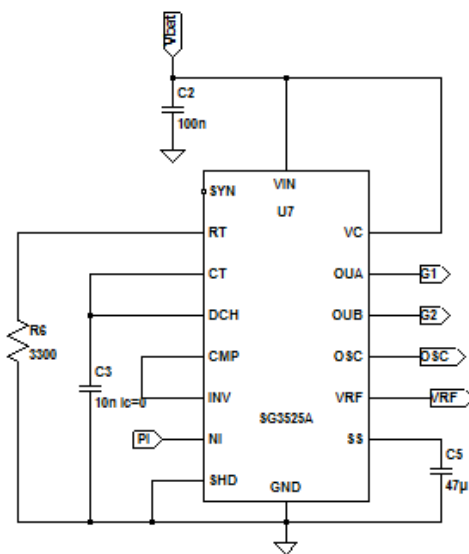


Figura 15 - Esquemático das ligações básicas feitas no UC-3825

Apenas com o C.I. UC 3825 não é possível implementar a malha de realimentação em corrente, sendo necessário projetar os demais subcircuitos de coleta e tratamento do sinal de corrente fornecida a carga. Nos próximos tópicos serão abordados todos os subcircuitos que contribuem para a malha de realimentação em corrente.

4.9.2 - Sensoriamento da Corrente na Saída do Conversor

Como a realimentação será feita em modo de corrente é essencial que se leia o sinal de corrente fornecido à carga. A coleta desta grandeza deve ser feita de modo a alterar minimamente o circuito original do conversor, conforme abordado em [12] e [13], existem inúmeras formas de se fazer este sensoriamento, desde sensores de efeito Hall, até a forma mais imediata com um resistor de baixo valor em série com a malha onde se deseja monitorar a corrente. Para este projeto optou-se por fazer o sensoriamento da corrente através de um resistor de baixo valor conectado em série com a malha. Devido ao baixo valor desta resistência, a queda de tensão sobre a mesma é bastante pequena, desse modo deve-se amplificar este sinal. A tensão sobre o resistor sensor deve ser filtrada para eliminar as componentes de alta frequência oriundas dos chaveamentos, esta filtragem é extremamente importante, pois melhora a qualidade do sinal que será condicionado e utilizado posteriormente por outros circuitos. Com a Figura 16 pode-se visualizar o circuito de filtragem e pré-amplificação do sinal de corrente.

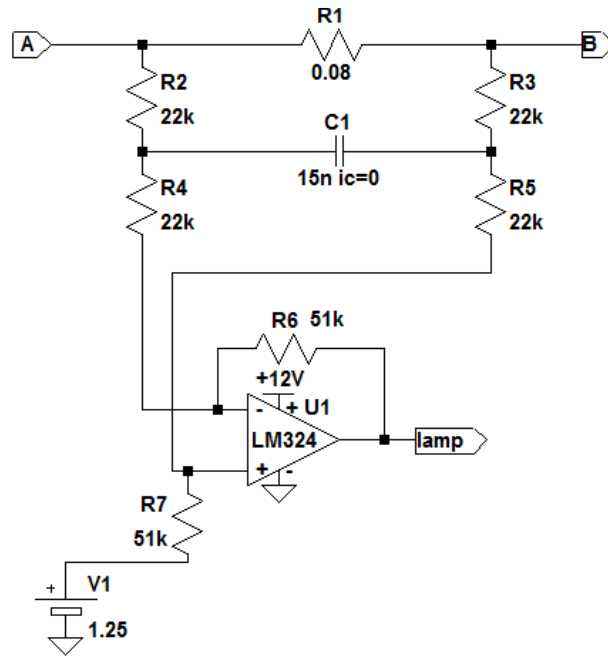


Figura 16 - Circuito de filtragem e pré-amplificação do sinal de corrente

Simulando o circuito acima no programa LTSpice IV, no domínio da frequência, pode-se notar que a frequência de corte está em torno de 482 Hz, cerca de 103 vezes menor que a frequência de chaveamento, deste modo apenas as componentes de frequência de baixa ordem farão parte do sinal que representa a grandeza corrente de carga.

A função de transferência deste filtro passa-baixa é dada por:

$$H_1(s) = \frac{2,32}{1 + s \cdot R_2 \cdot C_1} = \frac{2,32}{1 + s \cdot 330 \cdot 10^{-6}} \quad (4.96)$$

Pode-se ver na Figura 17 que já é feita uma pré-amplificação do sinal de corrente, esta amplificação é importante, pois a queda de tensão sobre o resistor apresenta um valor baixo e para que se consiga trabalhar com este sinal com uma boa relação sinal/ruído deve-se, após a filtragem, passar por um estágio de pré-amplificação. O procedimento de pré-amplificação é feito por um amplificador de diferenças, conforme pode ser visto na Figura 18. O amplificador operacional escolhido para o projeto é o LM324N, este operacional aceita alimentação simples e possui um custo e desempenho adequado para o projeto, como utiliza tecnologia bipolar e possui um circuito interno bastante simples.

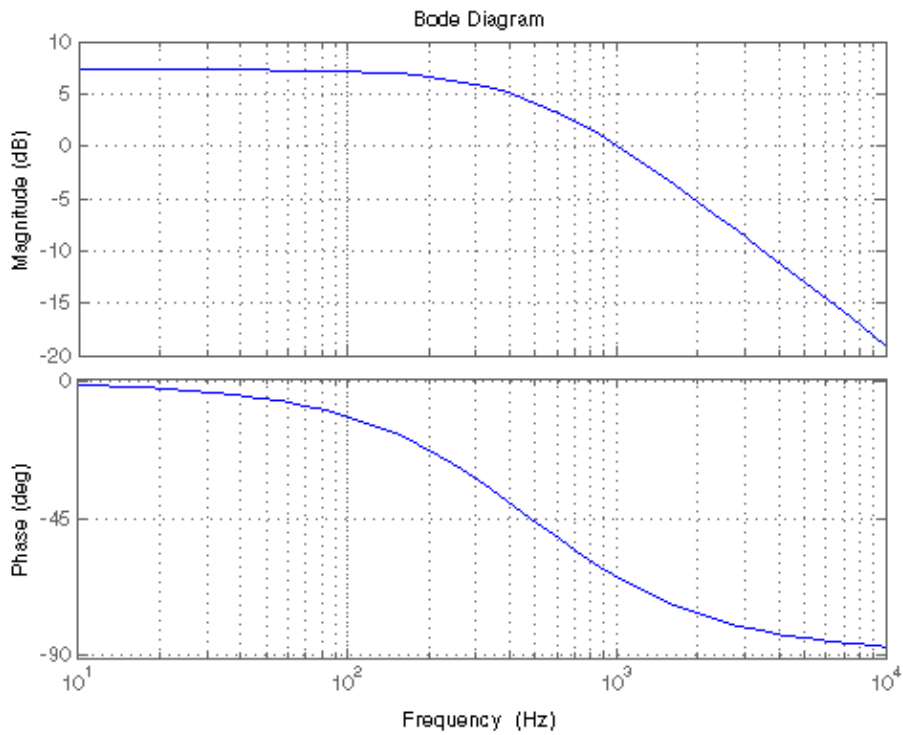


Figura 17 - Resposta do circuito da figura 16

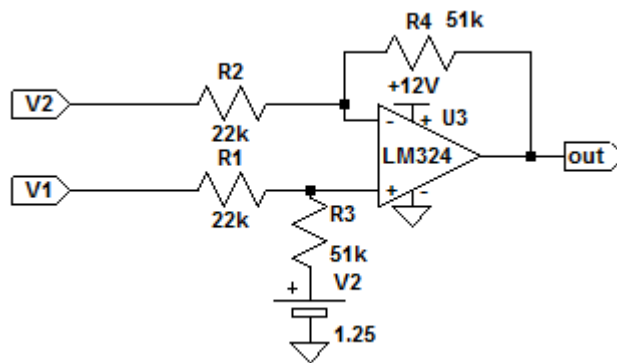


Figura 18 – Circuito amplificador de diferenças

A relação entre a saída e os sinais de entrada deste circuito é dada por (4.97).

Como pode ser visto na Figura 18:

$$R1 = R2$$

$$R3 = R4$$

$$Out = \frac{R4}{R1} \cdot (V1 - V2) \approx 2,32 \cdot (V1 - V2) \quad (4.97)$$

Observando a Figura 16, o resistor R7 está com um de seus terminais conectado a uma tensão de referência, conforme será visto nos próximos circuitos, todos os sinais serão deslocados por esta tensão de referência, já que o amplificador é alimentado com fonte simples, apela-se para este artifício para que o sinal possa apresentar uma excursão acima ou abaixo desta referência. Para implementar a malha de controle é importante que o sinal possa variar em torno de uma referência.

4.9.3 - Circuito amplificador

Até o momento o sinal que representa a dinâmica da corrente que é injetada na carga já foi filtrado e pré-amplificado, porém seu nível de tensão ainda é baixo, sendo necessário acrescentar mais um estágio de amplificação. Este estágio de amplificação é importante para o bom funcionamento da malha de realimentação, visto que agora o sinal é colocado em um nível de tensão adequado para se trabalhar com os próximos subcircuitos da malha. Por meio de simulações com o software LTSpice IV, junto às simulações de controle em malha fechada feitas no Matlab, chegou-se a um ganho adequado para este estágio. Como o carregador ficará embarcado em um veículo, por motivos de segurança não é interessante aplicar altas corrente de carga na bateria de LiPo, deste modo será considerado seguro correntes de carga de até 2,2 A, com base nesta especificação e através de simulações e cálculos, chegou-se que um ganho em torno de 12 é adequado para esta faixa de trabalho.

O circuito que foi implementado para fazer esta amplificação pode ser visto na Figura 19.

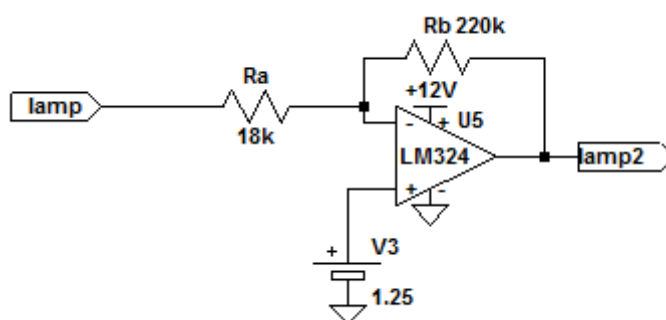


Figura 19 - Circuito amplificador inversor

4.9.4 - Circuito Subtrator

Com o sinal já condicionado e com um nível adequado de tensão, pode-se fechar a malha de controle, por meio de um circuito amplificador de diferenças calcula-se a diferença entre o sinal que caracteriza a corrente drenada pela carga e uma tensão de referência que será fornecida por um circuito de controle. Para o circuito do carregador a tensão de referência será gerada pelo módulo PWM de um microcontrolador, conforme será visto posteriormente.

O sinal na saída do amplificador de diferenças é um sinal de erro entre o sinal de referência e o sinal que representa a corrente, o circuito da Figura 20 mostra a implementação de tal circuito. Nenhuma amplificação é feita neste estágio.

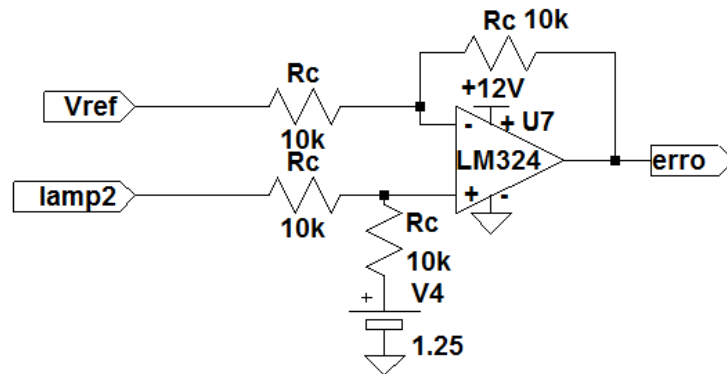


Figura 20 - Circuito subtrator

4.10 - Conversor Completo em Malha Fechada

4.10.1 - Controlador

O carregador apresentado neste trabalho pode ser modelado como uma fonte de corrente, devido à filtragem na saída do conversor estima-se que a corrente que é drenada pelo conversor apresenta componentes de baixa frequência, podendo ser aproximada por um sinal contínuo. A bateria, por sua vez, pode ser modelada como uma fonte de tensão e uma resistência em série, se forem desprezados vários efeitos. Toda a dinâmica de carga da bateria representa uma planta lenta, não sendo necessário a utilização de um compensador rápido para corrigir a resposta do sistema. A condição citada implica na utilização de um controlador lento, porém este controlador ainda deve satisfazer aos seguintes critérios: ser capaz de zerar o erro em regime para uma entrada degrau, rejeitar perturbações de carga e de tensão de alimentação do carregador, além de apresentar um sobressinal adequado para não danificar a bateria nas transições do controle.

Para que o erro seja nulo em regime é primordial que se tenha uma ação integradora, ou seja, é necessário que o controlador possua um pólo na origem, outra característica importante é que o controlador deve ser mais lento que o filtro do sinal de corrente para evitar possíveis instabilidades no sistema, para conseguir chegar aos valores de R_d e C_i foram feitas simulações de modo a ajustar a resposta da planta, fazendo com que o sistema ficasse o mais estável possível.

A resposta no domínio do tempo da parte integradora do controlador é dado por:

$$I(t) = -\frac{1}{R_d \cdot C_i} \cdot \int_0^t Serro(t) dt + Serro(0) \quad (4.98)$$

Para a simulação representar de forma condizente o conversor que será implementado, escolheu-se como plataforma de simulação o software LTSpice IV, este software leva em conta o modelo de cada componente e a simulação é mais realista conforme o modelo dos componentes são mais elaborados, podendo levar em conta efeitos térmicos e físicos dos semicondutores, no Apêndice B é possível observar uma série de simulações feitas com o conversor CC-CC. Como o circuito é chaveado, a simulação tende a ficar mais complexa devido aos transitórios ocorridos causados pelos chaveamentos. Para que a simulação não ficasse extremamente sofisticada alguns componentes foram substituídos por componentes linearizados. Existe uma demanda computacional muito grande quando se utiliza modelos completos dos componentes, visto que são feitos mais cálculos a cada iteração.

A Figura 21 mostra um esquemático do conversor em malha fechada com todos os elementos que compõem o carregador.

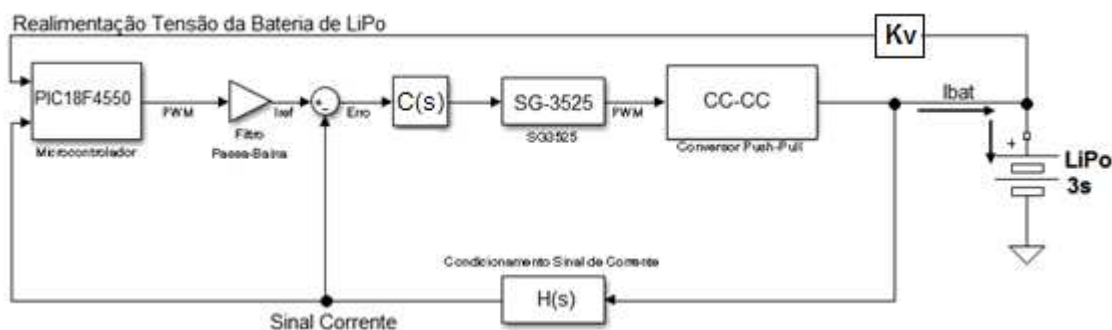


Figura 21 – Esquemático do Conversor em Malha Fechada

A função de transferência $H(s)$ representa todo o circuito de condicionamento do sinal de corrente, ou seja, este estágio possui o filtro com função de transferência $H_1(s)$ e um ganho proporcional. A função de transferência $C(s)$ representa o controlador.

Fechando a malha do carregador com o auxílio do Matlab e conforme já mencionado utilizando-se a ferramenta RLTOOL, é possível ajustar um controlador que satisfaça os seguintes critérios de projeto:

- Erro nulo em regime permanente;
- Sobressinal baixo;

A Figura 23 mostra a resposta do conversor em malha fechada para uma referência de 2,2V que representa 1A na saída do carregador. Conforme pode ser visto no gráfico a resposta apresenta erro de regime nulo e o sobre-sinal está em torno de 3,2%, conforme já havia sido mencionado, não existe a necessidade prática de se ter uma resposta mais rápida do que a que foi alcançada. Com o estudo da alocação de polos e zeros do sistema no RLTOOL, foi possível notar que com o ganho proporcional que é dado no sinal de corrente, consegue-se a resposta esperada com um controlador do tipo I (integrativo).

O controlador adotado apresenta a seguinte função de transferência:

$$C(s) = \frac{700,05}{s} \quad (4.99)$$

A Figura 22 mostra o circuito do controlador adotado.

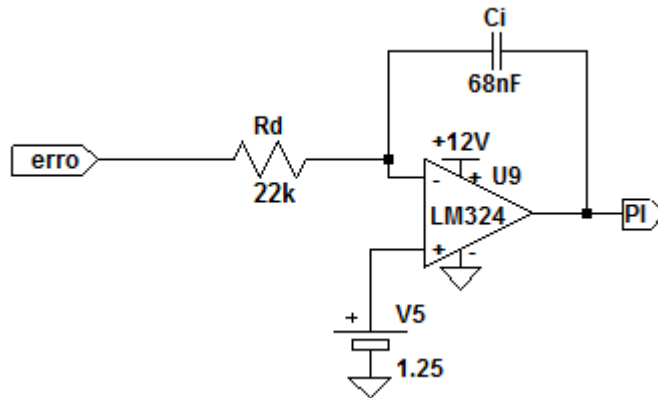


Figura 22 - Circuito Integrador

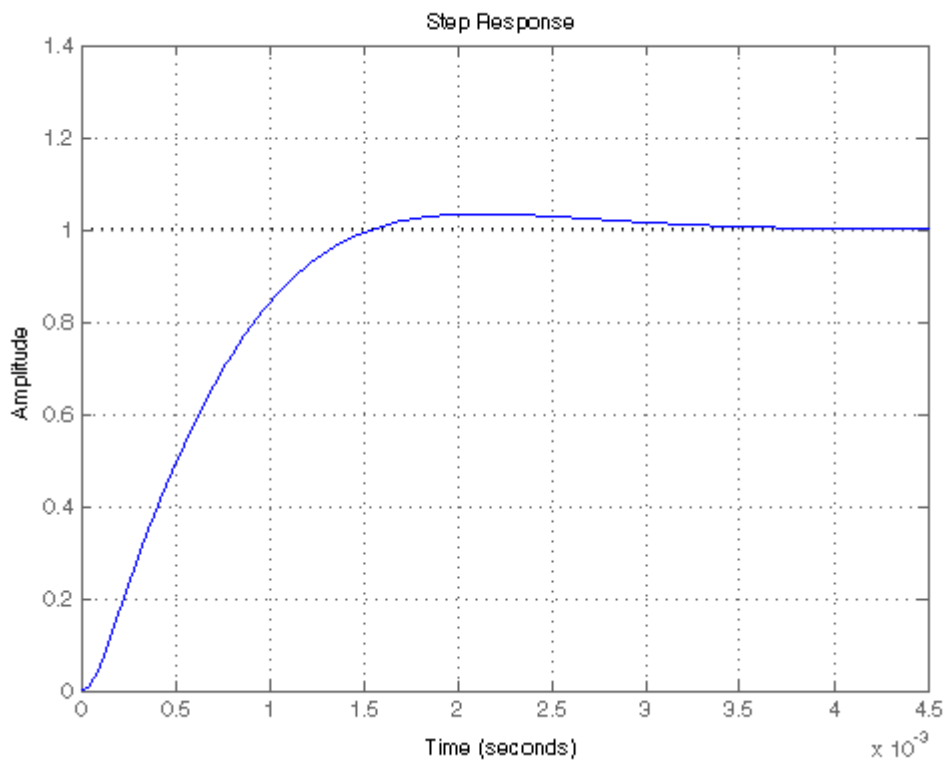


Figura 23 - Resposta em malha fechada

14.11 - Circuito de gerenciamento microcontrolado do carregador

Conforme já citado neste trabalho o carregador fará parte do projeto de uma embarcação que coleta amostras de água para análise laboratorial, esta embarcação possui um microprocessador central com o sistema operacional Linux e com programas dedicado às tomadas de decisão, dentre os diversos sistemas eletrônicos contidos na embarcação, o carregador de baterias de LiPo abordado neste trabalho deve se comportar como um sistema capaz de receber ordens do microprocessador central e ser capaz de processar estas informações e trocar informações a respeito dos estágios de carga da bateria.

Para que o carregador seja capaz de ser autônomo, isto é, possa ser capaz de receber ordens do microprocessador central e executar seus ciclos de carga e trocar informações a respeito do status de carga da bateria sem nenhuma influência humana, foi necessário utilizar um microcontrolador dedicado ao carregador. Foi necessário desenvolver um programa para o microcontrolador que gerencia as atividades de carga da bateria, recebe e envia informações, além de tomar decisões pertinentes ao processo de carga.

O microcontrolador escolhido para gerenciar as atividades do carregador é o PIC 18f4550 da empresa Microchip, este microcontrolador foi escolhido simplesmente pelo fato de o autor deste trabalho já possuir tal componente, para otimizar as dimensões da PCB final que será implementada no projeto e também pelo fato de o projeto não exigir um processamento complexo de dados, poderá se utilizar um microcontrolador mais simples e com menos suporte a periféricos, com o objetivo de diminuir as dimensões físicas do carregador, além de reduzir os custos de projeto.

A pinagem do microcontrolador pode ser visto na Figura 24.

40-Pin PDIP

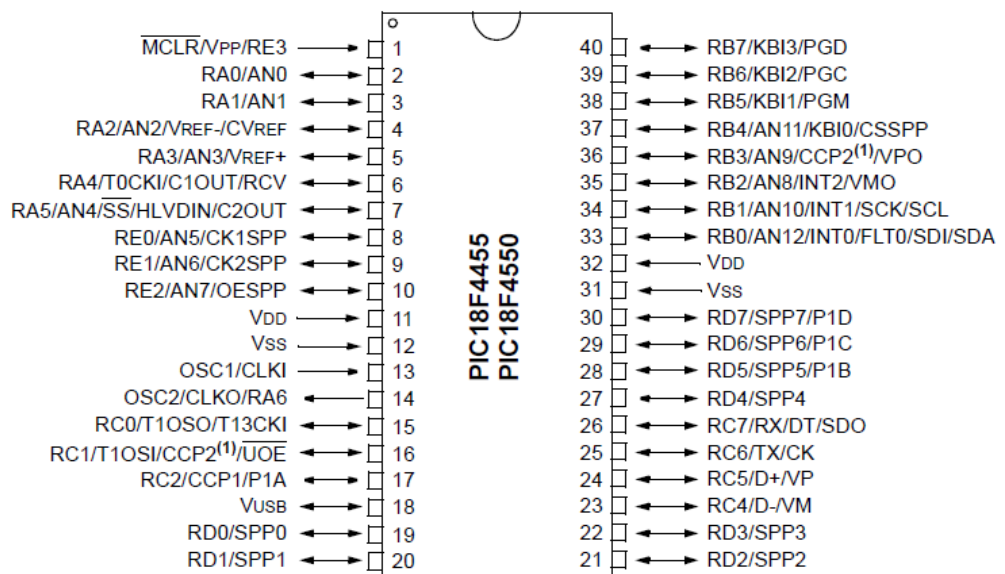


Figura 24 - Microcontrolador PIC 18F4550

O PIC18f4550 possui 3 interrupções externas, 4 módulos de Timer, 2 módulos que podem ser configurados como gerador de PWM, ou como modo de captura de sinal, ou ainda como comparador, possui suporte a comunicação serial, USB 2.0, SPI e I²C e 13 canais com conversores A/D com resolução de 10 bits. Este microcontrolador possui um desempenho excelente para as necessidades exigidas para este projeto.

A embarcação que irá fazer a coleta de água possui o protocolo de comunicação RS485 como padrão para a comunicação dos periféricos com o microprocessador central, este sistema de comunicação apresenta uma maior robustez em relação à rejeição de ruídos quando comparado com o padrão RS232, além de permitir maiores distâncias de comunicação entre os elementos que compõem a rede.

4.12 - Sinal de Referência da Malha de Controle

Como o microcontrolador utilizado para gerenciar o carregador não possui nenhum conversor de sinal digital para analógico (D/A), optou-se por utilizar o módulo *PWM* deste microcontrolador para gerar as tensões de referência variáveis. O principal problema em utilizar o módulo PWM é que a tensão não é contínua e sim formada por uma onda com frequência constante e largura de pulso variável, o valor médio de tensão desta onda varia em função do *duty-cycle*.

Para que seja possível obter um sinal apenas com as componentes de baixa frequência do sinal do *PWM*, projetou-se um filtro passa-baixa. É importante fazer esta filtragem para que o sinal de referência do circuito de controle fique o mais constante possível, caso contrário a malha de controle tentará seguir as oscilações deste sinal de referência, prejudicando a atuação do controle. O filtro projetado apresenta uma frequência de corte de aproximadamente 106 Hz, com os testes feitos em bancada percebeu-se que não existe a necessidade de uma frequência de corte mais baixa, já que a resposta do sinal de referência apresentaria um atraso maior.

A Figura 25 mostra o esquemático do circuito implementado.

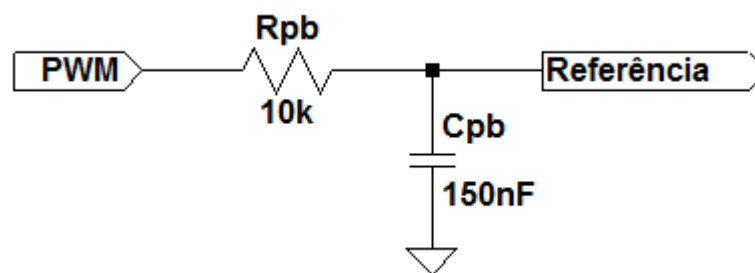


Figura 25 – Filtro do Sinal de PWM

A frequência de corte deste circuito é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{pb} \cdot C_{pb}} \quad (4.100)$$

A função de transferência deste filtro é dada por:

$$H_{filtro}(s) = \frac{1}{1 + s \cdot R_{pb} \cdot C_{pb}} \quad (4.101)$$

A frequência do PWM é de 100kHz, cerca de 94 vezes maior que a frequência de corte do filtro conforme pode ser visto no diagrama de bode abaixo. Na Figura 26 é possível observar a simulação feita no LTSpice, do sinal de referência após o filtro passa-baixa. É possível observar que o sinal de referência apresenta um valor que se assemelha a um sinal contínuo. O atraso introduzido pelo filtro não trouxe nenhum prejuízo para a malha de controle, visto que a dinâmica da planta é lenta e não existe a necessidade prática de se utilizar um sinal de referência que varie com uma constante de tempo menor do que a obtida com o filtro.

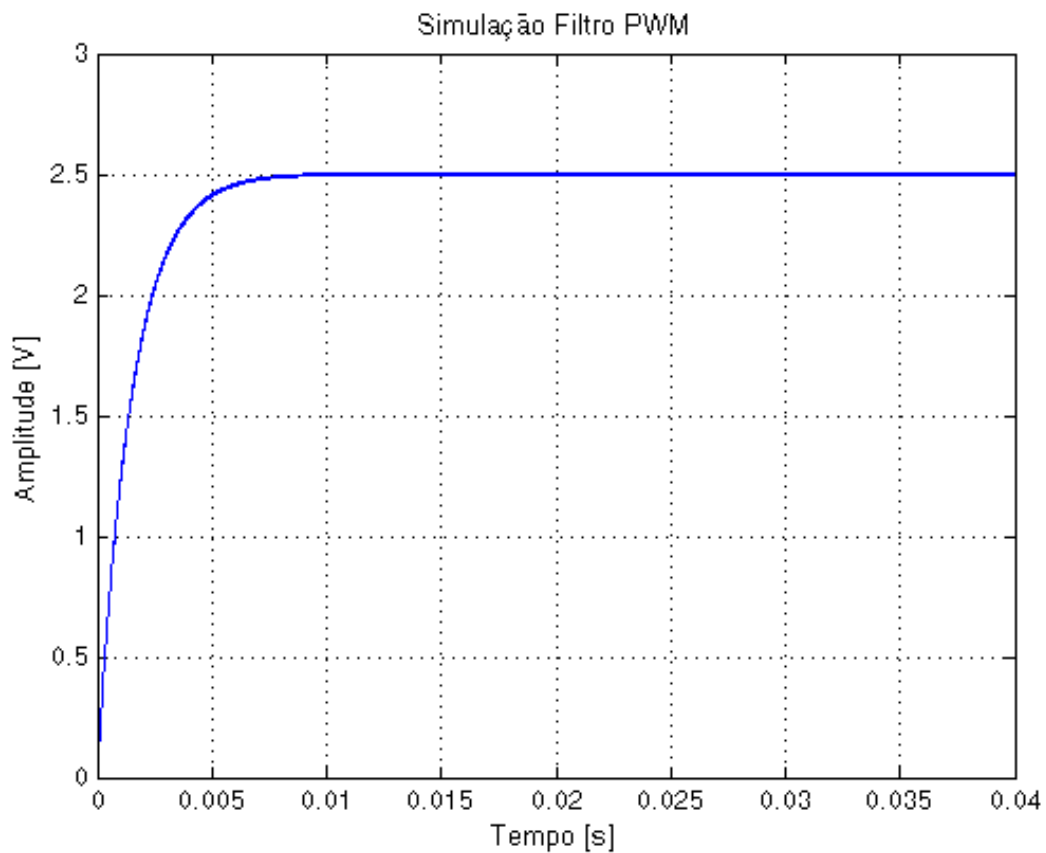


Figura 26 – Simulação do Filtro do PWM via LTSpice

O diagrama de Bode deste filtro pode ser visto na Figura 27.

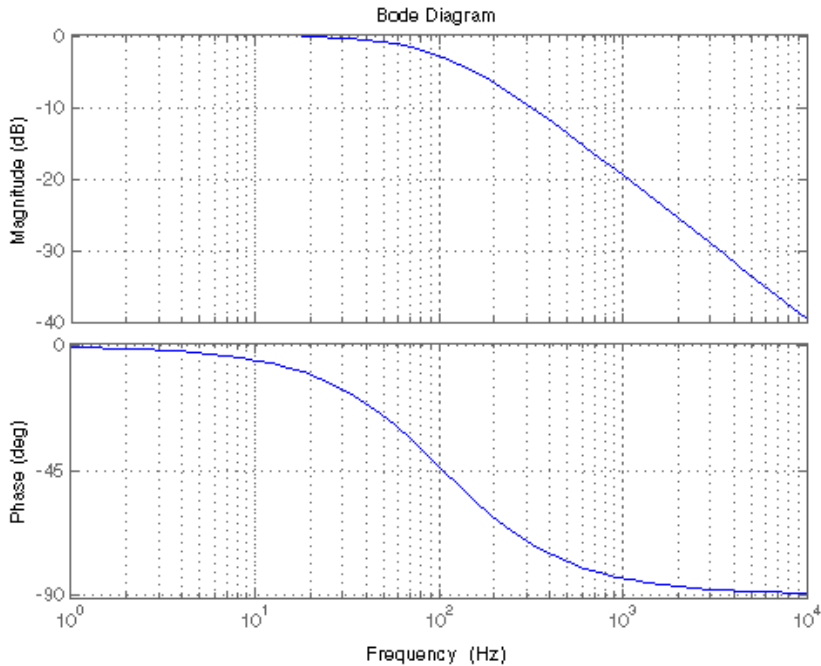


Figura 27 - Filtragem do Sinal do PWM

4.13 – Coleta do Valor de Tensão da Bateria

Para realizar a medição da tensão da bateria no processo de carga foi utilizado um simples divisor resistivo, este divisor foi montado com resistores de alto valor para não drenar altas correntes. Foi colocado um capacitor em paralelo com o resistor Rs2 para estabilizar o valor de tensão medida, este capacitor é de baixo valor para não criar uma dinâmica lenta no processo de leitura das tensões. Não foi feita nenhuma filtragem analógica adicional, visto que este sinal será filtrado digitalmente pelo microcontrolador.

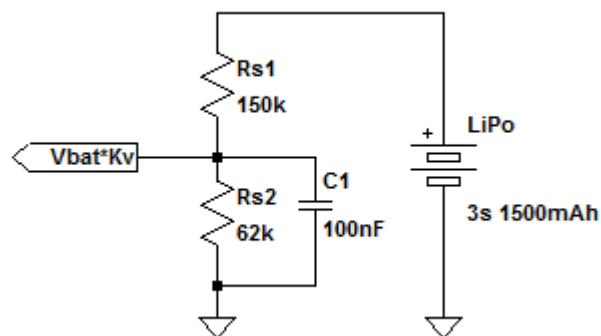


Figura 28 - Sensoriamento Tensão da Bateria

Este divisor de tensão atenua o valor de tensão da bateria, para que o sinal de tensão possa ser monitorado pelo conversor A/D do microcontrolador. A equação que descreve o sinal de tensão que é entregue ao conversor A/D é dado pela equação (4.102).

$$V_{A/D} = \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} \cdot V_{bat} = 0,29245 \cdot V_{bat} \quad (4.102)$$

Onde:

V_{bat} : Tensão da bateria de LiPo.

4.14 - Programa de Gerenciamento do Carregador

O programa que gerencia o carregador recebe e executa as ordens provenientes do microcontrolador central, ou seja, o carregador é um elemento escravo do sistema. Neste estágio do projeto, tem-se o conversor CC-CC já montado e testado em malha fechada. O microcontrolador neste momento será integrado à estrutura completa do conversor e será responsável por gerenciá-la. A tensão de referência que é injetada na malha de controle para determinar os níveis de corrente que devem ser injetados na carga são agora determinados pelo programa inserido no microcontrolador. A estrutura que foi projetada pode ser vista na Figura 29.

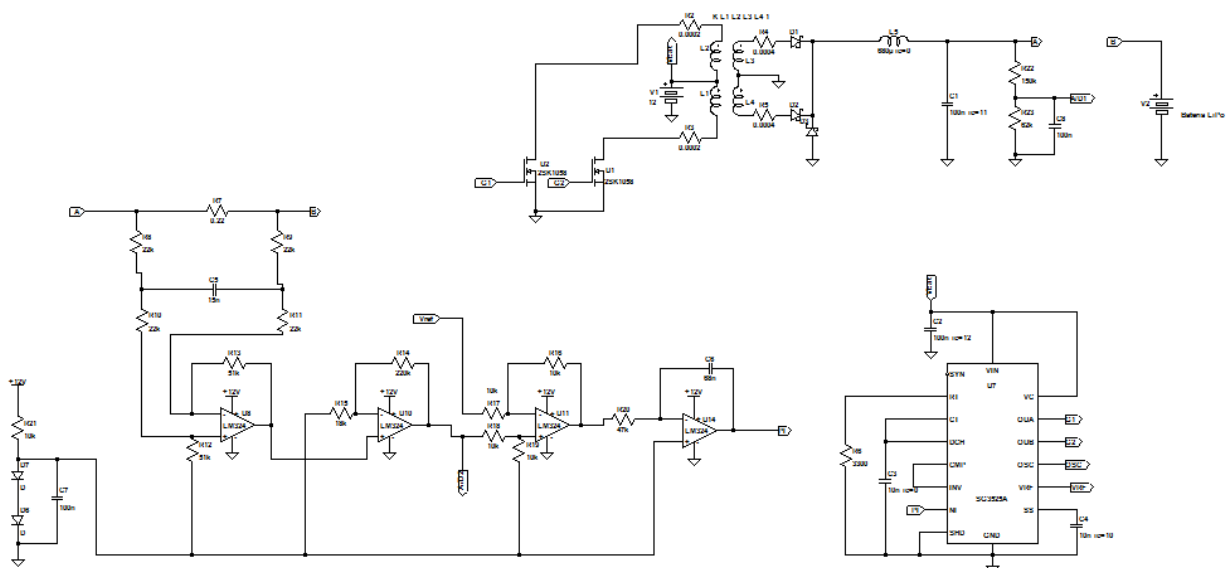


Figura 29 – Conversor e Malha de Controle (Modo Corrente)

O programa foi feito em linguagem C, utilizando o compilador PICC baseado no padrão CCS. O fluxograma do programa pode ser visto na Figura 30.

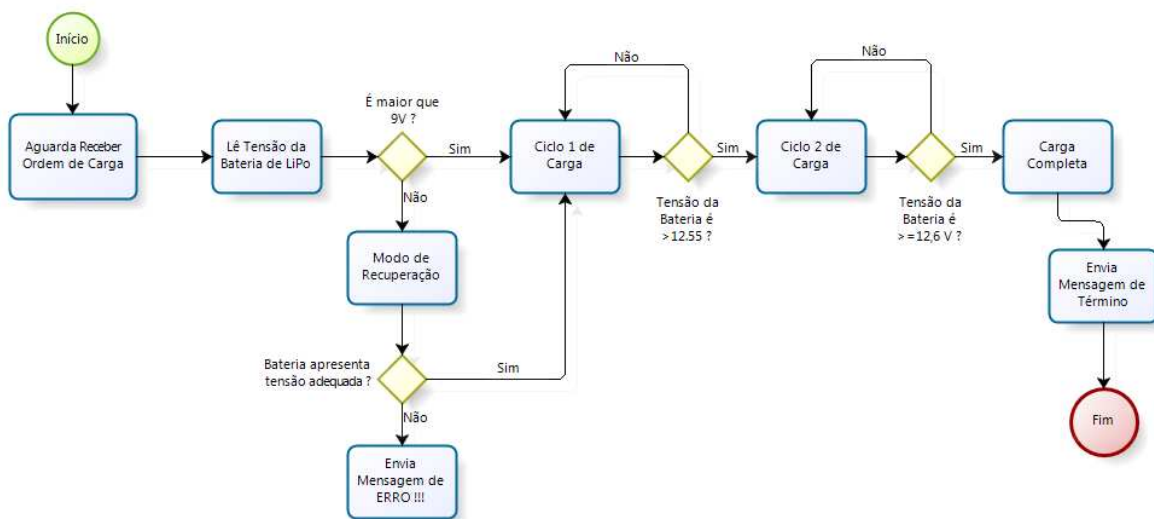


Figura 30 - Fluxograma de operação do carregador

Conforme pode ser visto no fluxograma que representa o algoritmo adotado para controlar o carregador, o programa possui dois ciclos de carga bem definidos (Ciclo 1 de carga e Ciclo 2 de carga), cada um dos ciclos será melhor explicado posteriormente.

O microcontrolador do carregador permanece sem executar nenhuma tarefa até o momento em que recebe a ordem para carregar uma bateria de LiPo 3s, neste instante o microcontrolador faz a leitura do conversor A/D, intitulado como A/D2, se a bateria possuir um nível adequado de tensão em seus terminais o carregador entra no ciclo normal de carga, caso contrário o carregador tenta recuperar a bateria injetando uma pequena corrente de excitação para elevar sua carga até um nível adequado, ou caso a bateria realmente esteja danificada o programa envia um aviso de erro ao microprocessador central.

Analisando a situação em que a bateria está com um nível adequado de tensão para a carga, segue-se no fluxograma para a entrada no ciclo 1 de carga. Neste estágio o carregador entra no modo de carga rápida e passa a carregar a bateria com 1C. O fabricante da bateria que foi utilizada para os testes de carga não recomenda cargas com correntes maiores do que 1,5C.

Conforme pode ser observado no fluxograma existem dois ciclos bem definidos de carga, o ciclo 1 e o ciclo 2.

O ciclo 1 de carga consiste nos seguintes procedimentos:

- Início do ciclo 1;
- Recolhe o valor de tensão inicial da bateria (antes de iniciar ou reiniciar a carga);
- Cria uma rampa crescente de tensão de referência no módulo PWM e monitora o valor de corrente que está sendo injetado na bateria através do conversor A/D intitulado como A/D2;
- Quando o carregador estiver entregando 1C para a bateria estabiliza-se o valor da tensão de referência da malha de controle;
- O microcontrolador permanece monitorando a tensão da bateria no conversor A/D1;

- Aguarda o valor de tensão da bateria aumentar de 0,8V, em relação a leitura anterior;
- Para de injetar corrente na bateria e aguarda 5 segundos para a estabilização da mesma;
- Faz-se novamente a leitura da tensão da bateria;
- Se a bateria estiver com tensão superior ou igual a 12,55V entra-se no ciclo 2 de carga, caso contrário retorna-se ao início do ciclo 1;
- A todo instante a tensão da bateria deve ser monitorada para não ultrapassar o máximo valor recomendado, caso contrário pode-se colocar o projeto em risco;

O procedimento adotado para o ciclo 1 de carga é adotado por algumas empresas que fabricam carregadores de baterias de LiPo, na referência [6] adota-se um procedimento parecido para o ciclo de carga da bateria, porém o carregador trabalha com pulsos de carga com temporização pré definida (ligado por um período de tempo e desligado por outro período para a estabilização). Como este projeto conta com um microcontrolador integrado, é mais interessante trabalhar com o ciclo de carga definido pela tensão em que a bateria se encontra num dado instante.

O ciclo de carga adotado em [6] pode ser visto na Figura 31.

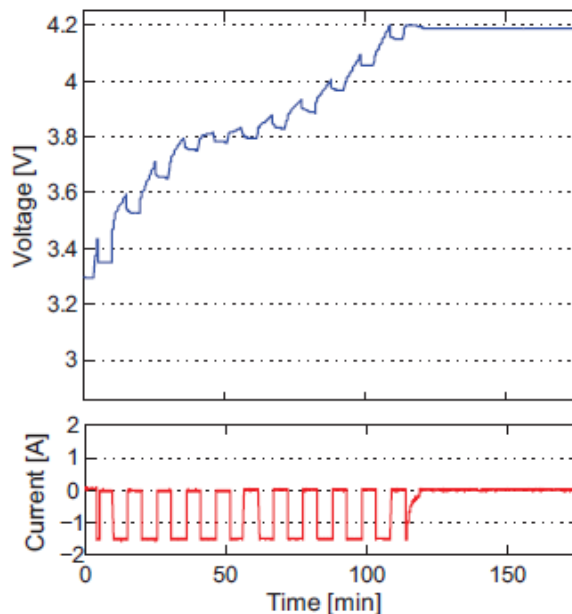


Figura 31 - Ciclo de carga retirado de [6]

Conforme mostrado em [6], [7] e também recomendado por alguns fabricantes de bateria de LiPo, é importante que no estágio final de carga (próximo de cada célula estar com 4,2V), se reduza a corrente para um valor baixo para que a bateria entre em equilíbrio eletro-químico e estabilize no valor máximo de carga. Este procedimento é importante, pois conforme analisado na modelagem em [6], a resistência série equivalente da bateria vai reduzindo conforme a bateria é carregada vide Figura 32. Desta forma, é importante que o carregador tenha um procedimento de limitação de corrente, para que esta redução de

resistência não acarrete em uma elevação repentina na corrente de carga. Devido ao fato de o carregador deste projeto trabalhar em modo de corrente e ainda contar com um controle do estado da carga inteligente feita com microcontrolador, o processo de carga é adaptado conforme a bateria vai alterando seus parâmetros.

A alteração da resistência em função do estágio de carga pode ser visto na Figura 32, figura retirada de [6].

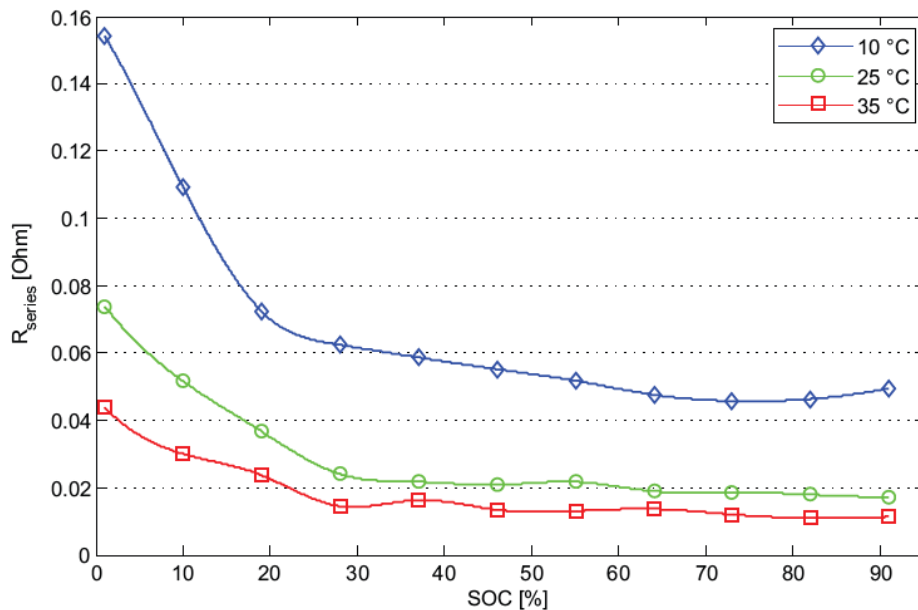


Figura 32 - Comportamento da Resistência Série Equivalente da Bateria em função do estágio de carga, figura retirada de [6]

Com base no que foi apresentado até o momento o ciclo de carga final da bateria consiste no que foi nomeado no fluxograma como ciclo 2 de carga.

O ciclo 2 de carga consiste nos seguintes procedimentos:

- Recolhe o valor de tensão da bateria;
- Cria uma rampa crescente de tensão de referência no módulo PWM e monitora o valor de corrente que está sendo injetado na bateria através do conversor A/D intitulado como A/D2;
- Quando o carregador estiver entregando 100mA para a bateria, estabiliza-se o valor da tensão de referência da malha de controle;
- O microcontrolador permanece monitorando a tensão da bateria no conversor A/D1;
- Aguarda o valor de tensão da bateria se elevar de 50mV;
- Para de injetar corrente na bateria e aguarda 5 segundos para a estabilização da mesma;
- Faz-se novamente a leitura da tensão da bateria;
- Se a bateria estiver com tensão superior ou igual a 12,62V, termina-se a carga e envia mensagem de término para o microprocessador, caso contrário retorna-se ao início do ciclo 2;

- A todo instante a tensão da bateria deve ser monitorada para não ultrapassar o máximo valor de tensão de carga recomendado, caso contrário pode-se colocar o projeto em risco;

Como o microcontrolador do carregador trabalha como escravo a qualquer instante no procedimento de carga o microprocessador pode enviar uma ordem de parada e tal ordem deve ser executada imediatamente, bem como qualquer outra ordem enviada do microprocessador central.

4.15 - O protocolo de comunicação RS485

A norma TIA/EIA-485, conhecida popularmente como RS-485, descreve uma interface de comunicação operando em linhas diferenciais capaz de se comunicar com 32 “dispositivos transmissor/receptor”. O meio físico mais utilizado é um par de fios trançados. Através deste único par de fios, cada dispositivo transmite e recebem dados. Cada dispositivo aciona o seu transmissor apenas no instante que necessita transmitir, mantendo-o desligado no resto do tempo de modo a permitir que outros dispositivos transmitam dados [15].

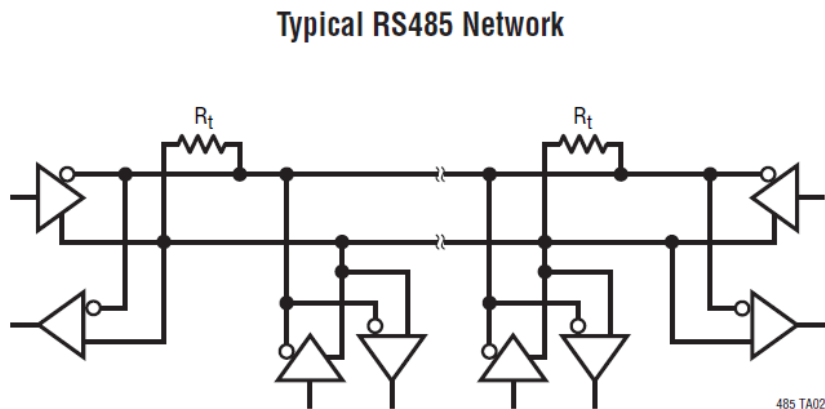


Figura 33 - Típica Rede RS485, retirada do datasheet da empresa Linear Technology

A Figura 33 retirada do datasheet da empresa Linear Technology, mostra o esquema de ligação entre os módulos para formar uma rede RS485, a embarcação que fará as coletas de água faz a comunicação com todos os periféricos através de uma rede deste tipo.

Neste estágio do trabalho toda a estrutura do carregador já foi implementado e o circuito implementado pode ser visto na Figura 34, a próxima seção apresentará os resultados dos testes práticos realizados.

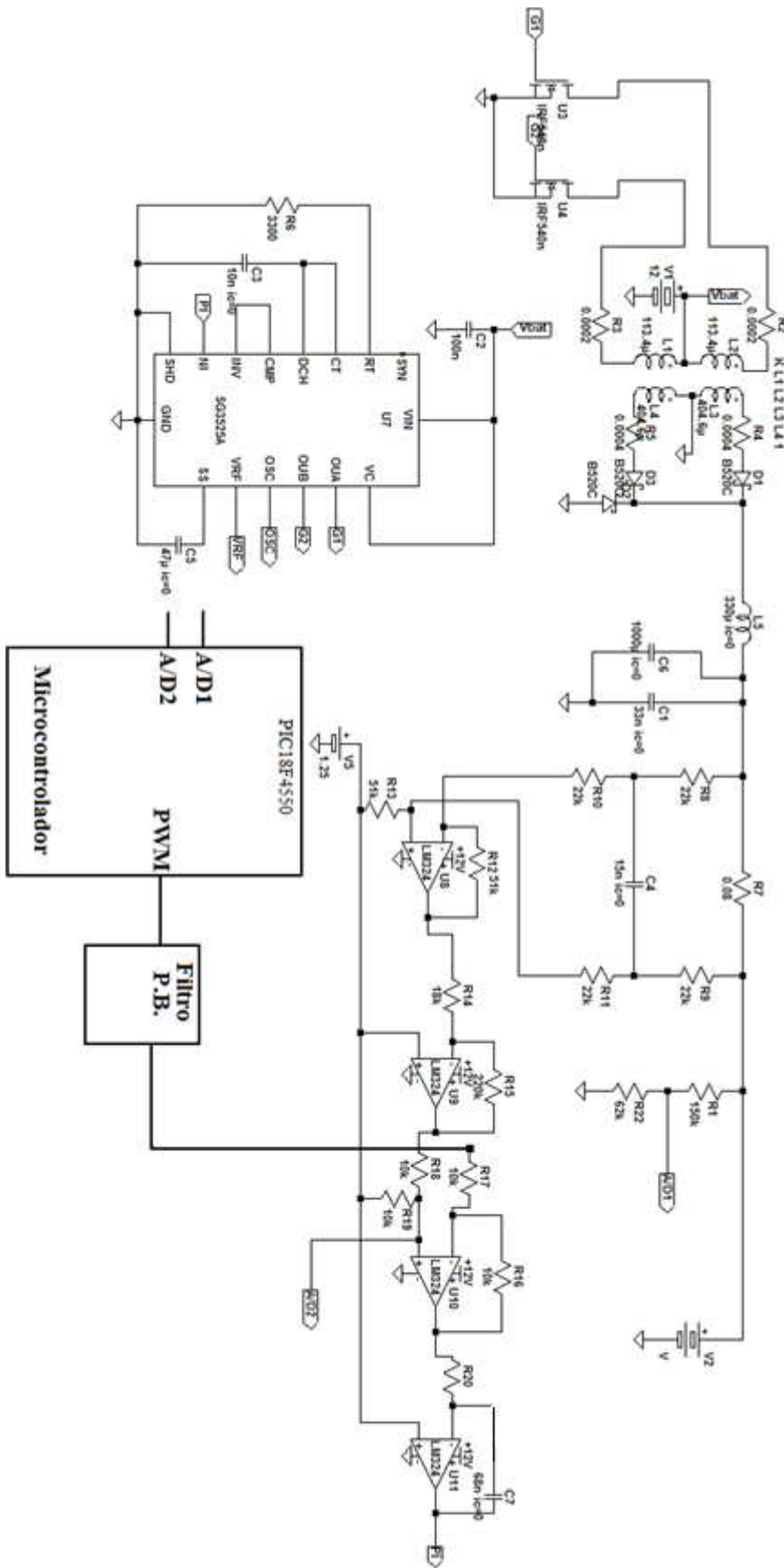


Figura 34 – Circuito do Carregador Implementado

5 - Testes e Resultados

A Figura 35 mostra o sinal da rampa gerada pelo SG3525 com o auxílio do capacitor C_T e do resistor R_T . Este sinal é utilizado para estabelecer uma comparação entre o sinal da saída do amplificador de erro e o sinal da rampa, o sinal de saída do comparador é utilizado pelo LATCH interno que irá modular o sinal PWM correspondente a este sinal.

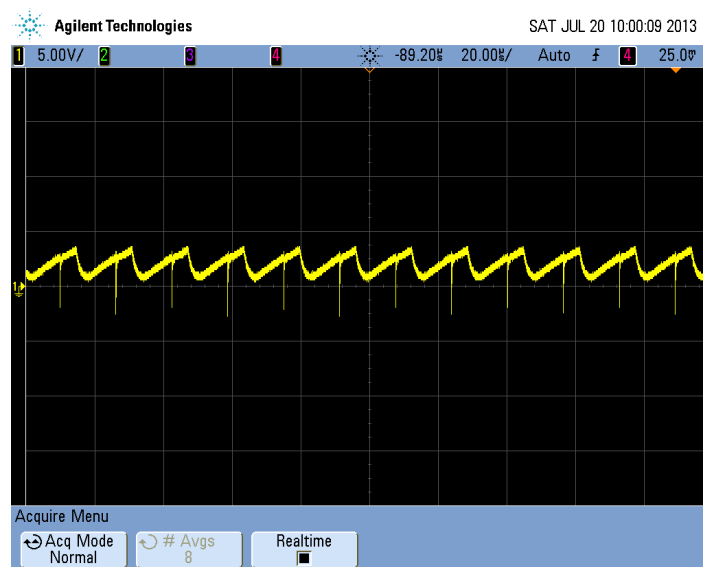


Figura 35 - Dente de Serra gerada para fazer a comparação

A Figura 36 mostra o sinal PWM gerado pelo SG3525 para uma dada região de trabalho, como se pode notar a frequência de chaveamento está um pouco acima dos 25kHz, devido à tolerância dos componentes. Este sinal é diretamente conectado à porta de um dos MOSFETs de potência.

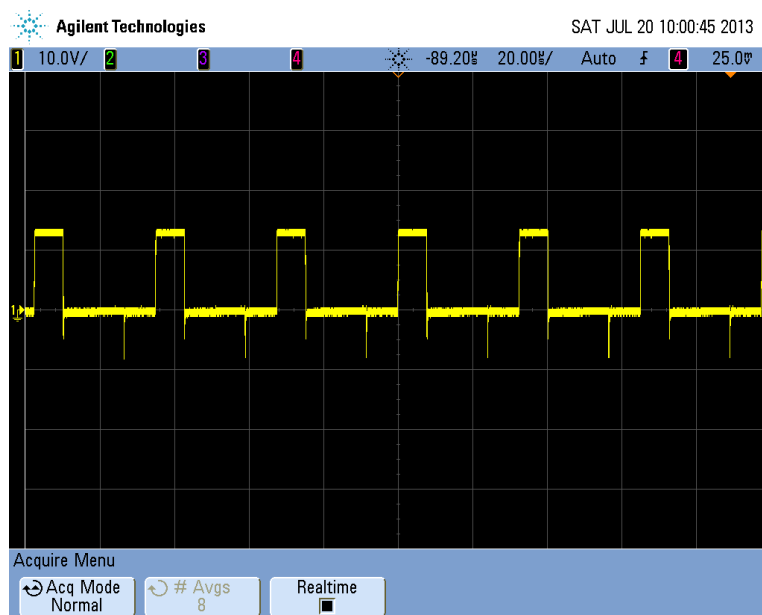


Figura 36 - PWM na Saída do UC3525

A Figura 37 mostra o sinal de saída do transformador, este sinal é retificado na etapa seguinte por um diodo Schottky. É possível observar nesta imagem o transitório causado pelos chaveamentos e pelas indutâncias de dispersão. É possível observar também o período de tempo sem condução das chaves.

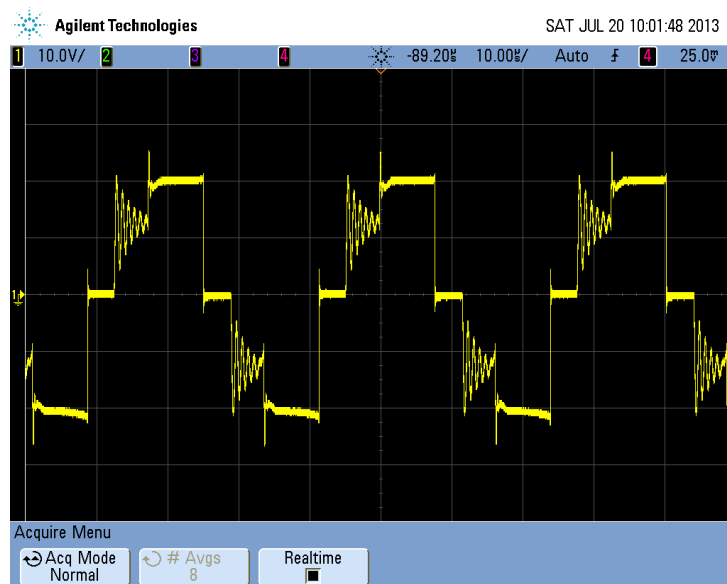


Figura 37 - Sinal no Secundário do Transformador

Na Figura 38 pode-se observar a forma de onda obtida após a retificação das saídas do transformador, este sinal é aplicado ao filtro do próximo estágio.

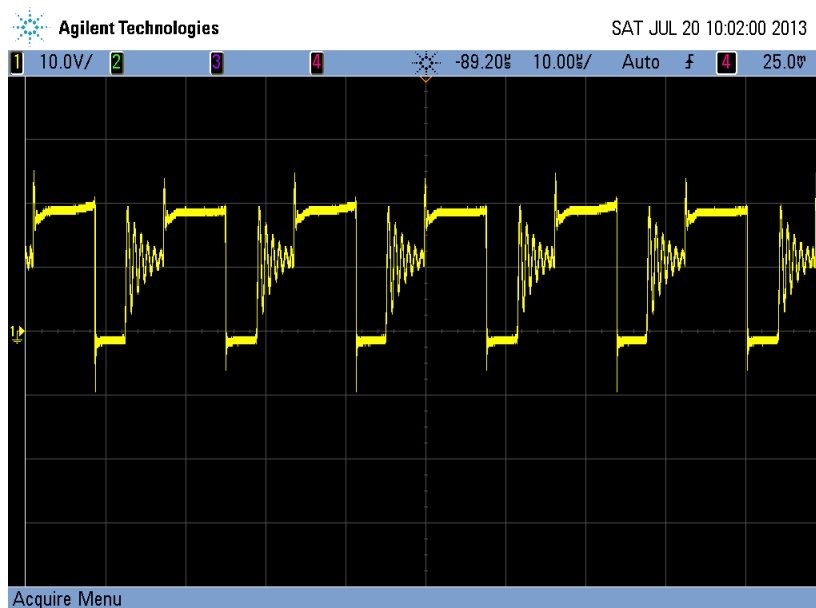


Figura 38 - Sinal Retificado

Depois da filtragem do sinal retificado mostrado na Figura 38, tem-se o sinal apresentado pela Figura 39.

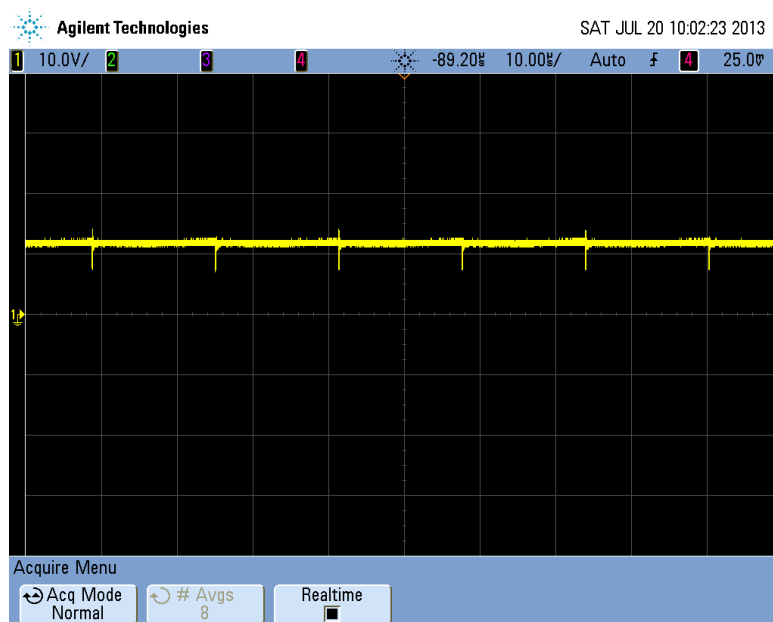


Figura 39 - Sinal após o filtro

A Figura 40 mostra o ciclo de carga do carregador implementado. Estes valores foram obtidos com o próprio microcontrolador utilizado no projeto.

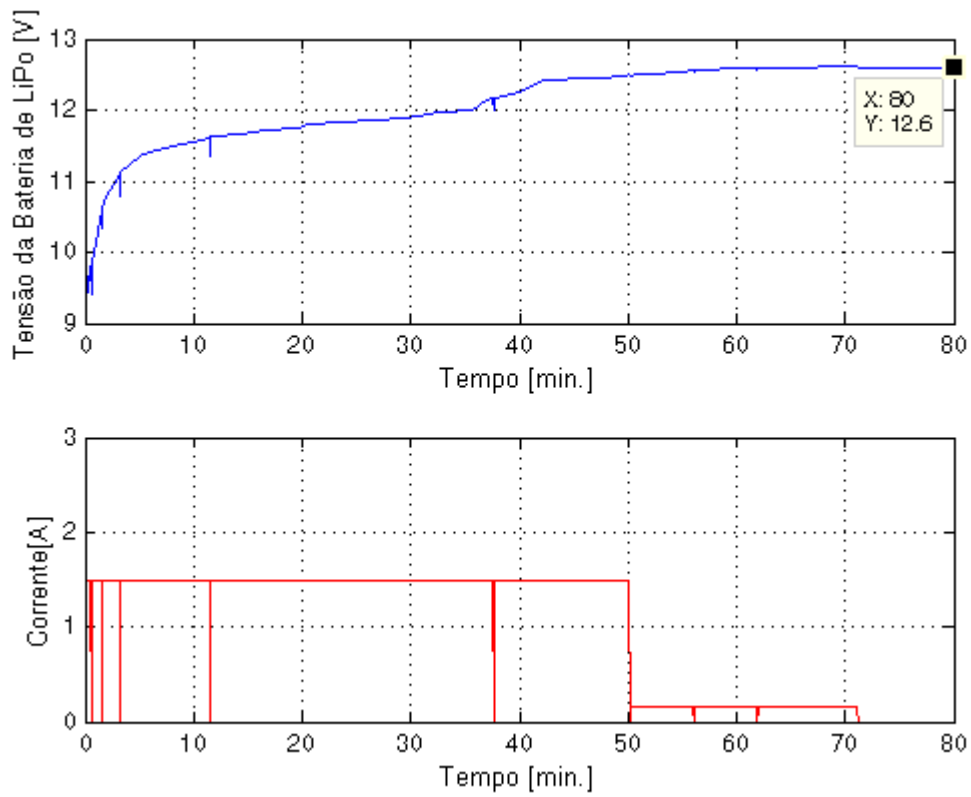


Figura 40 – Ciclo de Carga

Foram feitos 5 testes de carga e descarga na bateria, em todos os testes notou-se que o procedimento de carga está estável e confiável.

5.1 - Discussão dos resultados

Com base no que foi apresentado e nos testes de carga da bateria de LiPo desenvolvidos no laboratório, concluí-se que o projeto atende às exigências na prática. O circuito de controle fechado em malha de corrente conseguiu anular o erro de regime, além de tornar o sistema invariante às oscilações na tensão de alimentação. Os testes com a tensão de alimentação variando entre os limites mínimos e máximos foram bem sucedidos, mostrando que a malha de controle está com um funcionamento adequado.

O programa desenvolvido cumpriu claramente com o ciclo de carga que foi proposto, os testes foram feitos com o carregador recebendo ordens de um computador e toda troca de informação foi realizada com êxito. Conforme pode ser visto na Figura 40.

Para melhorar a leitura de tensão da bateria durante os ciclos de carga foi feita uma amostragem de dez valores de tensão durante ciclos de 10ms e depois a tensão média foi calculada a partir destas amostras, este procedimento fez com que possíveis ruídos provenientes dos transitórios de chaveamento fossem minimizados no processo de medição.

O rendimento ficou em torno de 85% para a faixa de trabalho considerada para a carga da bateria no ciclo 1, notou-se que além do consumo com a polarização dos circuitos integrados (amplificador operacional, microcontrolador e SG3525) em torno de 0,18W, que poderia ser diminuído através de componentes de menor consumo, existem as perdas nas chaves (dissipação de 2,34W nos Mosfets e 1,56W nos Diodos para a maior solicitação do conversor, conforme calculado no capítulo 4). Existem também as perdas no transformador e nos demais componentes que compõem o carregador. Desta forma, o rendimento obtido está condizente com o esperado. Para melhorar este rendimento é necessário realizar um estudo elaborado em como diminuir cada uma das perdas citadas, para as perdas nas chaves, por exemplo, poderia se tentar a utilização de MOSFETs com menor resistência de condução e tempos de chaveamento, bem como para os diodos. O projeto do transformador também é algo relevante no intuito de se tentar aumentar o rendimento global do carregador.

6 - Conclusão

O projeto e implementação de um carregador de baterias requer um estudo prévio das propriedades intrínsecas de cada tipo de bateria e do conhecimento dos modos e limites aceitáveis para os procedimentos de carga e descarga. Tratando-se especificamente do caso das baterias de lítio-íon polímero, que aceitam cargas rápidas com grande densidade de energia, mas também podem oferecer um grande risco caso sejam colocadas em condições inadequadas de carga, conclui-se que é extremamente importante estabelecer um procedimento de carga em malha fechada no qual tanto a corrente que é entregue à bateria quanto a tensão das células sejam monitoradas continuamente.

Além do conhecimento das propriedades pertinentes às baterias de LiPo, é importante estabelecer os requisitos de projeto que devem ser atendidos. Como o carregador deste projeto será embarcado em um veículo que fará coletas de água para análise e a principal fonte de fornecimento de energia do carregador será uma bateria de chumbo ácido, levou-se em conta que o carregador deve ser capaz de trabalhar com tensões de alimentação que variam desde 9V, quando a bateria estiver descarregada até 15V, quando a bateria estiver totalmente carregada, como as baterias de LiPo serão utilizadas para fornecer energia aos motores brushless que movimentarão o veículo e toda a embarcação possui um referencial de terra em comum, não existiu a necessidade de haver um isolamento elétrico entre o carregador e a malha de terra da embarcação, porém dependendo da aplicação, pode ser de fundamental importância realizar a isolação elétrica. O projeto implementado apresentou uma boa robustez às variações na tensão de alimentação e o controlador proposto apresentou um bom desempenho.

Conforme foi apresentado neste trabalho, as propriedades elétricas da bateria de LiPo variam com o estágio de carga, a resistência interna da bateria, por exemplo, tende a reduzir conforme o processo de carga avança, desta forma o procedimento de controle do carregador em modo de corrente permitiu um total controle da corrente que é injetada, minimizando assim quaisquer riscos de surtos de corrente ocasionados por alguma mudança proveniente dos processos eletroquímicos da bateria. Porém, além do controle da corrente foi essencial monitorar a tensão, de modo a alterar o ciclo de carga segundo o estado da bateria.

A criação de uma rampa de tensão para a referência da malha de controle foi importante para suavizar a resposta do carregador, ou seja, mesmo quando o carregador estiver no ciclo que fornece 1C de corrente para a bateria, a corrente irá incrementando segundo uma rampa até chegar neste valor. Desta forma, elimina-se qualquer surto de corrente na bateria, independentemente do estágio de carga da mesma.

Conforme pôde ser visto na parte de modelagem do conversor, para simplificar o modelo matemático do mesmo, foi necessário considerar algumas hipóteses de modo a conseguir uma linearização da planta. Além de existir a necessidade de levar em conta a resistência série equivalente dos capacitores do filtro, sendo tais valores complicados de serem estimados com uma boa exatidão. Estes fatos fazem com que a modelagem da planta possa apresentar uma dinâmica um pouco diferente da realidade, de qualquer forma o modelo do conversor pode servir como uma boa estimativa da resposta real do mesmo, podendo ser utilizada para um projeto inicial do controlador. No caso deste projeto o

controlador encontrado com o auxílio do MatLab foi implementado e resultou em uma boa resposta da malha de controle. Concluí-se, portanto para o âmbito deste trabalho, que não existe a necessidade de um esforço no intuito de obter um modelo completo e conseqüentemente complexo do conversor, já que muitos parâmetros podem ser difíceis de serem coletados na prática com boa exatidão, sendo, portanto mais interessante trabalhar com um modelo simplificado e posteriormente fazer pequenos ajustes nos controladores caso necessário.

7 - Referências Bibliográficas

- [1] Pomilio, J. A. **Eletrônica de Potência**. 1. Ed. Campinas: Universidade Estadual de Campinas, 2002.
- [2] Erickson, R. W. **DC-DC Power Converters**. Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronic Engineering, 2007.
- [3] Martins, D. C.; Barbi, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. Ed. Florianópolis, 2006.
- [4] Severns, R. P.; Bloom G. **Modern DC-TO-DC Switchmode Power Converter Circuits**. New York, Van Nostrand Reinhold Company, 1985.
- [5] Barbi, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**, 2. Ed. Florianópolis, 2007.
- [6] Baronti, F.; Fantechi, G.; Leonardi, E.; Roncella, R.; Saletti, R.; **Enhanced Model for Lithium-Polymer Cells including Temperature Effects**. **IEEE 2333**, 2010.
- [7] Sanguino, T. J. M.; Ramos, J. E. G. **Smart Host Microcontroller for Optimal Battery Charging in a Solar-Powered Robotic Vehicle**. **IEEE/ASMETRANSACTIONS ON MECHATRONICS**, 2012.
- [8] Baronti, F.; Fantechi, G.; Leonardi, E.; Roncella, R.; Saletti R. **Hierarchical Platform for Monitoring, Managing and Charge Balancing of LiPo Batteries**. **IEEE**, 2011.
- [9] Liaw, C. U.; Chiang, S . J. **Robust Control of Current-Mode Controlled Converters**. **IEEE**, 1993.
- [10] Wang,F.; Xu,J.; Wang,B. **Comparison Study of Switching DC-DC Converter Control Techniques**. **IEEE**, 2006.
- [11] Datasheet Reference UC3525A Fairchild Semiconductor.
- [12] Mammano, B. **Current Sensing Solutions for Power Supply Designers**, 2001.
- [13] Forghani-zadeh, H. P.; Mora, Gabriel. A. R. **Current-Sensing Techniques for DC-DC Converters**.Georgia Institute of Technology.
- [14] Erickson, R. W.; **DC-DC Power Converters**. Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering.
- [15] HW Server.**Introduction to RS 422 & RS 485**.,Czech Republic, 1998.
- [16] Ericson, R. W.; Maksimovic, D. **Fundamentals of Power Electronics**. KluwerAcademic, 2000.
- [17] Barbi, I.; Martins, D. **Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência**. Documento Interno (INEP - 2001).

- [18] BARAUNA, A. P. **PARALELISMO DE INVERSORES DE TENSÃO CONTROLADOS PELO VALOR MÉDIO INSTANTÂNEO DA TENSÃO DE SAÍDA**. Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- [19] Filho, R. F. P. **Estudo e Implementação de uma Fonte de Tensão Alternada de 220v/1kW alimentadas por fontes CC de 24V**. Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- [20] Audio Systems Group, **Audio System Group**, 2013. Disponível em: <http://audiosystemsgroup.com/SAC0305Ferrites.pdf>, consultado em 12/06/2013.
- [21] Battery University, **Battery University**, 2013. Disponível em: http://batteryuniversity.com/learn/article/the_li_polymer_battery_substance_or_hype, consultado em 05/03/2013.
- [22] Apple. **Apple**, 2013. Disponível em: <http://www.apple.com/batteries>, consultado em 05/03/2013.
- [23] ECEE. **ECEE**, 2013. Disponível em: <http://ecee.colorado.edu>, consultado em 05/06/2013.
- [24] MELLO, L. F. P. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. São Paulo: Editora Érica Ltda, 1990. 281p.
- [25] Kiehne, H. A. **Battery Technology Handbook**. 2. ed. Breckerfeld, Germany: Marcel Dekker, Inc. 2003.

Apêndice A

A.1 – Estudo das Topologias de Conversores DC-DC Chaveados.

Nesta seção serão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC analisadas, tanto para o caso não isolado, quanto para o caso isolado e um breve comentário sobre sua viabilidade ou mesmo inviabilidade para compor o projeto do carregador de baterias de LiPo.

Os equacionamentos e formulações apresentados foram em grande parte retirados das obras tomadas como referências bibliográficas, desta forma muitas passagens matemáticas não serão demonstradas nesta parte do trabalho. Apenas o conversor escolhido para constituir o carregador terá um equacionamento detalhado, de modo que quando houver necessidade, será citada uma referência bibliográfica para maiores esclarecimentos de detalhes específicos de formulações e de caráter de dimensionamento de projeto. O principal objetivo desta seção é fazer uma rápida revisão das principais topologias de conversores CC-CC existentes, focando o conceito e teoria por trás de cada conversor, de modo a servir de base para a escolha de uma topologia adequada para desenvolver o carregador proposto. As referências [1], [2], [3], [4] e [5], foram fundamentais para o estudo citado.

A.1.1 - Topologia *Buck*

O conversor CC-CC *Buck* é utilizado como abaixador de tensão, ou seja, para produzir uma tensão média de saída menor que a tensão de entrada. A Figura 41 mostra a representação básica de um conversor do tipo *Buck*.

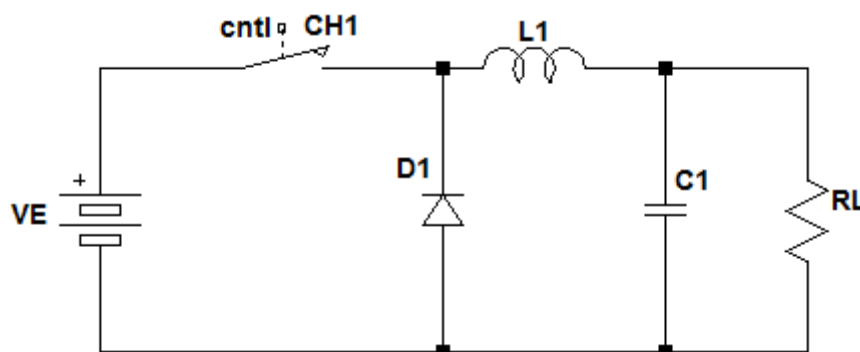


Figura 41 - Conversor *Buck*

Conforme pode ser visto na Figura 41 a tensão de entrada VE é recortada pela chave ideal (sem perdas na chave) $CH1$, considerando-se por simplicidade que a chave comuta com um período constante e igual a T , considerando-se que a carga RL é bem comportada, isto é, para uma tensão constante tem-se uma corrente constante e por fim supondo-se que a tensão na carga é constante e igual a VS ; quando a chave $CH1$ está conduzindo o diodo $D1$ está cortado, neste momento transfere-se energia da fonte para o indutor (cresce a corrente no indutor) e para o capacitor. Quando $CH1$ abre, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em $L1$ é transferida para a carga e para $C1$. Se o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, fará com que tal diferença carregue o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor irá descarregar, a fim de manter constante a corrente na carga. A tensão que deve ser suportada pela chave e também pelo diodo é igual à tensão de entrada VE .

Se a corrente na carga se anular antes da chave fechar novamente, a condução é dita descontínua; caso contrário a condução é dita contínua, a Figura 42 retirada de [1] mostra as principais formas de onda desta topologia para ambos os casos. O tipo de condução será determinado pelo dimensionamento da indutância, se tal elemento conseguir fornecer energia para carga no intervalo em que a chave está aberta, o conversor trabalhará com condução contínua.

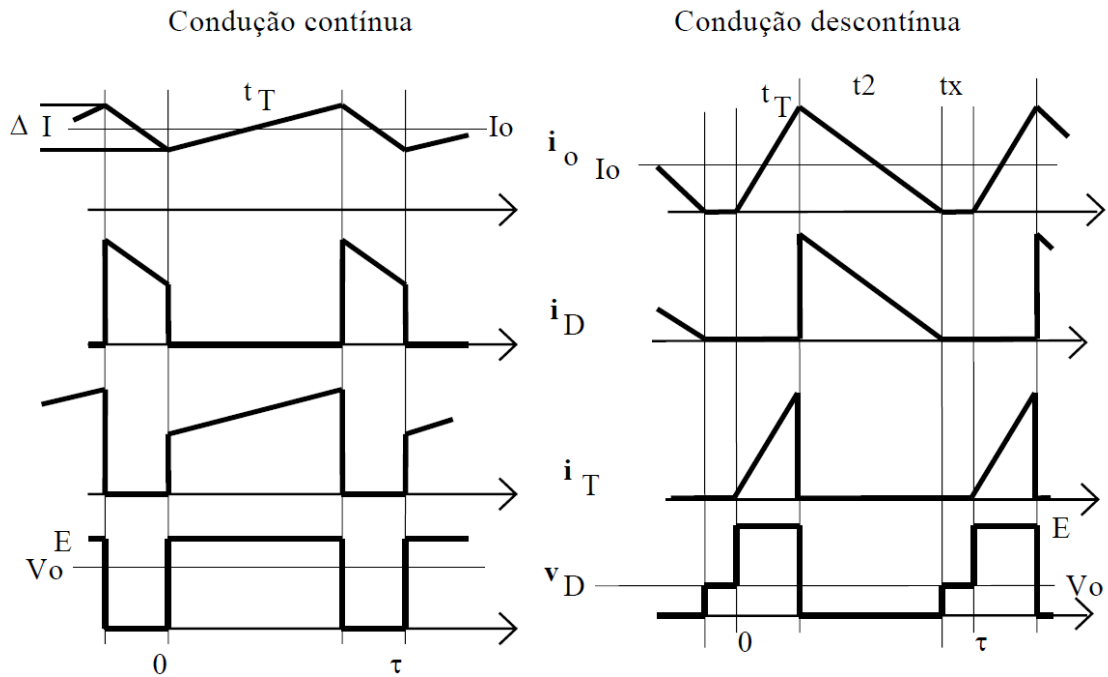


Figura 42 - Principais formas de onda do Conversor Buck, retirado de [1]

Onde:

t_x – tempo sem corrente na carga;

t_2 – tempo de descarga dos elementos armazenadores;

t_T – tempo em que a chave está conduzindo.

Considerando-se uma carga puramente resistiva.

O valor médio da tensão na carga é dado por:

$$V_{rsmed} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{rs}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_c} VE = \frac{t_c}{T} \cdot VE \quad (A.1)$$

Onde:

t_c – é o tempo em que a chave CH1 permanece conduzindo.

t_a – é o tempo em que a chave CH1 permanece aberta.

$T = t_c + t_a = 1/f$ – período de chaveamento.

V_{rs} - forma de onda na carga;

Definindo:

$$D = \frac{t_c}{T} \text{ - razão cíclica (duty cycle)}$$

Obtém-se:

$$V_{rmsmed} = D \cdot VE \quad (A.2)$$

Para diferentes cargas têm-se diferentes formas de ondas que descrevem o comportamento do conversor e como consequência existe um equacionamento específico para descrever cada situação em particular, para maiores detalhes de projeto e equacionamento de tal conversor é interessante consultar as referências [3], [4] e [5].

Para a maioria das aplicações prefere-se projetar o conversor para trabalhar em modo de condução contínuo, visto que existe uma relação bem determinada entre a tensão de entrada e de saída em função da razão cíclica, além de melhorar o rendimento do conversor e evitar descontinuidades na saída do conversor, as quais geram harmônicos de alta frequência.

Os harmônicos de alta frequência gerados no chaveamento devem ser removidos de modo que a tensão de saída seja essencialmente, dada por uma componente CC: $V = V_{rmsmed}$. O filtro constituído por $L1$ e $C1$ forma um filtro passa-baixa com frequência de corte dada por $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}}$. A frequência f_0 deve ser suficientemente menor que a frequência de chaveamento.

Esta topologia apresenta elevado conteúdo harmônico em sua entrada, visto que a corrente de entrada é pulsada. Este fato apresenta dois inconvenientes [3]: a presença de elevado conteúdo harmônico produz perturbações radioelétricas em equipamentos de comunicação e de sinais; se houver indutância em série com a fonte, mesmo que seja parasita, no instante da abertura da chave serão produzidas sobretensões normalmente destrutivas para os semicondutores de potência. Desta forma é recomendado utilizar um filtro LC na entrada para filtrar tais harmônicos.

Conforme já citado o conversor *Buck* só consegue fornecer em sua saída tensões menores do que a tensão de alimentação, desta forma esta topologia se torna inviável para o projeto do carregador de baterias de LiPo, visto que para se carregar uma bateria de LiPo de 3s até sua tensão máxima de carga em 12,6V, deve-se conseguir elevar a tensão de entrada fornecida pela bateria de chumbo ácido. A bateria de chumbo ácido quando descarregada pode fornecer tensões da ordem de 9V, desta forma, para se conseguir efetuar a carga completa da bateria de LiPo, faz-se necessário que o conversor tenha a capacidade de elevar a tensão para um nível adequado.

A.1.2 - Topologia *Boost*

O conversor CC-CC *Boost* é essencialmente um elevador de tensão, ou seja, a tensão média de saída é maior que a tensão de entrada, a mínima tensão que este

conversor pode aplicar em sua saída é idealmente (sem perdas nos componentes) igual à tensão de alimentação.

A Figura 43 mostra a representação básica de um conversor do tipo *Boost*.

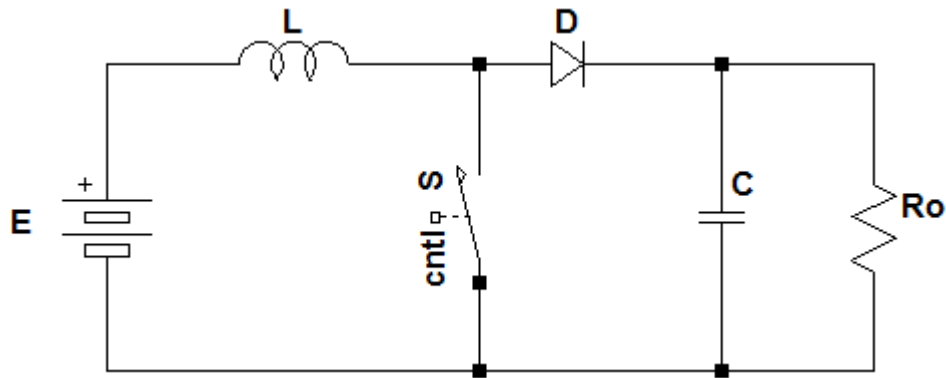


Figura 43 - Conversor *Boost*

É possível notar na Figura 43 que uma indutância é colocada em série com a fonte de alimentação E , desta forma, a fonte terá um comportamento de fonte de corrente. A carga deve se comportar, portanto como fonte de tensão. Com este efeito citado é importante notar que em muitos casos a carga pode não se comportar como uma fonte de tensão, então se deve associar um capacitor C suficientemente grande em paralelo com a carga, para que esta associação tenha o comportamento de uma fonte de tensão.

Quando a chave S é fechada, a tensão da fonte de alimentação é aplicada no indutor. O diodo fica reversamente polarizado (lembrando que $V_o > E$). O indutor acumula energia, esta energia acumulada será fornecida a carga no momento em a chave desligar. A corrente de saída i_o é sempre descontínua, porém a corrente de entrada por ser contínua ou descontínua. Tanto o diodo quanto o transistor devem suportar uma tensão igual à tensão de saída, V_o .

Com o equacionamento abordado em [3], pode-se chegar à relação entre a tensão de saída pela tensão de alimentação, em função da razão cíclica, vale citar que este desenvolvimento vale para o caso ideal (supõe-se que as perdas são desprezíveis). Desta forma, podem-se utilizar as leis da conservação de energia.

Considerando que a energia cedida pela fonte seja W_e .

$$W_e = E \cdot I_L \cdot T \quad (A.3)$$

A energia recebida pela carga pode ser equacionada pela expressão (A.4). Vale lembrar que a carga deve apresentar comportamento de fonte de tensão, por isso será modelada no equacionamento como uma tensão E_o .

$$W_o = E_o \cdot I_L \cdot t_a = E_o \cdot I_L \cdot (T - t_c) \quad (A.4)$$

$$W_o = E_o \cdot I_L \cdot t_a = E_o \cdot I_L \cdot (T - t_c) \quad (\text{A.5})$$

Considerando o sistema ideal, tem-se que:

$$W_E = W_o \quad (\text{A.6})$$

$$E \cdot I_L \cdot T = E_o \cdot I_L \cdot (T - t_c) \quad (\text{A.7})$$

Rearranjando, tem-se que:

$$\frac{E_o}{E} = \frac{1}{1 - D} \quad (\text{A.8})$$

Onde D é a razão cíclica.

Embora, teoricamente, quando a razão cíclica tende à unidade a tensão de saída tenda para infinito, na prática, os elementos parasitas e não ideais do circuito (como as resistências do indutor e da fonte) impedem o crescimento da tensão acima de certo patamar, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída.

A Figura 44 mostra algumas formas de onda para ambos os casos de condução, ambas levando em conta uma carga puramente resistiva.

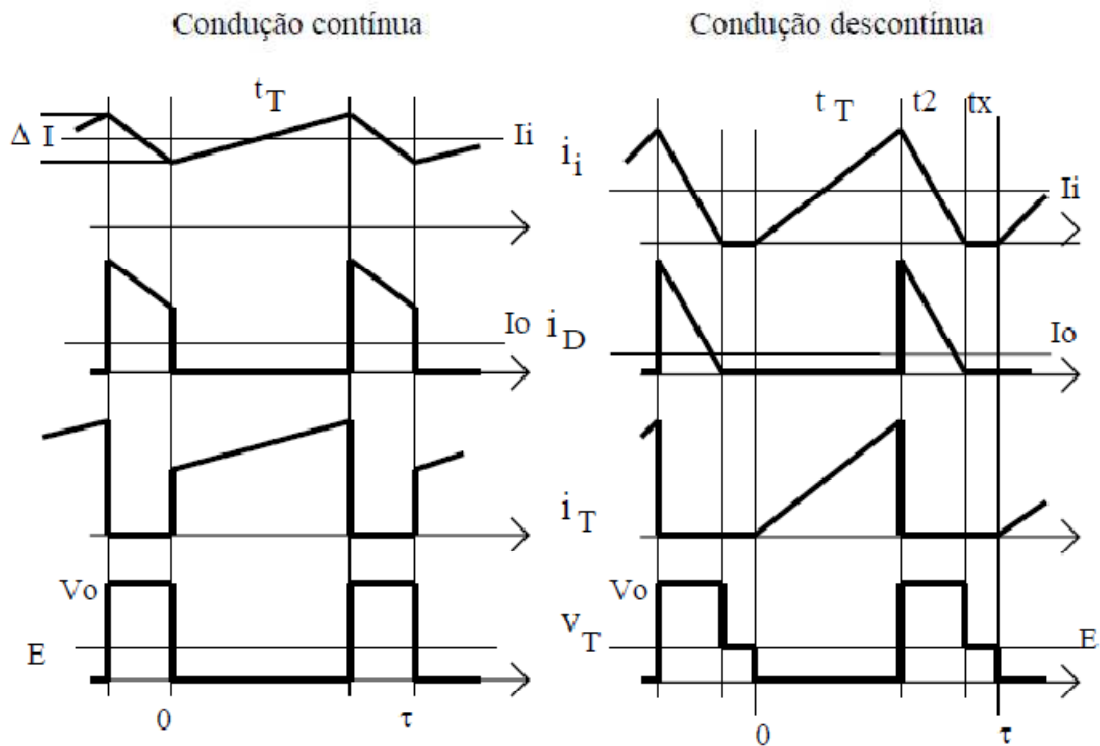


Figura 44 - Principais formas de onda do Conversor *Boost*, [1]

Para mais detalhes a respeito do dimensionamento dos componentes deste conversor, assim como um tratamento matemático para as variáveis do circuito é interessante, consultar as referências [3], [4] e [5].

Analisando o que foi explanado nota-se que esta topologia tem a característica de ser capaz de elevar o nível de tensão de alimentação, porém tal topologia ainda não é interessante para se constituir o carregador, visto que, a tensão mínima de saída é teoricamente igual à tensão de alimentação, uma bateria de chumbo ácido totalmente carregada poderá fornecer tensões de alimentação da ordem de 14V, este valor é muito alto para conseguir estabelecer um patamar de carga seguro para baterias de LiPo, lembrando-se que uma bateria de LiPO 3s não deve ser carregada com um potencial maior que 12,6V.

A.1.3 - *Buck-Boost*

Até o presente momento foram analisados os conversores *Buck* e *Boost*, em ambos ocorre à transferência de energia direta da entrada do conversor para a saída, sem a passagem por elementos intermediários acumuladores de energia. O conversor *Buck* é indicado para alimentar uma carga com características de fonte de corrente contínua, a partir de uma fonte de tensão contínua. Para o conversor *Boost* acontece o inverso, sendo este indicado para alimentar cargas com características de fonte de tensão contínua, partindo-se de uma fonte de corrente contínua.

Nesta seção será brevemente discutido e analisado o conversor com topologia *Buck-Boost*, onde a idéia principal é controlar o fluxo de energia de uma fonte de tensão contínua para uma carga com características de fonte de tensão contínua, porém isto só é possível de ser feito com o uso de elementos capazes de armazenar energia por um período de tempo estabelecido e posteriormente entregar tal energia para a carga. A topologia *Buck-Boost* utiliza a acumulação indutiva para fazer a troca de energia da fonte para a carga de forma indireta e isolada.

Na Figura 45 mostrada abaixo está representada a topologia *Buck-Boost*, junto às etapas de funcionamento, a figura abaixo foi retirada de [3].

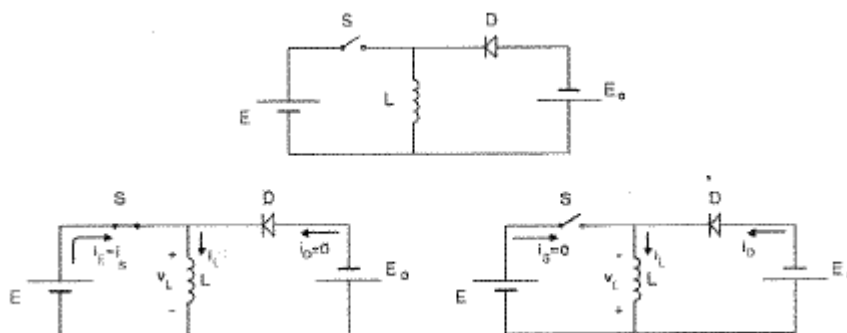


Figura 45 - Conversor *Buck-Boost*

Quando a chave S é fechada a energia proveniente da fonte E é acumulada no indutor, nesta etapa o diodo fica bloqueado. No instante em que a chave S é aberta a

polaridade do indutor L é invertida, polarizando-se diretamente o diodo, fazendo com que entre em condução. A partir deste momento a energia acumulada no indutor é transferida à carga que possui características de fonte de tensão e na Figura 45 é representada por E_o . É importante notar que devido à inversão de polaridade no indutor tem-se uma inversão na polaridade da saída deste conversor, em relação aos estudados anteriormente.

Considerando que o conversor esteja trabalhando em regime permanente, tem-se que o fluxo magnético no indutor durante um ciclo se mantém constante. Desta forma, a integral da tensão V_L , no intervalo em que a chave permanece fechada é igual à integral desta mesma tensão durante o intervalo em que a chave permanece aberta.

$$\int_0^{t_c} V_L dt = \int_{t_c}^T V_L dt \quad (\text{A.9})$$

Resolvendo as integrais, tem-se que:

$$E \cdot t_c = E_o \cdot t_a \quad (\text{A.10})$$

Como:

$$t_a = T - t_c \quad (\text{A.11})$$

Tem-se que:

$$\frac{E_o}{E} = \frac{t_c}{t_a} = \frac{t_c}{T - t_c} = \frac{D}{1 - D} \quad (\text{A.12})$$

Observando a equação (A.12) é possível notar que se a razão cíclica for menor que 0,5 o conversor terá o comportamento de um conversor abaixador de tensão, caso a razão cíclica seja maior que 0,5 o conversor terá o comportamento de um elevador de tensão.

A Figura 46 mostra as principais formas de onda do conversor *Buck-Boost* para o caso de condução contínua. A figura foi extraída de [1].

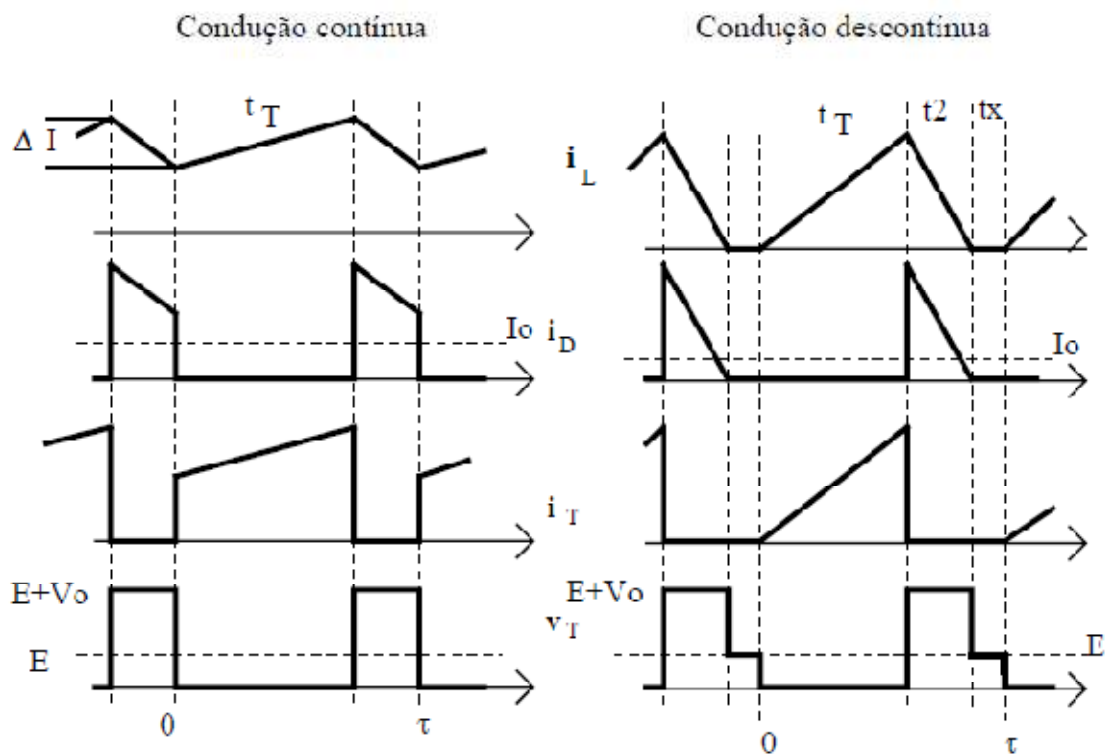


Figura 46 - Principais formas de ondas do Conversor *Buck-Boost*, [1]

Esta topologia poderia ser utilizada para constituir o projeto do carregador, visto que, consegue-se trabalhar com patamares de tensões condizentes para a carga de baterias de LiPo 3s, no entanto optou-se por descartar este conversor, pois conforme o que foi discutido nesta seção a transferência de energia da fonte para a carga se dá de modo indireto, ou seja, o indutor deve ser grande o suficiente para armazenar energia durante um intervalo de tempo e depois transferi-la para a carga. O fato de o indutor ser o responsável pelas trocas de energia faz com que o projeto deste elemento resulte em um componente com dimensões físicas grandes o suficiente para inviabilizar um projeto como este que vai embarcado em um veículo náutico autônomo.

A.1.4 - Cúk

Esta topologia da mesma forma que a anterior faz a passagem de energia da fonte para a carga de forma indireta, isto é, a passagem de energia é feita por intermédio de algum elemento que possua capacidade de armazenar energia. A principal diferença entre este conversor e o anterior é que este armazenamento de energia se dá por acumulação capacitiva. Este conversor pode ser analisado como uma associação em cascata de um conversor *Boost* com um *Buck*.

A Figura 47 mostra uma representação deste conversor.

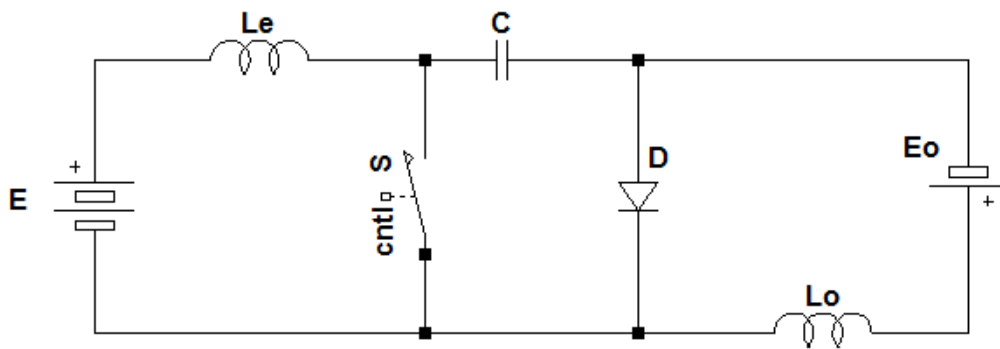


Figura 47 - Conversor Cúk

Analisando-se a Figura 47 nota-se que a fonte de alimentação comporta-se como fonte de corrente visto que existe um indutor em série com a mesma, bem como a carga que é simbolizada com uma indutância em série com a fonte de tensão E_o .

Enquanto a chave S permanece aberta a energia da fonte E é acumulada pelo capacitor C, a passagem de corrente é feita pelo diodo, o qual também conduz a corrente de carga I_o . Ao fechar a chave S o diodo fica inversamente polarizado bloqueando a passagem de corrente. A energia armazenada no capacitor na etapa em que a chave estava aberta é agora cedida à carga por meio da chave S.

Na Figura 48 é possível ver as principais formas de onda deste conversor. Esta figura foi extraída de [3].

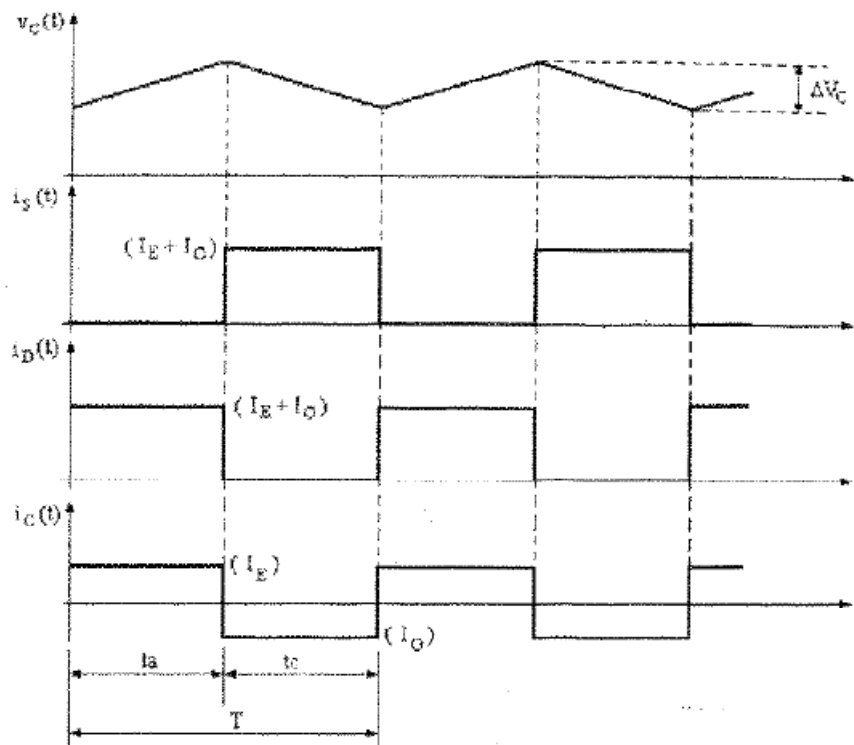


Figura 48 - Principais formas de onda do Conversor Cúk, [3]

Da mesma forma como foi feito na topologia anterior é possível equacionar a transferência estática de energia deste conversor, considerando que a energia entregue ao capacitor na etapa de carga é igual a da etapa de descarga. Desta forma, tem-se que:

$$I_E \cdot t_a = I_o \cdot t_c \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{I_o}{I_E} = \frac{t_a}{t_c} = \frac{T - t_c}{t_c} = \frac{1 - D}{D} \quad (\text{A.14})$$

Fazendo-se as considerações de conservação de energia do sistema, tem-se que:

$$P_E = P_o \Rightarrow E \cdot I_E = E_o \cdot I_o \quad (\text{A.15})$$

\therefore

$$\frac{E_o}{E} = \frac{D}{1 - D} \quad (\text{A.16})$$

Nota-se no equacionamento acima que a relação entre a tensão de saída pela tensão de entrada em função da razão cíclica é semelhante ao conversor anterior.

Esta topologia poderia servir de conversor para o projeto do carregador, uma vez que os níveis de tensão podem ficar nos patamares exigidos no projeto, porém novamente necessita-se de elementos grandes para armazenar energia. Outro problema encontrado nesta topologia e explicado na literatura é a dificuldade de se estabilizar este conversor, onde muitas vezes é necessário projetar um circuito de compensação complexo para o circuito funcionar corretamente. Devido às peculiaridades citadas esta topologia também não será utilizada.

A.1.5 - Sepic

O conversor do tipo *Sepic* pode trabalhar tanto como elevador como abaixador de tensão, sua estrutura é isolada por um transformador. A entrada deste conversor possui características de fonte de corrente o que implica em baixas oscilações de corrente na entrada, já a saída possui características de fonte de tensão, possibilitando a utilização de transformadores de múltiplos estágios.

A estrutura deste conversor pode ser vista na Figura 49.

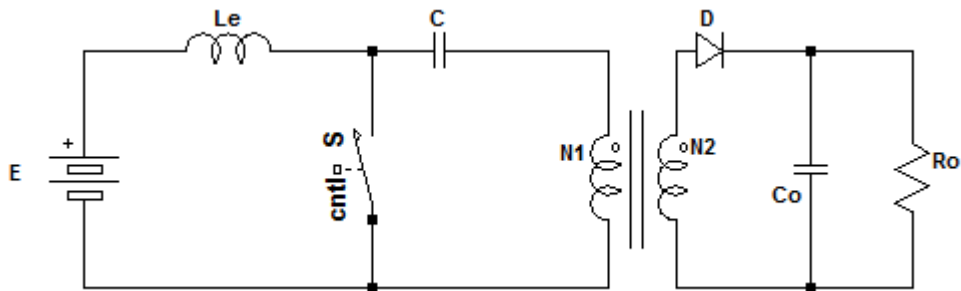


Figura 49 - Conversor Sepic

Em modo de condução contínua o conversor *Sepic* apresenta duas etapas bem definidas no seu funcionamento. Durante o período de tempo em que a chave S está conduzindo o diodo D está bloqueado, neste estágio o indutor armazena energia proveniente da fonte E e a corrente na chave S cresce linearmente com a relação entre a tensão de entrada pela indutância equivalente entre o indutor e o transformador. Durante esta etapa a carga é alimentada pelo capacitor C_o .

A segunda etapa é descrita a partir do momento em que a chave S abre, o diodo D entra em condução e há transferência de energia dos indutores L_E e L_M (L_M representa a indutância de magnetização do transformador) para o capacitor C_o e também para a carga R_o .

A partir do conceito de balanço de energia pode-se chegar na relação:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{(1-D)} \quad (\text{A.17})$$

Este conversor poderia ser utilizado para fazer parte do carregador, visto a simplicidade de implementação junto com as características funcionais citadas até o momento, porém este conversor possui uma estrutura difícil de controlar, pois tal topologia forma um sistema de 4ª ordem, desta forma este conversor será descartado deste projeto.

A.1.6 - Zeta

O conversor *Zeta* é apresentado na literatura como um conversor Dual-Sepic, este conversor pode trabalhar tanto como elevador como abaixador de tensão, dependendo somente da razão cíclica, para o caso do conversor *Zeta* isolado tem-se um estágio CA entre a fonte CC de alimentação e a carga. O estágio CA é responsável pela desmagnetização do transformador.

Na Figura 50 pode ser visto a estrutura básica desta topologia.

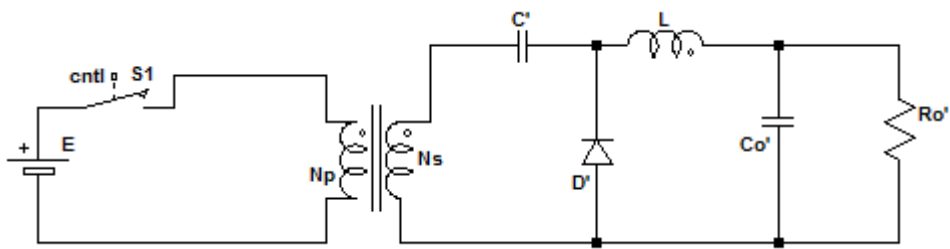


Figura 50 - Conversor Zeta

Suas principais características são:

- Alto ruído de entrada e baixo ruído de saída;
- Possibilidade de ondulação zero na saída;
- Característica abaixador – elevador;
- Proteção contra sobre correntes;

Devido à transferência de energia se dar por acúmulo capacitivo no secundário, se faz necessário utilizar um capacitor grande o suficiente para suprir altas correntes no estágio de carga da bateria, deste modo tal topologia também não será utilizada para compor o carregador de baterias de LiPo, pois como este projeto será embarcado não é interessante que se tenha elementos que ocupem grande dimensões físicas.

A.1.7 - Flyback (Buck-boost isolado)

Este conversor apresenta as características elétricas citadas para o conversor *Buck-Boost*, porém agora acrescenta-se um acoplamento magnético.

A estrutura básica deste conversor pode ser vista na Figura 51.

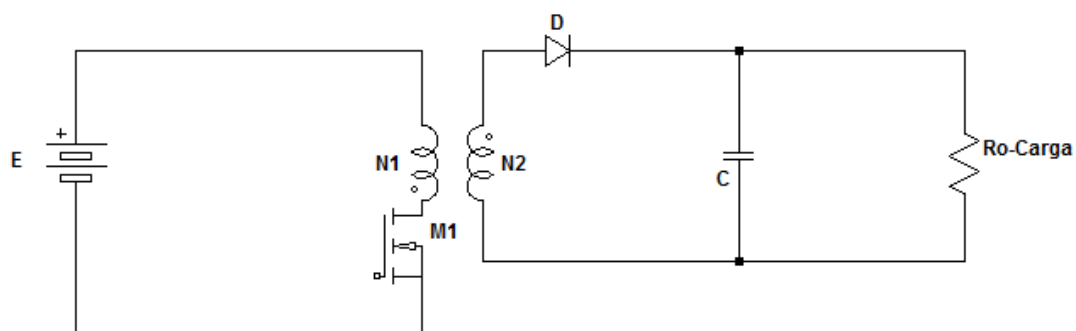


Figura 51 - Conversor Flyback

Nesta topologia o transformador propicia o isolamento entre a fonte de alimentação e a carga, faz-se a acumulação de energia quando a chave é fechada, além de adaptar a tensão necessária para o secundário.

A operação deste conversor em modo contínuo pode ser analisada como duas etapas fundamentais, a primeira pode ser considerada como o período em que a chave permanece fechada, neste período o diodo D permanece bloqueado e a sua corrente é nula, neste estágio o transformador pode ser modelado como uma indutância magnetizante medida no primário, na qual acumula energia durante o intervalo de condução da chave.

Durante o intervalo de tempo em que a chave permanece aberta, a polaridade do transformador se inverte, o diodo entra em condução e a energia magnética acumulada no campo magnético do transformador é transferida para o capacitor de filtragem e para a carga.

Esta topologia apresenta baixo custo de implementação, possibilita o projeto com múltiplas saídas, aceita oscilações de carga, proporciona isolamento, dispensa o uso de indutor para filtragem, possui resposta rápida e permite um controle fácil, visto que apresenta apenas um pólo simples na função de transferência. Apesar de todas as vantagens citadas, este ainda não será o conversor utilizado para compor o carregador de baterias de LiPo; conforme citado o transformador é responsável por fazer a acumulação de energia no seu campo magnético durante o ciclo de condução da chave, porém para conseguir fazer esta acumulação o projeto do transformador acaba resultando em um componente com dimensões grandes e por consequência com um peso elevado para um projeto como este que será embarcado, desta forma, esta topologia também será descartada.

A.1.8 - Forward (Buck isolado)

O conversor *Forward* possui características elétricas semelhantes à topologia *Buck*, portanto este conversor é considerado como uma derivação da topologia *Buck*, com a adição de um transformador e de um diodo na saída, este conversor é geralmente utilizado em modo de condução contínua, para minimizar os picos de corrente no primário e no secundário, existe uma pequena energia magnetizante que circula pelo núcleo, a qual deve ser retirada a cada ciclo, este fato faz com que seja necessário um enrolamento extra no primário para a desmagnetização.

Como existe agora um acoplamento magnético, esta topologia pode trabalhar tanto como elevador quanto como abaixador de tensão.

A estrutura básica deste conversor pode ser visto na Figura 52.

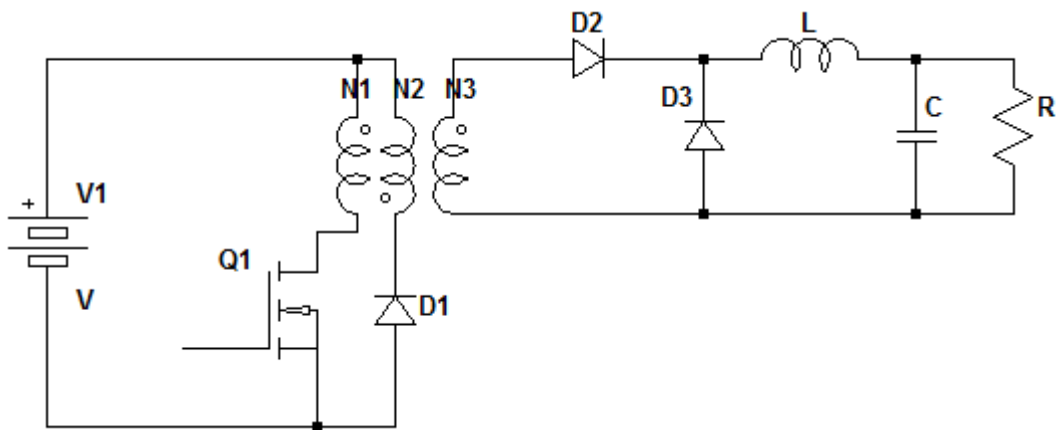


Figura 52 - Conversor *Forward*

Quando o transistor está conduzindo os diodos D1 e D3 encontram-se bloqueados, D2 encontra-se em condução e não há corrente no enrolamento de desmagnetização. Quando o transistor para de conduzir D2 se bloqueia e a corrente i_L do indutor de filtragem circula através do diodo D3, a energia acumulada na indutância magnetizante é devolvida à fonte de alimentação através do diodo D1. Durante a etapa em que o transistor está cortado o transformador deve ser totalmente desmagnetizado, caso contrário ele saturará e provocará um mau funcionamento do conversor.

A.1.9 *Half-Bridge, Full Bridge e Push-Pull*

Estes conversores são derivados da topologia *Buck*, todos pertencem à classe de conversores isolados e diferenciam-se entre si pela aplicação e forma com que é feito o chaveamento da tensão de entrada, para um dado transformador.

Half-Bridge

A topologia básica do conversor *half-bridge* pode ser vista na Figura 53.

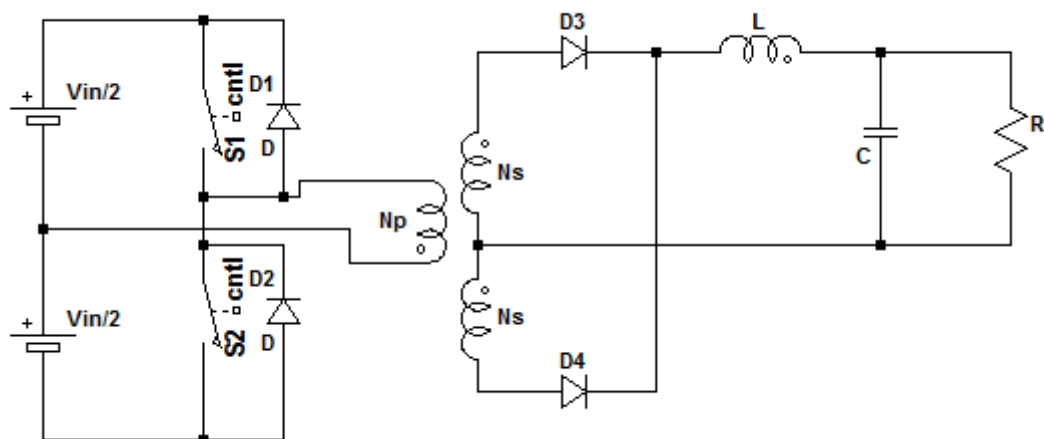


Figura 53 - Conversor Half-Bridge

O conversor *Half-Bridge* é geralmente utilizado para aplicações de maior potência, quando comparado com os conversores *Flyback* ou *Forward*. Como pode ser visto na Figura 53 a tensão do barramento CC de alimentação deve ser dividida em duas tensões iguais, diferentemente do conversor *Forward* não é necessário utilizar um enrolamento para a desmagnetização do transformador.

O funcionamento deste conversor pode ser descrito por quatro etapas.

1ª Etapa. A chave S1 é fechada a tensão no enrolamento primário é igual à metade da tensão de alimentação. O diodo D3 fica diretamente polarizado, fazendo com que ocorra a carga linear do indutor L e transferência de energia para a carga, já o diodo D4 está reversamente polarizado.

2ª Etapa. As chaves estão abertas, as tensões no primário e nos secundários caem à zero, o diodo D4 é diretamente polarizado. Cada diodo, D3 e D4, conduzem metade da corrente do indutor nesta etapa que é conhecida como roda livre.

3ª Etapa. A chave S2 é fechada e a tensão no enrolamento primário é igual à $-\frac{V_{in}}{2}$. O diodo D4 fica diretamente polarizado, ocorrendo a carga linear do indutor L e também a transferência de energia para a carga. O diodo D3 permanece bloqueado nesta etapa.

4ª Etapa. Está etapa é semelhante a descrita na 2ª etapa.

A relação de transformação deste conversor pode ser expressa como:

$$\left(\frac{V_{in}}{2} \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) DT - V_o \frac{(1-2D)}{2} T = 0 \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = D \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (A.18)$$

Possíveis desigualdades nas fontes de tensão de entrada ou nos tempos de comutação das chaves, podem levar ao aparecimento de uma componente CC na tensão e conseqüentemente uma corrente contínua circulando no primário, esta corrente provoca a

saturação do núcleo e provavelmente provocará a falha do conversor. Devido ao que foi citado, é conveniente empregar um capacitor em série com o primário do transformador, para impedir a circulação de componentes contínuas de corrente é importante que seja utilizado um capacitor de baixas perdas para a tensão alternada.

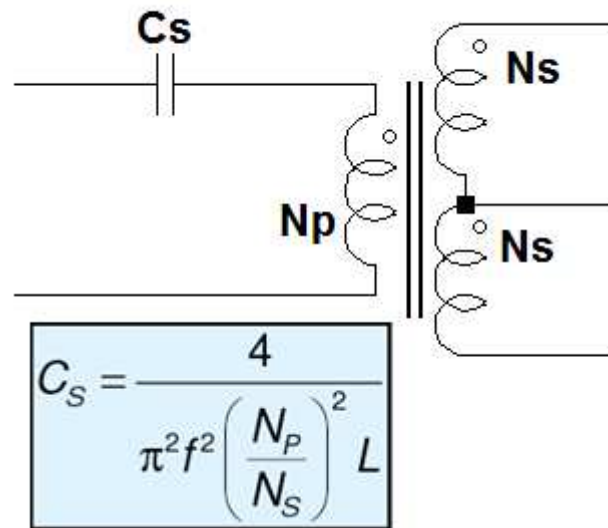


Figura 54 - Exemplo do Capacitor em série com o primário

Full-Bridge

O conversor *Full-Bridge* é utilizado para aplicações de maior potência (maiores que 500W) quando comparado com o conversor *Half-Bridge*, esta topologia utiliza um número maior de semicondutores, porém submetidos a menores esforços. Na Figura 55 pode ser visualizada a representação básica da topologia *Full-Bridge*.

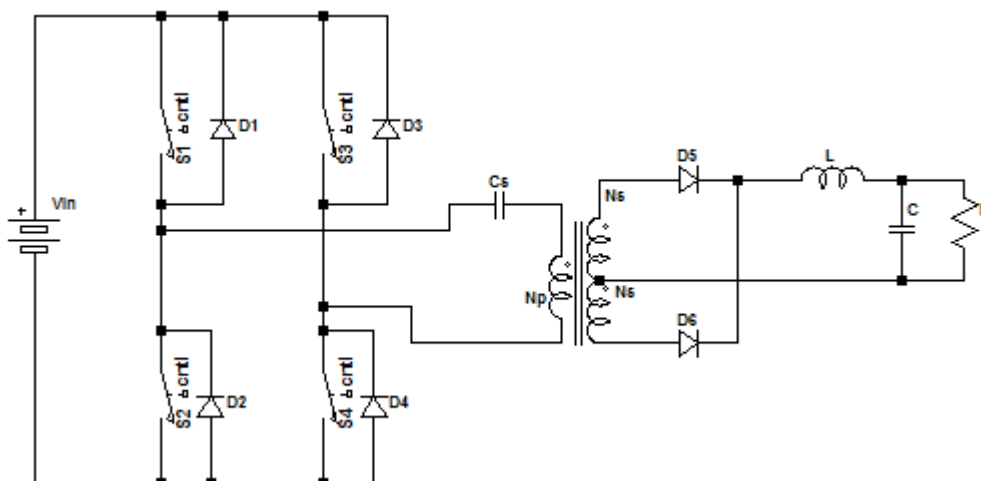


Figura 55 - Conversor *Full-Bridge*

Push-Pull

O conversor *Push-Pull* pode ser considerado como uma topologia derivada das topologias em ponte, sendo um caso particular do conversor *Full-Bridge* ou *Half-Bridge*. Este conversor é destinado para aplicações de pequenas potências, visto que impõem grandes esforços sobre as chaves e apresenta uma maior dificuldade na desmagnetização do transformador quando comparado com as pontes.

Apesar de alguns fatores citados desfavorecerem o uso desta topologia, existem varias vantagens que podem ser citadas para o emprego do conversor *Push-Pull*, entre elas podem ser citadas: o projeto do transformador e dos filtros resultam em componentes menores se comparados com a topologia *Forward*, por exemplo; este conversor pode trabalhar como elevador ou abaixador de tensão, existe a possibilidade de se utilizar múltiplas saídas, apresenta baixo ripple nas correntes de entrada e de saída, as chaves podem ser facilmente acionadas por um driver adequado, possui uma dinâmica que pode ser controlada sem a utilização de projetos complexos de controladores.

Após analisar os conversores apresentados até o momento pode-se escolher uma topologia adequada para fazer parte do projeto do carregador de bateria de LiPo, conforme descrito no capítulo 4.

Apêndice B

A Figura 56 mostra a variação da impedância de um *ferrite-bead* tomado como exemplo.

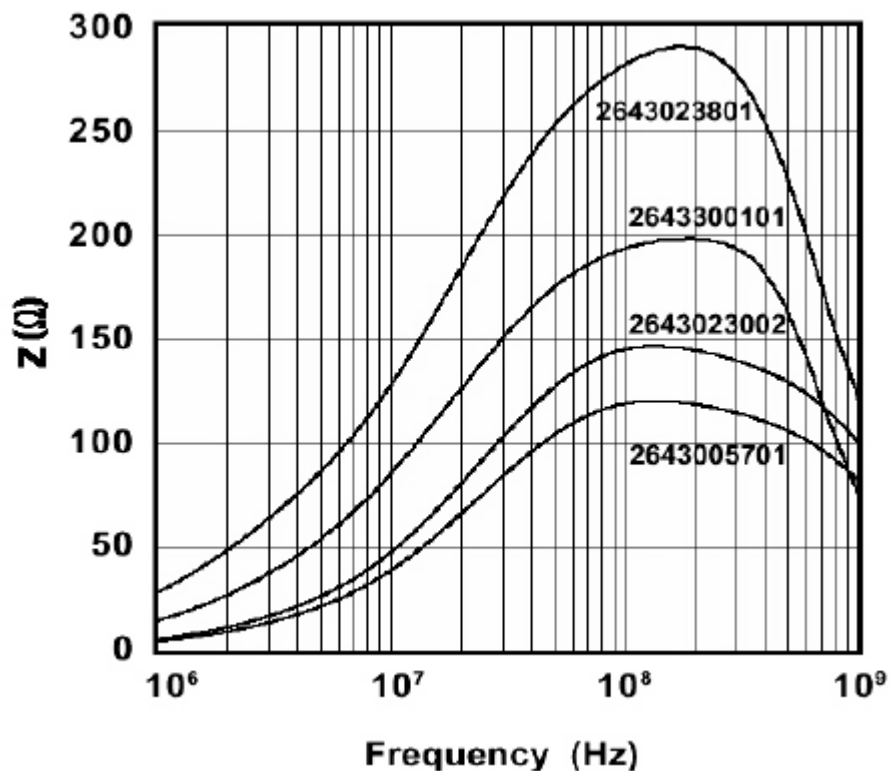


Figura 56 - Variação da Impedância pela frequência de um FerriteBead tomado como exemplo, retirado do site da empresa Murata, 2013.

As Figura 57, 56, 57, 58, 59, 60 e 61 mostram as simulações feitas em malha aberta, do conversor *Push-Pull*, através do software LTSpice, o amplificador de erro do SG3525 foi realimentado de modo a tornar-se um seguidor de tensão. Uma tensão de excitação foi aplicada no pino não inversor e os dados foram exportados e plotados no MatLab. Um resistor de 4 ohms foi utilizado como carga do conversor.

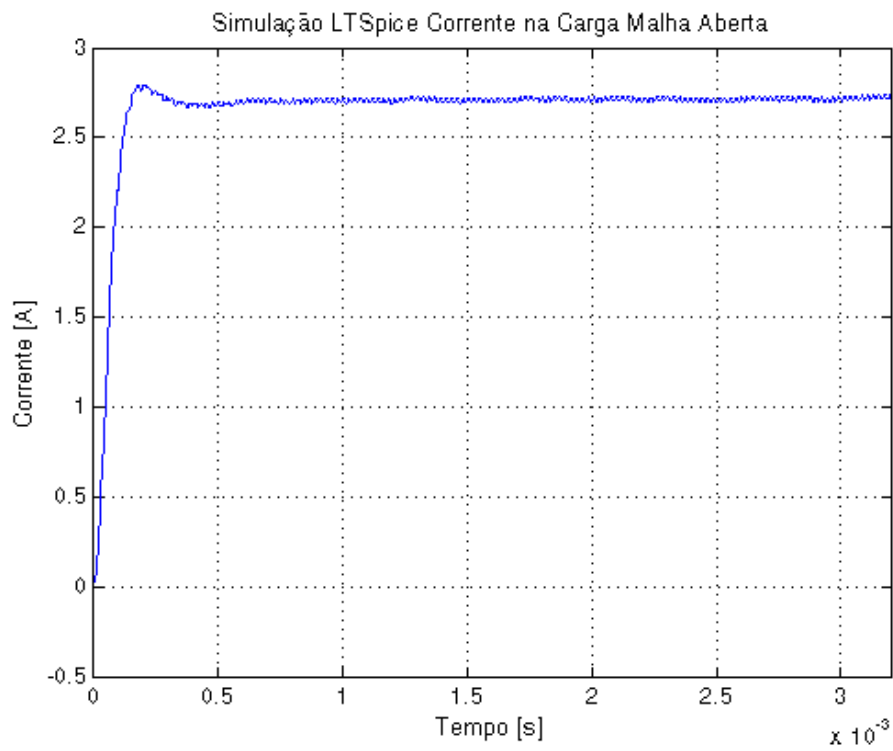


Figura 57 - Corrente na Carga - Malha aberta

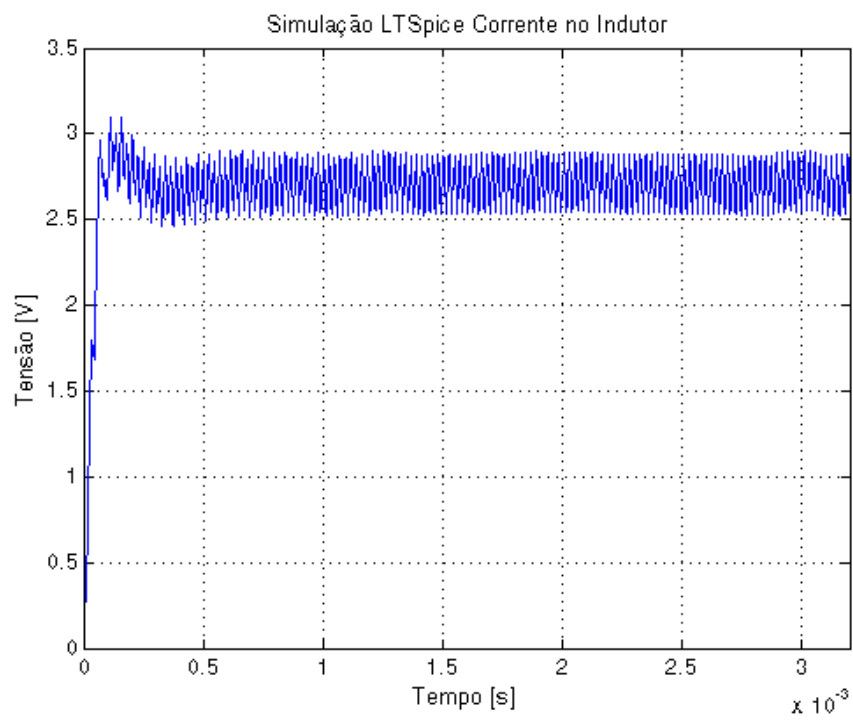


Figura 58 - Corrente no Indutor

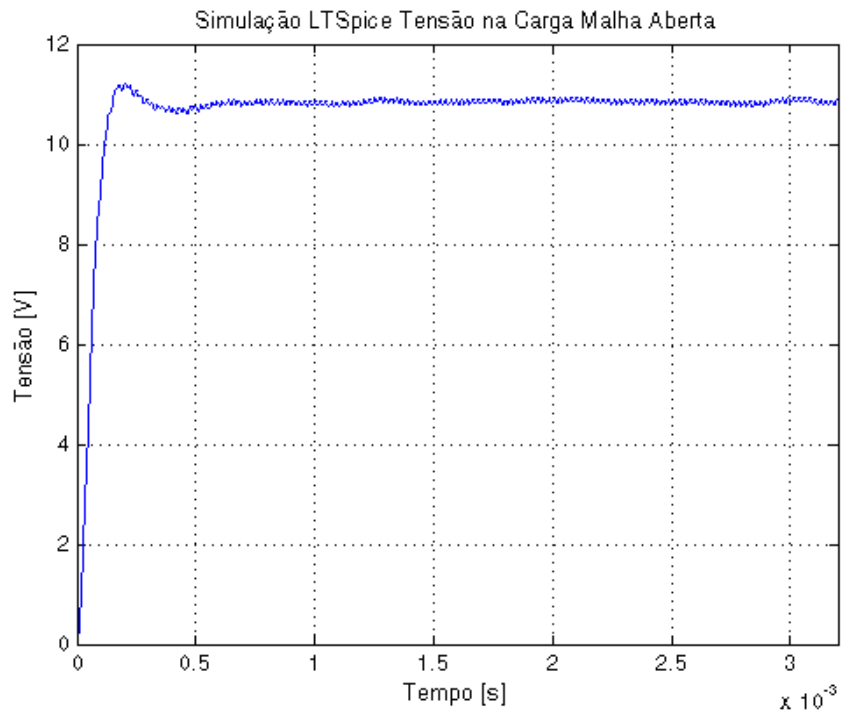


Figura 59 - Tensão na Carga

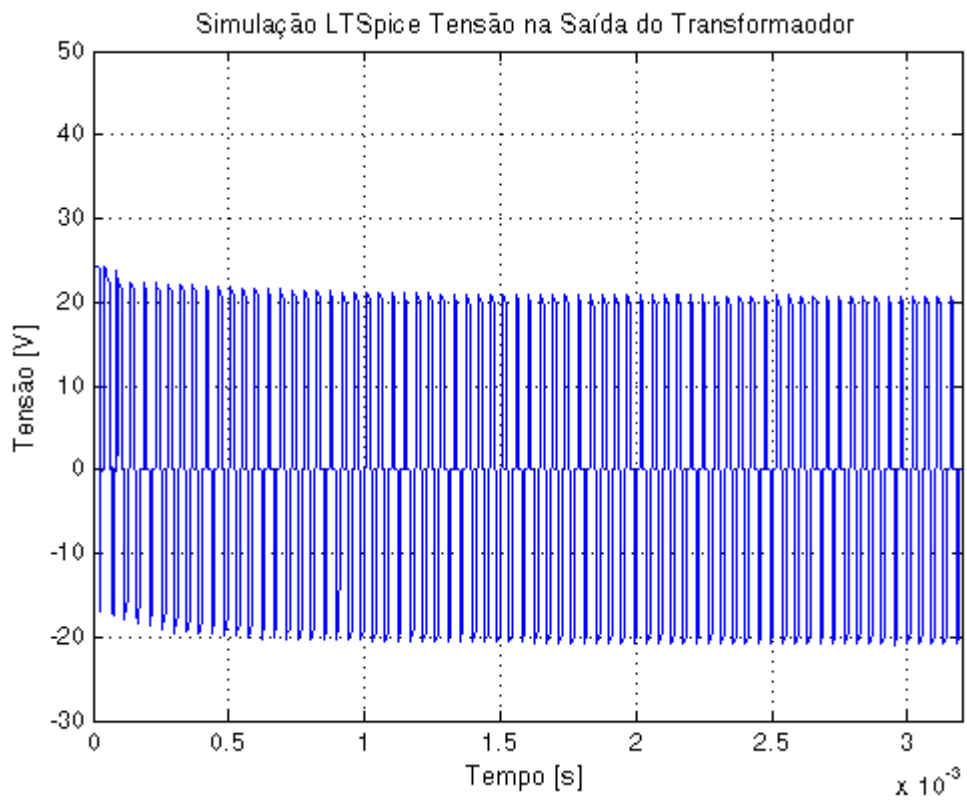


Figura 60 - Sinal na Saída do Transformador

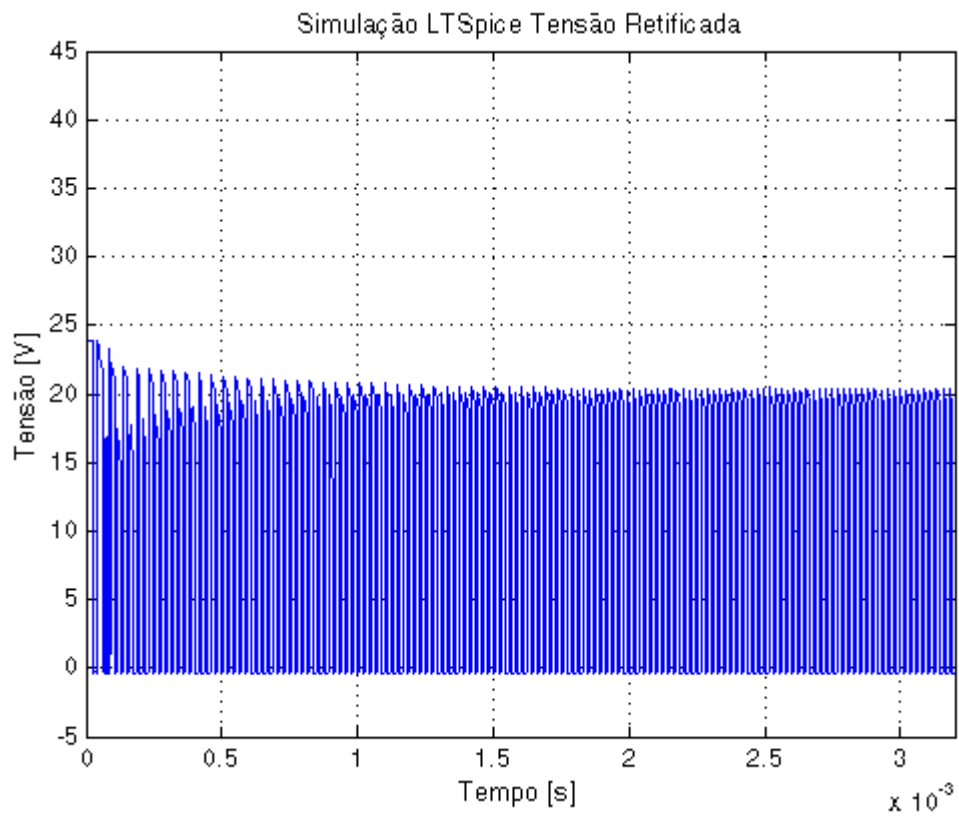


Figura 61 - Tensão Retificada

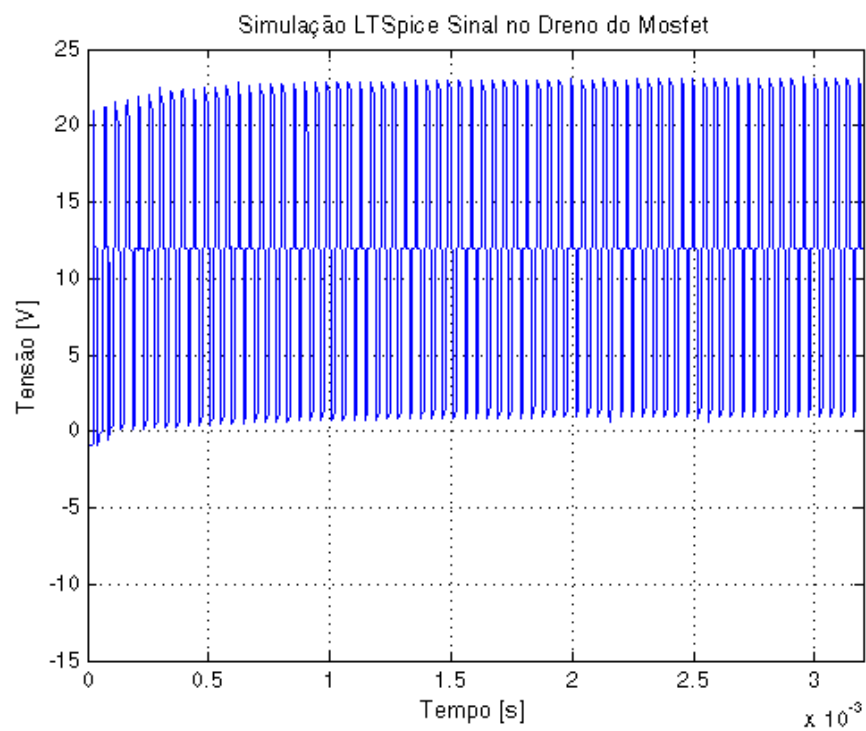


Figura 62 - Sinal no Dreno do Mosfet

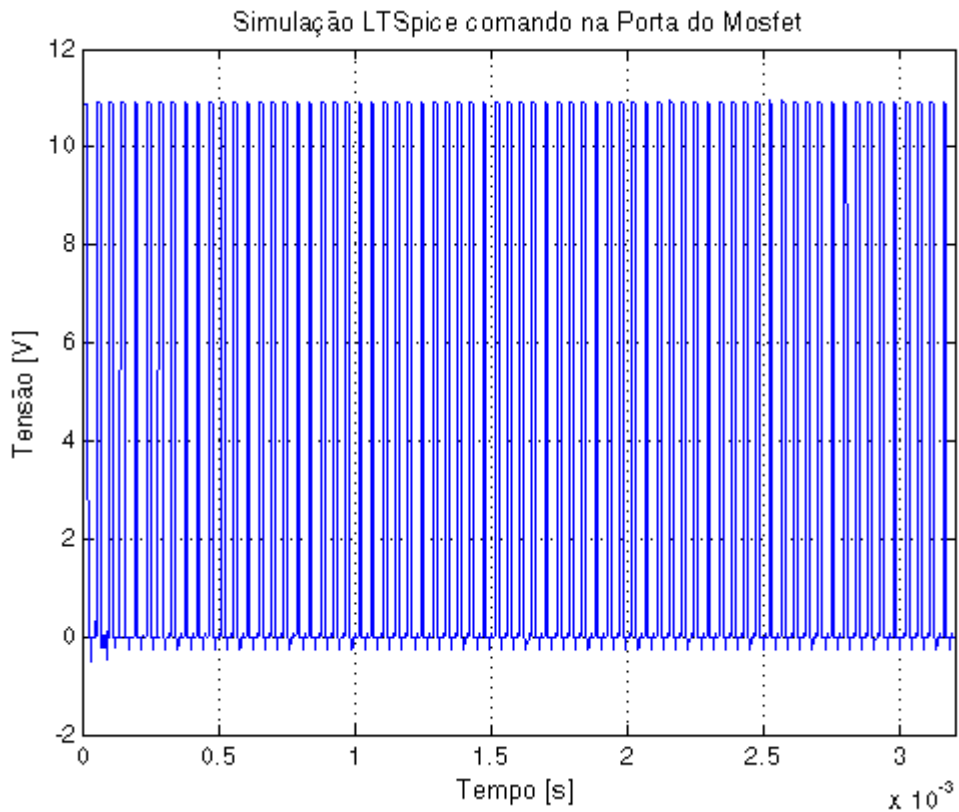


Figura 63 - Comando na Porta do Mosfet

A Figura 64 mostra um teste realizado com o protótipo montado, onde se aplicou uma corrente de 1,71A na bateria de LiPo. É possível notar que o processo de carga já está próximo do término, visto que a bateria está com uma tensão próxima de 12,6V. Vale lembrar que a tensão real da bateria é medida sem aplicar corrente na mesma, para que os efeitos de ESR não influenciem nas medidas.

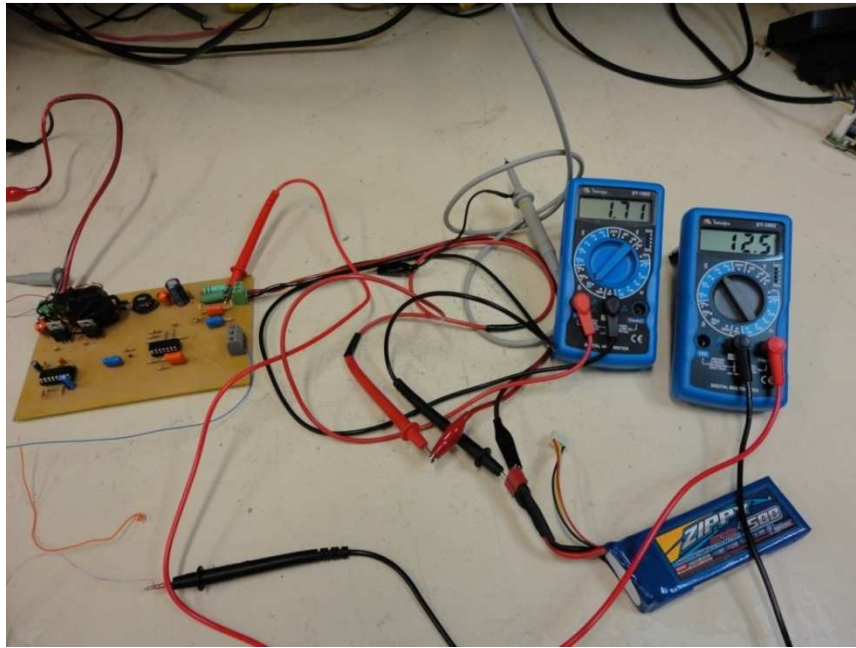


Figura 64 - Teste do Protótipo

As figuras a seguir mostram o protótipo do carregador montados e utilizado para os testes. Para implementar o projeto do carregador inteligente no veículo aquático será utilizado uma PCB industrializada e com dupla face, deste forma o projeto ficará bastante compacto.

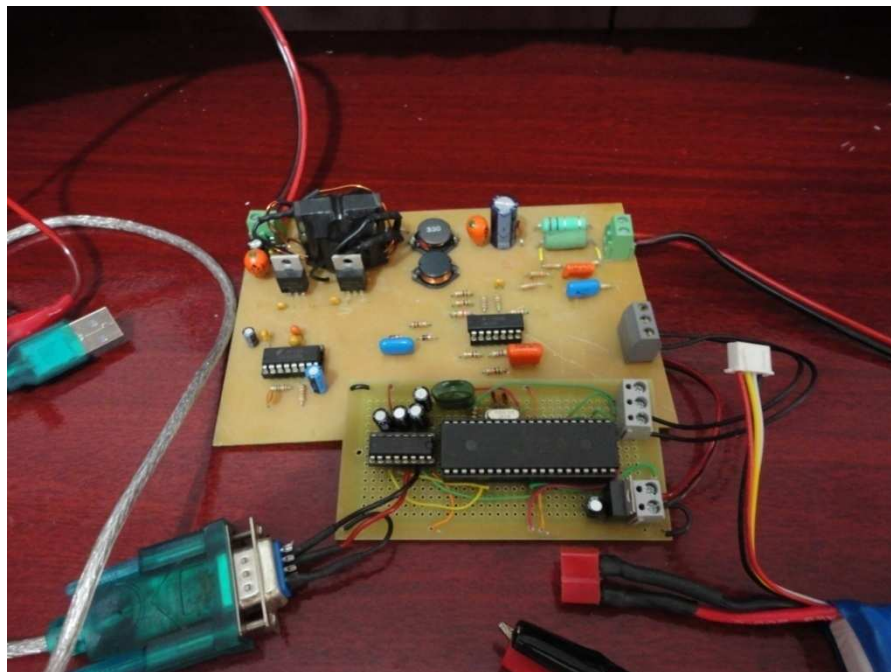


Figura 65 - Protótipo montado para testes

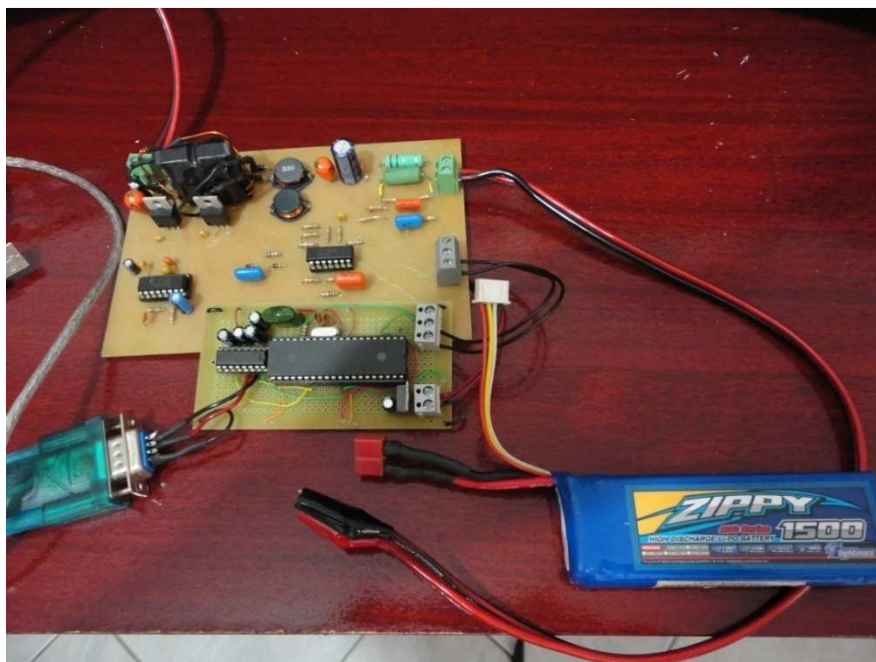


Figura 66 - Protótipo e Bateria de LiPo utilizados nos testes