

**UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
CÂMPUS DE ERECHIM
ÁREA DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

DIEGO ANTÔNIO LOTWINOWSKI

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR PORTÁTIL PARA BATERIAS DE
ÍONS DE LÍTIO DE 36V**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ERECHIM - RS
2025**

DIEGO ANTÔNIO LOTWINOWSKI

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR PORTÁTIL PARA BATERIAS DE
ÍONS DE LÍTIO DE 36 V**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, Área de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

Orientador: Prof. Adilson Luís Stankiewicz

**ERECHIM - RS
2025**

DIEGO ANTÔNIO LOTWINOWSKI

DESENVOLVIMENTO DE UM CARREGADOR PORTÁTIL PARA BATERIAS DE
ÍONS DE LÍTIO DE 36 V

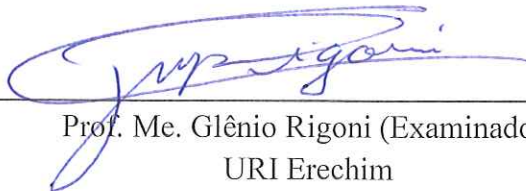
Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica como
requisito parcial à obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica, Área de
Engenharias e Ciência da Computação da
Universidade Regional Integrada do Alto
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.

Erechim, 04 de dezembro de 2025.

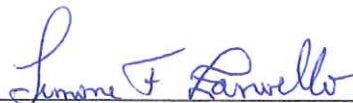
BANCA EXAMINADORA



Prof. Msc. Adilson Luís Stankiewicz (Orientador)
URI Erechim



Prof. Me. Glênio Rigoni (Examinador)
URI Erechim



Prof.ª Dr. Simone Fátima Zanoello (Examinadora)
URI Erechim

Dedico este trabalho aos meus pais, que me apoiaram incessantemente.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por ter me dado saúde e forças para superar as dificuldades.

Agradeço aos meus pais, Jovane Salete Lotwinowski e Silvio Antônio Lotwinowski, por todo o amor incondicional, todo auxílio e apoio que me deram durante o curso e durante a vida, por todo o incentivo, por trabalharem no sol e me permitirem estudar na sombra.

Ao meu orientador, Prof. Adilson Luís Stankiewicz, pela paciência, pelas correções e por compartilhar seu conhecimento, guiando-me com sabedoria durante a elaboração deste trabalho.

Aos professores do curso de Engenharia Elétrica, que tanto contribuíram para a minha formação profissional e pessoal.

Aos meus amigos e colegas de turma, pelo companheirismo, pelos momentos de estudo e de descontração.

Por fim, a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado

*I think and think for months and years.
Ninety-nine times, the conclusion is false.
The hundredth time I am right.*

(Albert Einstein)

RESUMO

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de um carregador para baterias de íons de lítio com tensão nominal de 36 V, buscando boa eficiência e controle de carga. Este trabalho surge através do aumento na busca por mobilidade elétrica, com veículos elétricos de pequeno porte tendo um papel relevante, e sendo estes os veículos que utilizam baterias de 36 V. Desta maneira foi realizada uma pesquisa sobre os principais tipos de baterias, com foco nos modelos de lítio, e sobre os métodos de carregamento de baterias. Além disso a revisão também focou em conversores de energia, com foco nos conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) e mais especificamente no conversor flyback. Com isso, foi escolhido trabalhar com um circuito integrado (CI) para o controle de carga da bateria, o modelo LTC4000, então foi projetado seu circuito de controle, para o correto funcionamento. Ademais, foi desenvolvido o conversor flyback, tendo como fonte de entrada de energia a rede de 220 V em corrente alternada, sendo ela devidamente retificada e filtrada, e tendo o chaveamento controlado pelo CI L6566A, para conversão eficiente de alta tensão para baixa tensão, e fornecendo isolamento galvânico. Posterior a isso, foram realizadas simulações no software PSIM para verificar seu funcionamento. Com o projeto de uma placa de circuito impresso, e envio da mesma para fabricação. Ademais, foi projetado e montado um *pack* de baterias de íons de lítio de 36 V, e realizado o enrolamento do transformador a ser utilizado na placa. Com isso, foi realizada a montagem da placa, e os testes dela, onde foram utilizados resistores, para averiguar o funcionamento do sistema em diferentes regimes de carga, com posterior utilização em teste de carregamento do *pack* de baterias montado. Desta forma, foi possível concluir que o sistema funciona, apesar de limitações nos testes, e foi capaz de carregar a bateria montada.

Palavras-chave: conversor flyback, carregador, bateria.

ABSTRACT

This work presents the development of a charger for lithium-ion batteries with a nominal voltage of 36 V, aiming for good efficiency and charge control. This work arises from the increasing demand for electric mobility, with small electric vehicles playing a relevant role, and these being the vehicles that use 36 V batteries. Therefore, research was conducted on the main types of batteries, focusing on lithium models, and on battery charging methods. In addition, the review also focused on power converters, specifically direct current-to-direct current (DC-DC) converters and, more specifically, the flyback converter. With this in mind, an integrated circuit (IC) was chosen for battery charge control, the LTC4000 model, and its control circuit was designed for correct operation. Furthermore, a flyback converter was developed, using a 220V AC mains power source, which was properly rectified and filtered. The switching was controlled by the L6566A IC for efficient high-to-low voltage conversion, providing galvanic isolation. Subsequently, simulations were performed using PSIM software to verify its operation. A printed circuit board was designed and sent for manufacturing. Additionally, a 36V lithium-ion battery pack was designed and assembled, and the transformer winding for the board was completed. The board was then assembled and tested using resistors to verify the system's operation under different load regimes, followed by a charging test of the assembled battery pack. Thus, it was concluded that the system works, despite limitations in the tests, and was able to charge the assembled battery.

Keywords: flyback converter, charger, battery.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: Exemplos de baterias de NiCd.	3
Figura 2.2: Célula IMR 18650 com pico de descarga de 35 A.	4
Figura 2.3: Curva de carregamento CC-CV.	7
Figura 2.4: Circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo.	8
Figura 2.5: Conversor BUCK.	9
Figura 2.6: Conversor Boost.	10
Figura 2.7: Conversor Buck-Boost.	11
Figura 2.8: Conversor Flyback.	12
Figura 3.1: Células Samsung INR 18650-25R no suporte.	14
Figura 3.2: CI LTC4000 aplicado em conjunto com um conversor CC-CC flyback.	16
Figura 3.3: Visão superior do LTC4000 mostrando suas conexões.	19
Figura 3.4: Diagrama de blocos da aplicação típica do controlador.	20
Figura 3.5: Circuito projetado com o software eDesignSuite.	21
Figura 4.1: Circuito esquemático projetado no EasyEDA.	27
Figura 4.2: Curva de frequência de chaveamento versus potência de saída.	28
Figura 4.3: Circuito para simulação no PSIM.	29
Figura 4.4: Gráficos de tensão e corrente fornecidas à bateria em carga máxima.	30
Figura 4.5: Gráfico das correntes no primário e secundário do transformador.	30
Figura 4.6: Gráficos de tensão e corrente para carga inicial.	31
Figura 4.7: Gráficos de tensão e corrente ao final da carga.	31
Figura 4.8: PCI projetada.	32
Figura 4.9: Medição da indutância do primário, durante a montagem do TR.	33
Figura 4.10: Indutância medida do primário, secundário e auxiliar, respectivamente.	33
Figura 4.11: PCI montada.	33
Figura 4.12: Teste de potência, com aproximadamente 200 mA.	34
Figura 4.13: Sinal de chaveamento do MOSFET, sem carga.	34
Figura 4.14: Sinal de chaveamento do MOSFET, com carga de 200 mA.	35
Figura 4.15: Teste de potência, com 400 mA.	36
Figura 4.16: Bancada de medição com o osciloscópio.	36
Figura 4.17: Sinal de chaveamento do MOSFET, com corrente de 400 mA.	37
Figura 4.18: Corrente de saída de ~600 mA.	37
Figura 4.19: PCI carregando <i>pack</i> de baterias projetado.	38

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CI	Circuito Integrado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
NiCd	Níquel-Cádmio
NiMH	Níquel Hidreto Metálico
Li-íon	Íons de Lítio
LiMn ₂ O ₄	Óxido de Lítio e Manganês
LiCoO ₂	Óxido de Cobalto de Lítio
LiFePO ₄	Fosfato de Ferro e Lítio
BMS	Sistema de Gerenciamento de Bateria (Battery Management System)
CC-CV	Corrente Constante – Tensão Constante (Constant Current – Constant Voltage)
RMS	Raiz Quadrada Média (Root Mean Square)
MCC	Modo de Condução Contínuo
MDC	Modo de Condução Descontínuo
NTC	Coefficiente de Temperatura Negativo
GND	Aterramento (Ground)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
FF	Frequência Fixa
ZVS	Comutação em Tensão Zero (Zero Voltage Switching)
OVP	Proteção de Sobretensão
OCP	Proteção de Sobrecorrente
OTP	Proteção de Sobreaquecimento
s.d.	Sem data

LISTA DE SÍMBOLOS

V	Volts
A	Amperes
mA	Miliamperes
Ah	Ampere-hora
mAh	Miliampere-hora
W	Watts
Ω	Ohms
k Ω	Quilo-ohms
V _{rms}	Volts RMS
μ F	Microfarads
mH	Milihenry
Hz	Hertz
kHz	Quilohertz
ΔV_o	Variação da tensão na saída [V]
V _o	Tensão de saída [V]
V _{in}	Tensão de entrada [V]
P	Potência [W]
R	Resistência [Ω]
C	Capacitor [μ F]
I	Corrente elétrica [A] ou [mA]
<i>f</i>	Frequência [Hz]
T	Transistor Mosfet
SW	Chave de Potência
L	Indutor [mH]
L _p	Indutância do primário do transformador [mH]
D	Ciclo de trabalho (Duty cycle)
d	Diodo
D1	Diodo
E	Fonte de tensão [V]
N _p	Número de espiras no primário do transformador
N _s	Número de espiras no secundário do transformador

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Objetivo Geral	1
1.2 Objetivos Específicos.....	1
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	2
2.1 Tipos de baterias.....	2
2.1.1 Bateria de chumbo-ácido	2
2.1.2 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)	3
2.1.3 Bateria de Níquel Hidreto Metálico (NiMH).....	3
2.1.4 Bateria de íons de lítio (Li-íon)	4
2.1.4.1 Bateria de óxido de lítio e manganês (LiMn ₂ O ₄)	4
2.1.4.2 Bateria de óxido de cobalto de lítio (LiCoO ₂).....	5
2.1.4.3 Bateria de óxido de lítio, níquel, manganês e cobalto (LiNi _x Mn _y Co _{1-x-y} O ₂).....	5
2.1.4.4 Bateria de fosfato de ferro e lítio (LiFePO ₄)	5
2.2 Sistemas de gerenciamento de baterias – BMS	5
2.3 Métodos de recarga de baterias	6
2.3.1 Corrente constante (CC – Constant Current).....	6
2.3.2 Tensão constante (CV – Constant Voltage).....	6
2.3.3 Corrente constante – Tensão constante (CC-CV).....	7
2.3.4 Pulsos de corrente	7
2.3.5 Corrente de flutuação.....	7
2.4 Topologias de conversores	8
2.4.1 Conversor de corrente alternada para corrente contínua	8
2.4.2 Conversores de corrente contínua para corrente contínua	9
2.4.2.1 Conversor BUCK	9
2.4.2.2 Conversor Boost.....	10
2.4.2.3 Conversor Buck-Boost	10
2.4.2.4 Conversor Flyback	11
3 METODOLOGIA.....	13
3.1 Projeto da Bateria	13
3.2 Especificação do carregador	15
3.3 Projeto do controlador de carga	15
3.4 Projeto do conversor CC-CC flyback.....	19
3.4.1 Ajustes no conversor CC-CA	21
3.4.2 Ajustes na chave de potência	22
3.4.3 Ajustes na relação de transformação e na alimentação do CI.....	23
3.4.4 Ajustes no circuito de detecção de desmagnetização do transformador.....	24
3.4.5 Circuito de realimentação	24
3.4.6 Projeto do transformador de alta frequência.....	24
3.4.7 Projeto da placa de circuito impresso	26
4 RESULTADOS	26
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	38
REFERÊNCIAS	40
APÊNDICE I.....	42

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por mobilidade elétrica, principalmente por veículos de pequeno porte como bicicletas e patinetes, consolidou os sistemas de baterias como um componente central desta nova era tecnológica (DAS; PANIGRAHI; SAMANT, 2020). Dentre as soluções disponíveis, as baterias de íons de lítio com tensão nominal de 36V destacam-se pela sua elevada densidade energética, oferecendo uma excelente relação entre capacidade de armazenamento e peso, fator crucial para veículos elétricos leves.

Nesse contexto, a eficiência e a segurança do processo de recarga tornam-se tão importantes quanto a própria bateria. Um carregador mal projetado pode não apenas comprometer o desempenho do sistema, mas também reduzir drasticamente a vida útil da bateria, que representa um custo significativo do veículo.

Portanto, o desenvolvimento de carregadores de baterias que cumpram esse papel é fundamental para garantir o bom funcionamento dos sistemas alimentados por baterias, e maximizar a vida útil das baterias.

Portanto, o presente Trabalho de Conclusão de Curso foca no estudo e desenvolvimento de um carregador para baterias de íons de lítio de 36V, buscando otimizar o processo de carregamento. Tendo como contribuição acadêmica e prática o projeto de um conversor do tipo flyback aplicado a essa finalidade

O trabalho começa com uma revisão bibliográfica sobre baterias e conversores, e posteriormente são realizados os projetos do controlador de carga, e do conversor flyback, junto com simulações.

1.1 Objetivo Geral

Desenvolver um carregador para baterias de íons de lítio, com boa eficiência, e a capacidade de controlar a carga disponibilizada à bateria.

1.2 Objetivos Específicos

Desenvolver conversores de corrente alternada para corrente contínua (CA-CC) e de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) de boa eficiência.

Desenvolver um controle de carga otimizado seguindo a curva de carga ideal para diminuir a degradação da bateria.

Projetar um sistema de carregamento portátil.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta revisão bibliográfica focará em três tópicos principais, sendo eles os diferentes tipos de baterias, os métodos de carregamento de baterias e os principais tipos de conversores de energia, com foco nos conversores de corrente contínua para corrente contínua.

2.1 Tipos de baterias

Existem diversos tipos de baterias no mercado, que possuem especificações muito diferentes umas das outras, e grande parte disso vem de suas químicas, que determinam suas capacidades de carga e descarga, densidade energética e tensão, sendo estes aspectos muito relevantes para a escolha de uma bateria. As baterias são equipamentos capazes de armazenar energia na forma química, e converter esta energia química para elétrica, e as baterias recarregáveis podem receber energia elétrica, e converter em química, para armazenarem.

Um parâmetro importante de baterias, é que elas podem possuir múltiplas células conectadas em série e/ou em paralelo, ou apenas uma célula. Um exemplo comum são as pilhas de 1,5 V de zinco ou alcalinas que possuem apenas uma célula de 1,5 V, e as baterias de 9 V, que possuem 6 pilhas de 1,5 V internamente conectadas em série, porém este trabalho não discorrerá sobre elas, pois não são recarregáveis.

Portanto neste trabalho será feita uma breve explicação sobre os tipos de bateria mais comuns antes de seguir para a bateria escolhida.

2.1.1 Bateria de chumbo-ácido

Geralmente estas baterias são encontradas no mercado em modelos de 12 V, que possuem 6 células de chumbo-ácido de 2 V cada (Goulart, 2018). E estas mesmas baterias podem ser conectadas em série, para aumentar a tensão, para 24 ou 36 V, por exemplo, ou em paralelo.

Este é o tipo mais antigo de bateria, é muito robusta, sendo capaz de suportar sobrecarga, e possui um preço acessível (Goulart, 2018). Porém possui a menor densidade de energia, quando comparada com outras, portanto seu uso é mais comum em sistemas estacionários, ou sistemas móveis nos quais o peso não é um fator muito relevante. Outro ponto negativo neste tipo de baterias, é a utilização de um material tóxico em sua composição, o próprio chumbo (Battery University, 2021a).

Geralmente é utilizada em sistemas de arranque para veículos à combustão, em sistemas de energia de emergência como *nobreaks*, ou mesmo em sistemas de energia solar off-grid (STA Eletrônica, s.d. a).

2.1.2 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)

O formato mais comum para estas baterias é o cilíndrico, geralmente são encontradas em tamanhos comuns AA e AAA, com uma tensão nominal de 1,2 V, e podem ser conectadas em série para chegar a tensões maiores, e são encontrados *packs* com várias pilhas em série, como 2,4 V, 3,6 V, que pode ser visto na Figura 2.1, e etc. (STA Eletrônica, s.d. c).

Possui densidade de energia maior que as baterias de chumbo, porém inferior a outros tipos de bateria. São capazes de ter uma vida longa e disponibilizar altas correntes de descarga, além de suportar recargas ultrarrápidas, apesar de sofrerem com efeito memória (Battery University, 2021a), isto é, caso não sejam recarregadas completamente, perdem capacidade de armazenamento. São mais utilizadas em eletrônicos, como telefones sem fio *walkie-talkies* e câmeras, entre outros (STA Eletrônica, s.d. c).

Porém estas baterias possuem materiais muito tóxicos ao ser humano e ao meio ambiente, como o próprio cádmio. E muitas aplicações estão substituindo seu uso por outros tipos de baterias (Battery University, 2021a), como baterias de Níquel Hidreto Metálico.

Figura 2.1: Exemplos de baterias de NiCd.



Fonte: STA Eletrônica, s.d. c.

2.1.3 Bateria de Níquel Hidreto Metálico (NiMH)

Essas baterias também são encontradas em tamanhos comuns AA e AAA, com tensão nominal de 1,2V (Battery University, 2021b), e também podem ser conectadas em série para atingir tensões maiores, assim como as de NiCd.

Possuem densidade de carga maior que as baterias de NiCd, podendo chegar a até duas vezes, porém possuem uma durabilidade inferior a elas (Goulart, 2018).

As baterias NiMH são encontradas em aplicações muito semelhantes às de NiCd, em eletrônicos, controles remotos e outros, e estão sendo usadas em substituição a elas, já que não possuem materiais altamente tóxicos em sua composição (Battery University, 2021a).

2.1.4 Bateria de íons de lítio (Li-íon)

As baterias de íons de lítio são fundamentais para o armazenamento de energia no mundo atual, sendo utilizadas em diversos dispositivos, desde celulares e relógios, até carros e caminhões elétricos, e possuem diversas vantagens se comparadas a outros tipos de baterias. Algumas delas são a capacidade de ser realizadas cargas rápidas, a densidade de energia superior em relação à outras tecnologias de bateria, a ausência de efeito memória, permitindo que sejam recarregadas a qualquer momento, independentemente do nível de carga dela (Goulart, 2018). Além disso também possuem uma taxa de autodescarga inferior à outras tecnologias de bateria e possuem um nível de tensão nominal por célula maior, o que permite aplicações que utilizem apenas uma célula, como *smartphones* (Goulart, 2018).

Porém estas baterias possuem algumas desvantagens, tais como a necessidade de circuitos de proteção e gerenciamento (*Battery Management System – BMS*), para evitar sobrecargas e seu custo inicial pode ser superior ao de outras tecnologias (Battery University, 2021c).

Dentro da família de baterias de íons de lítio existem variações, onde são utilizados diferentes compostos químicos em sua composição, apesar de sempre utilizarem lítio. Geralmente estas variações são denominadas a partir do composto utilizado no cátodo (Ufine, 2024).

2.1.4.1 Bateria de óxido de lítio e manganês (LiMn_2O_4)

Este tipo de bateria utiliza o composto LiMn_2O_4 como material de seu cátodo, com uma tensão nominal de $\sim 3,7$ V (Battery University, 2021a), um modelo deste tipo de bateria pode ser visto na Figura 2.2. Possui vantagens por ser mais segura que outras químicas de íon-lítio, e possuir uma resistência interna menor. Como desvantagem há a densidade de energia menor, em comparação com outras células de lítio. Tem sua utilização voltada a dispositivos que exigem grandes picos de descarga (Ufine, 2024).

Figura 2.2: Célula IMR 18650 com pico de descarga de 35 A.



Fonte: Ufine, 2024.

2.1.4.2 Bateria de óxido de cobalto de lítio (LiCoO_2)

Esta bateria possui como vantagem a alta densidade energética, mesmo em comparação com seus pares de lítio, tendo como tensão nominal 3,6 V, ou 3,7 V caso possua uma resistência interna mais baixa, o que é muito explorado no marketing (Battery University, 2021c). E suas desvantagens são relacionadas à segurança, já que o LiCoO_2 torna estas células mais suscetíveis a superaquecimento e instabilidade que outras baterias de lítio, além de terem uma taxa de descarga inferior, se comparadas com LiMn_2O_4 . Elas são muito utilizadas em produtos eletrônicos, como celulares e notebooks (Ufine, 2024).

2.1.4.3 Bateria de óxido de lítio, níquel, manganês e cobalto ($\text{LiNi}_x\text{Mn}_y\text{Co}_{1-x-y}\text{O}_2$)

Este tipo de bateria possui características muito parecidas com os modelos já citados, com tendo uma boa relação entre capacidade de armazenamento e capacidade de entrega de descarga, possuindo maiores capacidades de descarga que modelos LiCoO_2 , sendo mais estável e possuindo menor risco de superaquecimento por altas correntes de descarga, porém sem comprometer a capacidade de carga, como ocorre com LiMn_2O_4 , possuindo uma tensão nominal de 3,6 V. (Ufine, 2024). Desta forma, este modelo de célula de lítio foi escolhido para a aplicação neste trabalho.

2.1.4.4 Bateria de fosfato de ferro e lítio (LiFePO_4)

Possuem como vantagem a melhor segurança, já que seu composto LiFePO_4 reduz o risco de instabilidade e superaquecimento, além de terem uma vida útil mais longa que outras variações de lítio. Porém suas desvantagens incluem uma densidade energética inferior e taxas de descargas inferiores a outras como LiMn_2O_4 . São mais utilizadas em veículos elétricos (Ufine, 2024). Além disso, a tensão de cada célula também é inferior à outras químicas baseadas em lítio, sendo sua tensão nominal de 3,2V. (Battery University, 2021c).

2.2 Sistemas de gerenciamento de baterias – BMS

O BMS (Battery Management System) é um sistema que tem como objetivo principal ser uma camada de proteção para a bateria, mas que também pode gerenciar e monitorar baterias, sendo responsável por realizar otimizações durante o uso, e desconectar a bateria de outros sistemas em caso de falha, levando em conta margens de segurança. (GABBAR; OTHMAN; ABDUSSAMI, 2021).

Os sistemas de BMS em geral oferecem proteção de sobretensão e subtensão para a bateria, além de poderem atuar no balanceamento das células, impedindo que uma célula seja sobrecarregada, enquanto outra é subcarregada (GABBAR; OTHMAN; ABDUSSAMI, 2021).

Segundo Gabbar, Othman e Abdussami, 2021, existem diferentes topologias de BMS, com a centralizada e a distribuída sendo mais comuns. A topologia centralizada, consiste em um sistema único que é conectado a cada célula da bateria por um fio, com um menor custo de aquisição. Já a topologia distribuída consiste em vários módulos, cada um conectado a uma célula, e então conectados ao controle principal, porém tendo um custo maior.

2.3 Métodos de recarga de baterias

Para que as baterias possam ser carregadas, é necessária a utilização de métodos específicos para sua recarga, o que pode afetar diretamente o tempo de recarga, e também a temperatura da bateria, já que uma carga com corrente maior, gerará um aquecimento maior na bateria, o que pode reduzir a vida útil dela (Goulart, 2018).

O método de carregamento dependerá diretamente da bateria a ser carregada, e deve-se seguir as especificações do fabricante dela, para que não ocorram problemas na bateria. E sempre utilizar sistemas de segurança, para evitar problemas com subtensão, sobretensão ou sobrecorrente, o que pode danificar a bateria (Goulart, 2018).

2.3.1 Corrente constante (CC – Constant Current)

O método de carga através de corrente constante, é o mais simples, já que apenas é necessário a disponibilização de uma corrente elétrica contínua nos terminais da bateria, porém esta corrente não deve ser muito grande, pois pode causar aquecimento excessivo e diminuição da vida útil da bateria (Goulart, 2018).

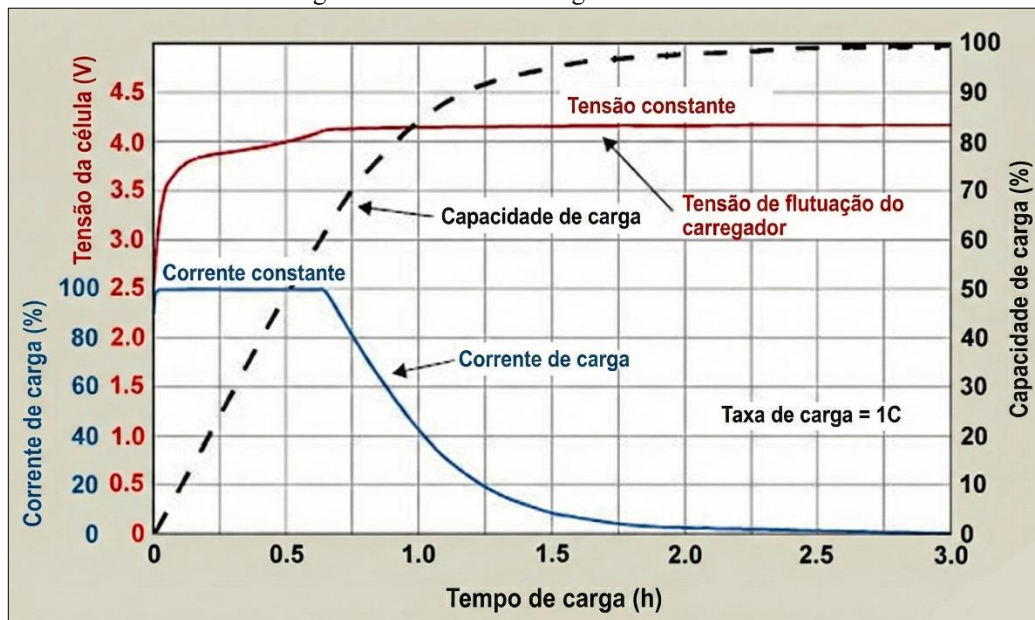
2.3.2 Tensão constante (CV – Constant Voltage)

Já o método CV, consiste na aplicação de uma tensão constante nos terminais da bateria, porém isto também pode causar problemas no início do carregamento, já que a corrente inicial pode ser muito grande. A corrente diminui durante o carregamento, portanto o aquecimento no final do carregamento não é um problema (Goulart, 2018).

2.3.3 Corrente constante – Tensão constante (CC-CV)

Este método de carregamento é uma junção dos métodos CC e CV, onde a bateria será carregada primeiramente com uma corrente constante, seguindo as especificações do fabricante, e aumentando a tensão fornecida à bateria para manter a corrente estável, e posteriormente, quando a tensão chegar ao nível máximo de carregamento, ela será carregada através de tensão constante, até o final de sua carga (Goulart, 2018) (Battery University, 2021c). Um exemplo de curva de carregamento está disposto na Figura 2.3, onde é possível ver a curva de corrente, permanecendo constante durante o início da carga, e a curva de tensão aumentando até 4,2 V, onde a tensão permanece constante, e a corrente passa a diminuir.

Figura 2.3: Curva de carregamento CC-CV.



Fonte: Adaptado de Battery University, 2021c.

2.3.4 Pulsos de corrente

Este método existe para resolver problemas causados pelo aquecimento excessivo durante a carga com correntes elevadas. O sistema gera pulsos de alta corrente, com pequenas pausas entre eles, onde a corrente é zero (Goulart, 2018).

2.3.5 Corrente de flutuação

Este é um método de carga que é comumente utilizado em baterias de chumbo ácido, durante o final da carga, onde o carregador disponibiliza uma tensão de flutuação e uma corrente baixa de flutuação, com o objetivo de manter a bateria carregada (STA Eletrônica s.d. b). Porém este método não pode ser aplicado em baterias de íons de lítio, pois pode causar a formação de depósitos de lítio metálico dentro da bateria, causando perdas na capacidade de carga (Battery University, 2021c).

2.4 Topologias de conversores

Existem diversos tipos de conversores, conversores de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC), conversores de CC para CA, conversores de CA para CA e conversores de CC para CC. Neste tópico serão abordados topologias de conversores de corrente alternada para corrente contínua e com maior ênfase conversores de corrente contínua para corrente contínua.

2.4.1 Conversor de corrente alternada para corrente contínua

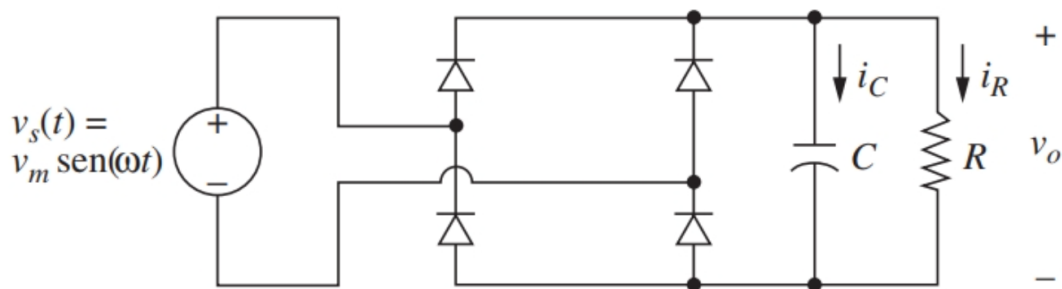
Em geral os conversores de corrente alternada para contínua, também são chamados de retificadores. Eles têm a finalidade de gerar uma saída puramente CC ou uma saída com uma componente CC determinada (Hart, 2012).

Os retificadores podem ser de meia onda, ou de onda completa, onde sua principal diferença é que no segundo, a potência média na entrada CA é zero, enquanto no primeiro não (Hart, 2012). Além de que o retificador de meia onda gera uma saída com mais variação de tensão em comparação com o de onda completa, portanto deve ser utilizado somente em aplicações de baixa potência (Hart, 2012). O retificador de onda completa é largamente utilizado, pois possui menor variação de tensão e a corrente média na fonte CA é zero (Hart, 2012).

Pode-se utilizar um filtro capacitivo, como um capacitor com alta capacitância, na saída do retificador, em paralelo com a carga, para que a potência entregue à mesma seja fundamentalmente CC (Hart, 2012). Desta forma, com a adição do capacitor de filtro, como na figura 2.4, é possível estabilizar a tensão contínua, que seria pulsante sem o capacitor, para que seja basicamente contínua, com mínima variação de tensão, e a variação de tensão pode ser calculada por meio da equação (2.1), adaptada de (Hart, 2012), para uma carga puramente resistiva:

$$\Delta V_o \approx \frac{V_m}{2fRC} \quad (2.1)$$

Figura 2.4: Circuito retificador de onda completa com filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de Hart, 2012.

2.4.2 Conversores de corrente contínua para corrente contínua

Existem diversas topologias de conversores de CC para CC, com conversores não isolados e isolados, mas nesta revisão bibliográfica, será discutido apenas as topologias clássicas e mais utilizadas.

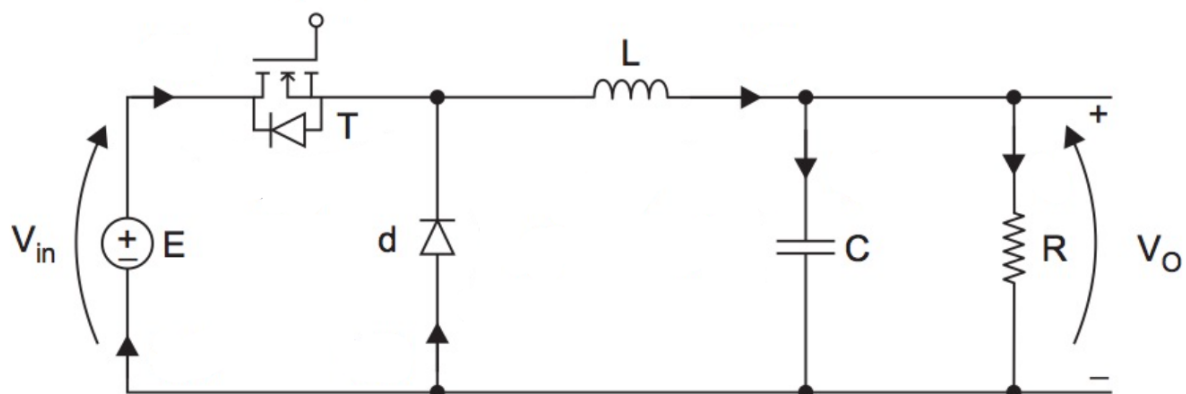
2.4.2.1 Conversor BUCK

Este é um conversor de CC para CC clássico, sendo um conversor abaixador de tensão não isolado. O circuito deste conversor poder ser visto na Figura 2.5, onde a tensão na saída é controlada pela chave de potência T, isto é, através de um sinal de modulação por largura de pulso (PWM) aplicado a esta chave. A chave T opera como um curto-circuito, quando está ativada e como um circuito aberto quando está desativada, desconectando a fonte E do resto do conversor, e conseqüentemente da carga (Arrabaça; Gimenez, 2013). O conversor é capaz de gerar uma tensão na saída (V_o) menor ou igual à tensão de entrada (V_{in}), dependendo do ciclo de trabalho D aplicado ao PWM. Desta forma, V_o é igual a $V_{in}D$ (Hart, 2012).

No circuito, os elementos indutor (L) e capacitor (C) são responsáveis por armazenar energia e manter, respectivamente, a corrente constante na carga, e a tensão constante na carga, enquanto o diodo d é responsável por permitir um caminho de corrente e descarregar o indutor quando a chave T está desativada, (Arrabaça; Gimenez, 2013).

A variação do ciclo de trabalho D não somente controla a tensão da saída, mas também determina o método de condução no qual o conversor irá operar, podendo ser o Modo de condução contínua (MCC), onde a corrente no indutor é sempre positiva, ou modo de condução descontínua (MCD), onde a corrente no indutor atinge o valor zero antes do final do período de chaveamento (Arrabaça; Gimenez, 2013).

Figura 2.5: Conversor BUCK.



Fonte: Adaptado de Arrabaça; Gimenez, 2013.

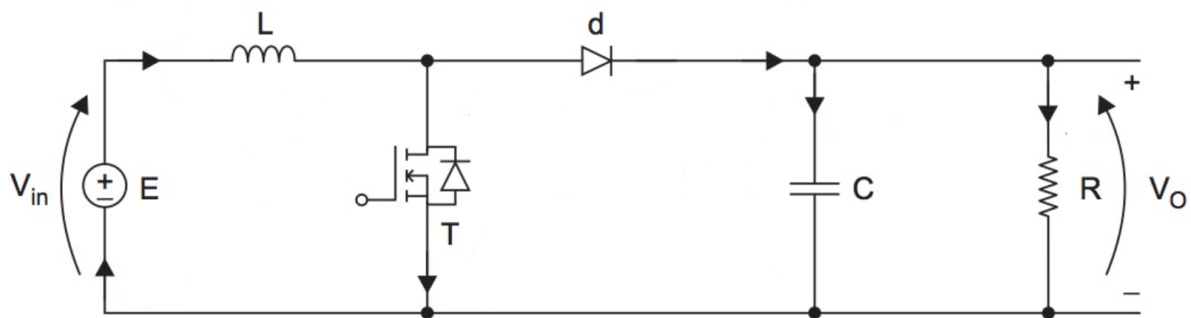
2.4.2.2 Conversor Boost

O conversor Boost é um conversor CC-CC não isolado elevador de tensão. Este circuito utiliza os mesmos componentes que o conversor Buck, mas posicionados de maneira diferente no circuito, assim permitindo a operação de elevação de tensão. O circuito típico deste conversor pode ser visto na figura 2.6, e ele opera da seguinte maneira, quando a chave de potência T está ativada, ela opera como um curto-circuito, energizando apenas o indutor e armazenando energia nele, e quando a chave T está desativada, ela opera como um circuito aberto, e então a fonte E fornece energia para todo o circuito, através do diodo (Arrabaça; Gimenez, 2013).

A tensão na saída aumenta conforme o ciclo de trabalho D aumenta, e pode ser determinada através da equação (2.2), entretanto, através desta equação pode se chegar à conclusão errônea de que se D tender à 1, V_o tenderá ao infinito, o que não irá acontecer, já que esta equação foi obtida considerando componentes ideais, mas os componentes reais possuem perdas e impedirão que isto aconteça (Hart, 2012).

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.2)$$

Figura 2.6: Conversor Boost.



Fonte: Adaptado de Arrabaça; Gimenez, 2013.

2.4.2.3 Conversor Buck-Boost

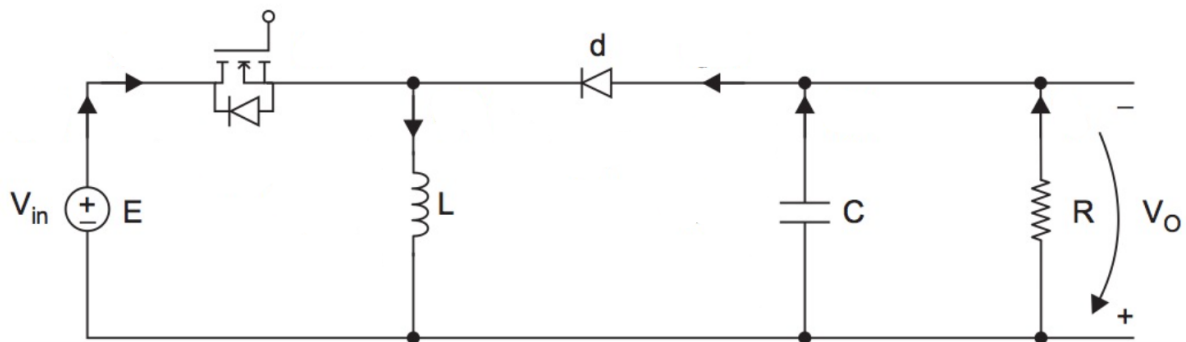
O conversor Buck-Boost é um conversor CC-CC não isolado, que une as funções dos conversores Buck e Boost juntas, isto é, ele é capaz de tanto aumentar, quanto reduzir a tensão da saída, a depender apenas do ciclo de trabalho D aplicado ao PWM da chave de potência T. Quando a chave T está ativada, ela atua como um curto-circuito, e o diodo estará reversamente polarizado, deste modo, a fonte fornecerá energia apenas para o indutor, que será carregado de maneira linear, e quando a chave T está desativada, o indutor continuará

conduzindo, com a energia armazenada nele, e fornecerá corrente para a carga R e o capacitor C, utilizando o diodo d como caminho para isso (Hart, 2012).

A tensão na saída (V_o) pode ser determinada através da equação (2.3) (Arrabaça; Gimenez, 2013), onde o valor de D, se for igual à 0,5, gerará uma tensão na saída igual à tensão de entrada, e se D for maior que 0,5, a V_o será maior V_{in} , então se D for menor que 0,5, V_o será então menor que V_{in} . (Hart, 2012).

$$V_o = \frac{D}{1-D} \cdot V_{in} \quad (2.3)$$

Figura 2.7: Conversor Buck-Boost.



Fonte: Adaptado de Arrabaça; Gimenez, 2013.

2.4.2.4 Conversor Flyback

Todos os conversores CC-CC estudados até agora possuem uma conexão elétrica entre a entrada e a saída deles, o que é um problema para dispositivos que precisam de uma isolamento entre a entrada e saída, como um carregador. Em caso de o conversor ter uma entrada CA, isso poderia ser resolvido com a adição de um transformador na entrada, antes da retificação, desta forma existiria a isolamento necessária. Entretanto, transformadores de baixa frequência são muito grandes e pesados. Então a melhor opção é utilizar um transformador com um sistema de chaveamento de alta frequência, em CC (Hart, 2012).

Desta forma, chegamos à topologia do conversor flyback, cujo circuito pode ser visto na figura 2.8, e possui um transformador no seu circuito, sendo responsável pela isolamento galvânica deste conversor (Hart, 2012). Entretanto, o transformador não é comum, já que na realidade ele atua como um indutor, isto é, diferentemente de um transformador comum, que transfere energia do primário para o secundário através de seu núcleo magnético, o transformador do conversor flyback armazena energia no seu núcleo magnético enquanto a chave de potência SW está ativa, e não transfere energia para o secundário, pois o diodo D1

está reversamente polarizado. Quando SW é desativada, deixa de haver corrente no primário, e então a energia armazenada no núcleo magnético é transferida para o secundário, polarizando diretamente o D1, portanto o transformador funciona basicamente como se fosse um indutor, porém com a adição da relação entre espiras entre o primário e o secundário do transformador (Pressman; Billings; Morey, 2009).

O funcionamento deste conversor é parecido com o conversor Boost, porém com a relação de espiras atuando no “indutor”. (Hart, 2012).

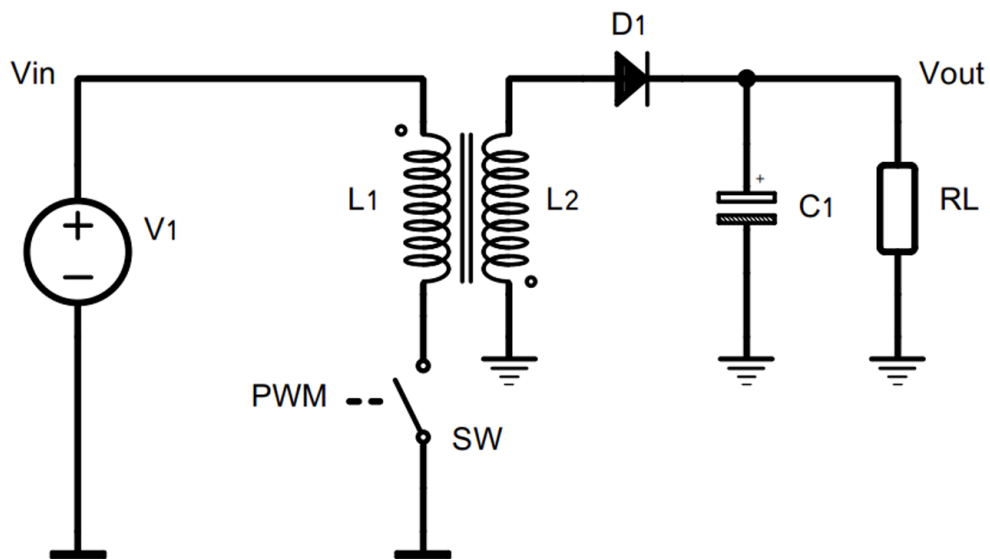
O conversor flyback possui dois modos de operação, o modo contínuo e o descontínuo. Ambos diferem em diversos aspectos, com a corrente no primário chegando a zero antes de SW desligar no modo descontínuo, e a corrente ser maior que zero, quando SW desliga no modo contínuo. (Hart, 2012). Além disso, o valor da indutância do primário, e da corrente na carga afetam o modo de condução, podendo alterar o modo com a mudança de carga. (Pressman; Billings; Morey, 2009).

Segundo Hart, 2012, a tensão de saída (V_o) pode ser determinada por meio das seguintes equações, D é o ciclo de trabalho, V_{in} é a tensão de entrada, para os modos contínuo, equação (2.4) e modo descontínuo (2.5).

$$V_o = V_{in} \left(\frac{D}{1-D} \right) \left(\frac{N2}{N1} \right) \quad (2.4)$$

$$V_o = V_{in} D \left(\sqrt{\frac{R}{2L_m f}} \right) \quad (2.5)$$

Figura 2.8: Conversor Flyback.



Fonte: WR Kits, 2023.

3 METODOLOGIA

Inicialmente, decidiu-se trabalhar com uma bateria de íons de lítio de 36 V, ainda na etapa de definição do tema proposto para este Trabalho de Conclusão de Curso. Posteriormente, foi necessário determinar o tipo de conversor a ser utilizado, sendo escolhido o conversor *flyback*, pois este apresenta isolação galvânica entre a entrada e a saída..

Assim, com o tema devidamente definido, foi projetado o sistema de conversão de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC), em conjunto com o conversor *flyback*, de modo a fornecer uma tensão CC estável para sua correta operação.

Inicialmente, para o projeto do carregador, tornou-se necessário definir e projetar a bateria que seria utilizada e carregada pelo sistema. Somente após essa etapa foi possível utilizar os parâmetros da bateria no projeto do sistema de controle e dos conversores.

3.1 Projeto da Bateria

A bateria de 36V foi composta por 10 células de íons de lítio conectadas em série (configuração 10s), totalizando a tensão desejada. Cada célula possui uma tensão nominal de 3,6V e uma tensão máxima de 4,2V quando totalmente carregada.

Esse tipo de bateria é comumente utilizado em veículos elétricos leves, como bicicletas elétricas, skates, hoverboards e, principalmente, patinetes elétricos. Para projetar adequadamente a bateria, foi considerado o consumo típico desses veículos. É comum encontrar motores de 350 watts (W) nesses sistemas, o que exige que a bateria seja capaz de fornecer energia suficiente para alimentar o motor.

Com base nisso, adotou-se como objetivo que a bateria seja capaz de fornecer corrente suficiente para o correto funcionamento desse motor. A demanda de corrente (I) pode ser calculada pela equação (3.1):

$$I = \frac{P}{V} \quad (3.1)$$

$$I = \frac{350}{36} = 9,72 \text{ A}$$

Portanto, a bateria projetada deveria ser capaz de fornecer, de forma contínua e segura, uma corrente de pelo menos 9,72 amperes.

Esse requisito influenciou diretamente na escolha das células e na quantidade de unidades conectadas em paralelo. O que inicialmente pode levar a interpretação de que a bateria deveria ter uma capacidade de 9,72 Ah. No entanto, a capacidade total da bateria pode ser menor do que 9,72 Ah, caso sejam utilizadas células com maior taxa de descarga (índice

C). Por exemplo, uma célula de 2,2Ah com índice de descarga de 1C pode fornecer até 2,2 A, e se for 2C, poderá fornecer 4,4A. Dessa forma, observou-se que a corrente total fornecida depende tanto da capacidade em Ah quanto da taxa de descarga das células.

As células escolhidas para utilização foram da Samsung, modelo **INR18650-25R**, que possuem capacidade nominal de 2500 mAh (2,5 Ah) e tensão nominal de 3,6 V. A corrente de recarga padrão especificada pelo fabricante na folha de dados (*datasheet*) é de 1,25 A, com suporte à carga rápida de até 4 A, utilizando o método de recarga CC-CV, e tensão de recarga de 4,2 V. A tensão de corte de descarga é de 2,5 V e corrente máxima de descarga é de 20 A, ou seja, com índice C de 8C, com a corrente de fim de carga de 125 mA.

Figura 3.1: Células Samsung INR 18650-25R no suporte.



Fonte: Autor, 2025, células adquiridas.

A bateria será composta por 10 células em série (10s), totalizando uma tensão nominal de 36V ($3,6V \times 10$). Inicialmente seriam adotadas duas células em paralelo (2p), entretanto, devido ao alto custo delas, e como apenas uma já apresentava a capacidade de corrente suficiente, foi adotada apenas uma célula paralela, permitindo alimentar um motor de 350W.

Além disso, realizou-se a escolha do sistema de gerenciamento de bateria (BMS). O modelo selecionado foi o DALY G Series Standard BMS with NTC Li-íon 10S 36V 20A, fabricado pela DALY BMS [s.d.]. Esse sistema realiza a proteção e a equalização das células, com corrente de equalização de 100 mA (± 20 mA), iniciando quando a tensão por célula se encontra entre 4,075 V e 4,175 V. O BMS também oferece proteção contra sobrecarga (a partir de 4,25 V por célula), sobredescarga (abaixo de 2,7 V por célula) e curto-circuito, com tempo de resposta de até 0,5 ms. A corrente nominal do BMS é de 20 A, e a tensão de carga das células é de 4,2 V.

Com isso, a bateria projetada apresenta as seguintes características:

- Tensão nominal: 36 V;
- Capacidade nominal: 2500 mAh (2,5 Ah);
- Tensão máxima de carga: 42 V ($\pm 0,5$ V);
- Tensão mínima de descarga: 27 V (limitado pelo BMS);
- Corrente de recarga: 1,25 A (recarga nominal) e até 4 A (recarga rápida);
- Corrente de fim de carga: cerca de 250 mA;

3.2 Especificação do carregador

Com a bateria projetada e suas especificações determinadas, tornou-se possível desenvolver o carregador da bateria. Assim, o carregador deveria ser capaz de atender aos seguintes requisitos para a recarga da bateria e para seu funcionamento adequado:

- Tensão máxima de recarga: 42 V;
- Corrente máxima de recarga: 2,5 A;
- Tensão de entrada: 220 V_{rms};
- Possuir isolamento entre a entrada e saída.

Este projeto levou em consideração a carga nominal da bateria, porém sendo um pack 2p (1,25 A por bateria em paralelo). Com base nestes dados, é possível determinar que o carregador deverá ter uma potência de saída máxima de 105 W, para poder atender à demanda da bateria. Desta maneira pode-se seguir para o projeto do controlador de carga, do conversor de CA para CC e do conversor de CC para CC isolado.

Algumas definições foram adotadas para o desenvolvimento do carregador, com destaque na utilização do conversor *flyback*, que atende ao requisito de isolamento galvânica entre a entrada e a saída, além de ser um conversor versátil e amplamente empregado em carregadores comerciais disponíveis no mercado.

3.3 Projeto do controlador de carga

Para o controle de carga da bateria, foi realizada uma pesquisa por circuitos integrados (CIs) controladores de carga que possuíssem a funcionalidade de controle de tensão e corrente durante o processo de recarga.

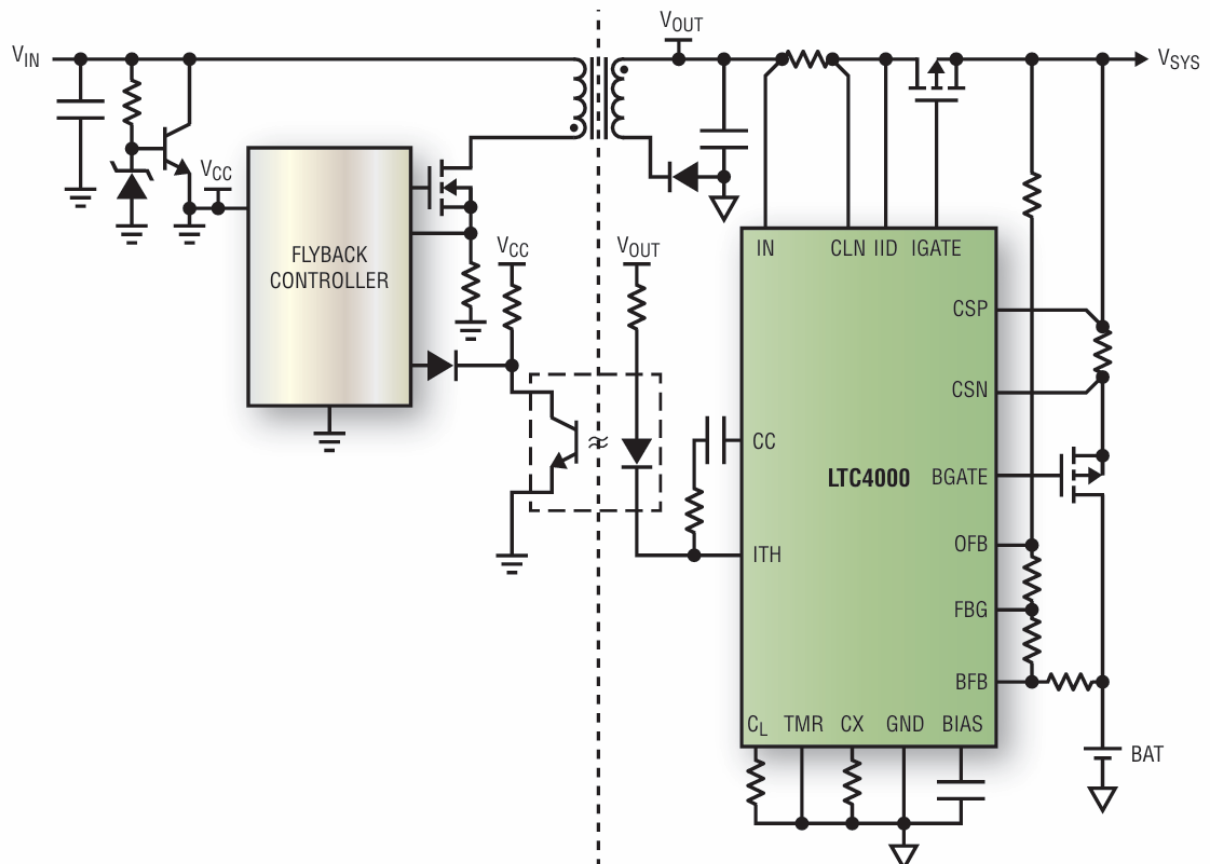
Durante essa pesquisa, foi encontrado o LTC4000, fabricado pela Linear Technology Corporation, subsidiária da Analog Devices. Esse circuito integrado foi desenvolvido para operação em conjunto com conversores chaveados, podendo ser aplicado em topologias Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC ou *Flyback*. A figura 3.2 ilustra sua conexão em conjunto com um conversor *flyback*. Segundo a folha de dados (*datasheet*), ele suporta uma tensão de entrada

de até 60V. Já a Figura 3.3 apresenta suas conexões externas, por meio das quais o circuito foi programado, utilizando componentes eletrônicos específicos conectados aos seus pinos, conforme as especificações de projeto.

O controlador pôde ser programado para realizar o controle da corrente e da tensão de carga fornecidas à bateria, por meio dos componentes associados aos seus pinos. Além disso, o LTC4000 possui uma entrada destinada a um sensor NTC (Coeficiente de Temperatura Negativo), utilizada para monitorar a temperatura da bateria e evitar sobreaquecimento durante a recarga. Entretanto, essa funcionalidade não foi utilizada, uma vez que o BMS adotado já dispõe de sensor NTC, sendo capaz de proteger a bateria contra condições de sobreaquecimento.

Dessa forma, a partir das equações apresentadas na folha de dados do LTC4000, fornecida pela fabricante (Linear Technology Corporation, 2013), foi projetado o sistema de controle, de modo a assegurar seu correto funcionamento e garantir que a recarga da bateria ocorresse de acordo com todos os parâmetros de projeto estabelecidos.

Figura 3.2: CI LTC4000 aplicado em conjunto com um conversor CC-CC flyback.



Fonte: Linear Technology Corporation, 2013 (*Datasheet* do LTC4000).

Primeiramente, buscou-se limitar a corrente de entrada em 2,5 A, através da conexão de um resistor (R_{IL}) no pino IL (28) e calcular o resistor sensor de corrente (R_{IS}) através da equação (3.2) e (3.3):

$$I_{ILIM(máx)} = \frac{0,05}{R_{IS}} \quad (3.2)$$

$$R_{IS} = \frac{0,05}{2,5} = 20m\Omega$$

Portando, com este valor de R_{IS} de $20m\Omega$, a pode-se calcular R_{IL} .

$$R_{IL} = R_{IS} \times \frac{(I_{ILIM})}{2,5 \mu A} \quad (3.3)$$

$$R_{IL} = 20m \times \left(\frac{2,5}{2,5\mu} \right) = 20k\Omega$$

Assim, utilizando um resistor de $20k\Omega$ conectado entre o pino IL (28) e o aterramento, garantiu-se a corrente máxima de 2,5A na entrada, e com um resistor sensor de corrente de $20m\Omega$ conectado entre os pinos IN (23) e CLN (22), permitindo que o circuito integrado realizasse a medição da corrente de entrada.

Na sequência, foi calculado o divisor resistivo do pino VM (25), estimando um resistor R_{VM2} de $40,2k\Omega$, com a equação (3.4), utilizando uma tensão ligeiramente inferior à de carga, de 41,9V:

$$R_{VM1} = \frac{V_{VM} \times R_{VM2}}{1,193} - R_{VM2} \quad (3.4)$$

$$R_{VM1} = \frac{41,9 \times 40,2k}{1,193} - 40,2k = 1,372M\Omega$$

Dessa forma, definiu-se o valor de $1,372M\Omega$ para o resistor R_{VM1} .

Em seguida, prosseguiu-se para os cálculos do limitador da corrente de carga da bateria, que é limitada através de um resistor (R_{CL}) conectado ao pino CL (4) e pelo resistor sensor de corrente R_{CS} . Os cálculos foram realizados através das equações (3.2) e (3.3), apenas adaptando os nomes das constantes.

$$R_{CS} = \frac{0,05}{I_{CLIM(máx)}} = \frac{0,05}{2,5} = 20m\Omega$$

$$R_{CL} = \frac{I_{CLIM} \times R_{CS}}{2,5\mu A} = \frac{2,5 \times 20m}{2,5\mu} = 20k\Omega$$

Assim, chegamos aos valores, que são iguais aos calculados no limitador de corrente de entrada, já que a corrente é efetivamente a mesma. Portanto, podemos agora calcular os

resistores que garantirão a tensão de flutuação da bateria, cujo valor é de 42V. Para isso, estimou-se um valor para R_{BFB2} , possibilitando o cálculo de R_{BFB1} .

$$R_{BFB1} = \left(\frac{V_{float}}{1,136V} - 1 \right) \times R_{BFB2} \quad (3.5)$$

$$R_{BFB1} = \left(\frac{42}{1,136V} - 1 \right) \times 39,2k = 1,41M\Omega$$

Desta forma, com R_{BFB2} estimado em 39,2k Ω , definiu-se R_{BFB1} como sendo de 1,41M Ω , garantindo a tensão de saída correta e estável.

Quando uma bateria profundamente descarregada, isto é, com uma tensão abaixo de ~68% da tensão de flutuação determinada, for conectada ao sistema, a corrente de pull-up do pino CL é reduzida para 10% do nominal, reduzindo também a corrente de carga, portanto a corrente de carga lenta é determinada pela equação (3.6):

$$I_{CLIM} = 0,25\mu A \times \left(\frac{R_{CL}}{R_{CS}} \right) \quad (3.6)$$

$$I_{CLIM} = 0,25\mu A \times \left(\frac{20k}{20m} \right) = 0,25A$$

Desta forma, a corrente de carga lenta, para baterias profundamente descarregadas será de 250mA. E depois que a tensão estabilizar acima de 68% da tensão de flutuação, cerca de 28,5V, a corrente de carga voltará a ser a nominal.

A detecção de fim de carga foi determinada pelo resistor R_{CX} , conectado ao pino CX, e terminará a carga em 250 mA, como já foi determinado, e foi calculado através da equação (3.7), com I_{CX} sendo 250 mA.

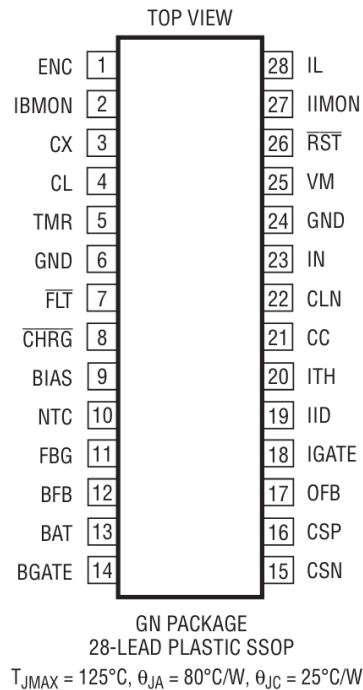
$$R_{CX} = \frac{(I_{CX} \times R_{CS}) + 5mV}{0,25\mu A} \quad (3.7)$$

$$R_{CX} = \frac{(50m \times 20m) + 5mV}{0,25\mu A} = 40k\Omega$$

Assim, com um resistor R_{CX} de 40 k Ω , o fim da carga da bateria ocorrerá quando a corrente consumida por ela for inferior à 250mA, ou 0,25 A.

Por fim, ainda seria possível calcular o resistor associado ao NTC; entretanto, como o BMS utilizado já possuía essa funcionalidade e realizava a proteção da bateria contra sobreaquecimento, essa etapa não se fez necessária.

Figura 3.3: Visão superior do LTC4000 mostrando suas conexões.



Fonte: Linear Technology Corporation, 2013 (*Datasheet* do LTC4000).

3.4 Projeto do conversor CC-CC flyback

Para o projeto do conversor flyback, foi necessário fazer a escolha do controlador, responsável por realizar o controle por PWM da chave MOSFET no transformador (TR) desse conversor, de modo a controlar a variação da corrente e tensão na saída. Desta forma, após a realização de uma análise de sistemas e circuitos integrados disponíveis, foi escolhido o modelo L6566B da fabricante STMicroelectronics.

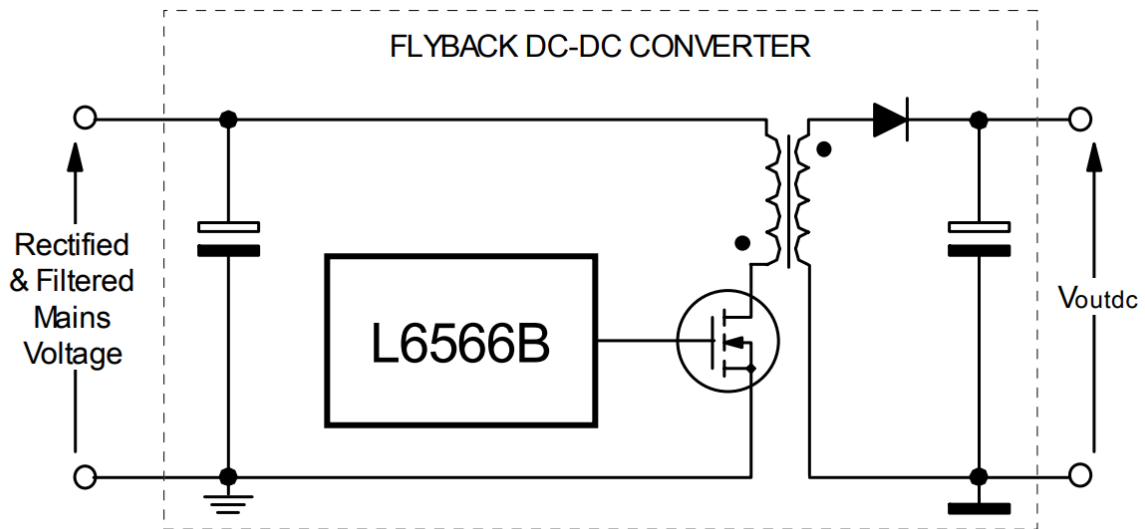
O L6566B é um circuito integrado (CI) controlador primário em modo de corrente, projetado para conversores flyback offline de alto desempenho e para aplicações de correção de fator de potência (PFC) de estágio único.

Este CI possui dois modos de operação, o modo de Frequência Fixa (FF), onde ele atua como um controlador padrão, com a frequência podendo ser escolhida de modo a reduzir interferências eletromagnéticas, e o modo Quase-Ressonante, que é utilizada em alta carga, para manter alta eficiência, permitindo a comutação em tensão zero (ZVS), onde ele detecta a desmagnetização do TR e aciona a chave MOSFET no vale de tensão, e em cargas médias ou leves, pode realizar o “salto de vale” (*valley skipping*), onde ele detecta o vale de tensão, porém não aciona a chave, ignorando o vale, para manter a operação eficiente.

Em cargas muito leves, ele é capaz de entrar em modo de rajada (burst-mode) para minimizar o consumo, auxiliado por um circuito de partida de alta tensão e baixa corrente de

repouso. Também possui diversas proteções, como proteção contra subtensão na entrada (brownout), sobretensão na saída (OVP), sobrecorrente (OCP) em dois níveis (para sobrecarga e curto-circuito) e sobreaquecimento (OTP) através de um NTC externo e um desligamento térmico interno.

Figura 3.4: Diagrama de blocos da aplicação típica do controlador.



Fonte: STMicroelectronics, 2008 (*Datasheet* do L6566B).

O projeto inicial do conversor flyback, utilizando esse CI, foi realizado com o auxílio do programa online eDesignSuite, da própria STMicroelectronics, onde o sistema permite a escolha do CI, e a inclusão de parâmetros de tensão CA na entrada do conversor e tensão e corrente na saída do mesmo. A partir desses dados, o programa é capaz de fazer o projeto do conversor, utilizando o CI selecionado, e calcular os resistores e capacitores que serão conectados ao L6566B, para sua programação, e calcular o indutância do primário do transformador e alguns outros parâmetros dele, como a relação de espiras, bem como calcular o capacitor de saída necessário para estabilizar a tensão e corrente na saída.

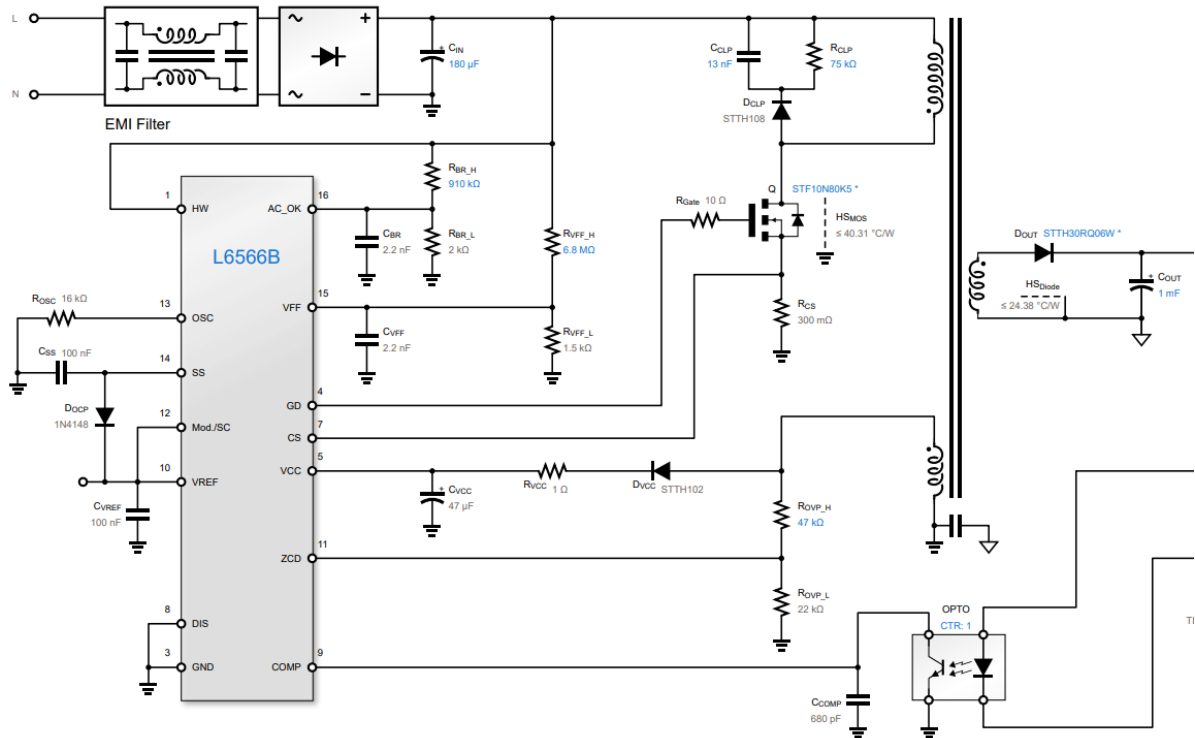
Porém como este programa possui múltiplas limitações, principalmente ao que se relaciona com o transformador de alta frequência, ele foi utilizado apenas para auxiliar na programação, através de resistores e capacitores, do L6566B.

Foram adicionados os seguintes parâmetros de operação ao aplicativo eDesignSuite:

- Tensão de entrada: 180-260 V_{rms} ;
- Tensão nominal de operação: 220 V_{rms} ;
- Tensão de saída: 42 V ($\pm 0,5\%$);
- Corrente de saída: 2,5 A.

O programa gerou um diagrama de aplicação, com o circuito projetado, como pode ser visto na figura 3.5, com a parametrização dos componentes já realizada. E com a indicação de componentes, como o Mosfet e diodos rápidos, adequados para a aplicação.

Figura 3.5: Circuito projetado com o software eDesignSuite.



Fonte: Autor, 2025.

O aplicativo é capaz de realizar cálculos e determinar alguns parâmetros do transformador, entretanto estes dados não serão utilizados, pois como o transformador terá seu enrolamento realizado de forma manual, os cálculos devem conter margens de erro para o enrolamento, com a metodologia de seu projeto discutida em 3.4.6.

O circuito snubber, que tem por finalidade reduzir o pico de tensão na chave de potência MOSFET, foi calculado com um resistor de 75 k Ω e um capacitor de 13 nF conectados em paralelo, com um diodo, modelo STTH108, em série com eles.

3.4.1 Ajustes no conversor CC-CA

O aplicativo eDesignSuite não define diodos para a ponte retificadora, portanto há a necessidade de escolher os diodos de maneira externa, portanto foi realizada uma análise, e preliminarmente seriam utilizados diodos 1N4007 comuns, que geralmente são utilizados para aplicações de retificação de tensão CA, porém após análise mais detalhada, foi escolhido um componente retificador único, que possui especificações técnicas consideravelmente

superiores aos diodos comuns, além de ser encapsulado em um único componente, com apenas entrada CA e saída CC retificada, o GBU8M, que possui capacidade de suportar picos de tensão reversa de até 1000 V, e tensão RMS de até 700 V, com corrente média retificada máxima de 8 A, com corrente de pico em onda senoidal única de 200 A, isto é, suporta um pico de até 200 A ao ser ligado à tomada e realizar a carga inicial dos capacitores.

Além disso, o capacitor de entrada projetado, possui uma capacitância de apenas 180 μF , o que foi considerado um valor pequeno, já que em simulação do circuito do conversor flyback no software PSIM, em carga máxima, gerou uma variação de tensão no barramento CC de aproximadamente 12 V, o que é um valor considerado muito alto. Portanto há a necessidade de aumentar a o valor do capacitor de entrada.

Dessa forma, foi escolhido dobrar a capacitância na entrada, para 360 μF , com a adição de um segundo capacitor de igual valor, como forma de reduzir a ondulação de tensão no barramento CC.

Enquanto os valores de capacitância de saída utilizados foram os valores determinados através do eDesignSuite, com uma capacitância de saída do secundário em ~ 1 mF, porém com a utilização de cinco capacitores de 220 μF em paralelo, já que assim a resistência equivalente do circuito diminui, em relação a utilização de apenas um capacitor, além de haver um pequeno ganho na capacitância total para 1100 μF (1,1 mF). Já a capacitância de saída do enrolamento auxiliar também foi utilizado o capacitor de filtro indicado pelo programa, de 47 μF .

3.4.2 Ajustes na chave de potência

Inicialmente, o aplicativo indica o modelo de MOSFET STP9NK70ZFP da própria STMicroelectronics, porém ele possui uma resistência entre dreno e fonte de 1,2 Ω , o que é um valor considerável, e pode causar perdas. Tanto que o próprio aplicativo indica perdas de aproximadamente 2W neste MOSFET.

Portanto foi buscado outros modelos de MOSFET, através das opções de ajustes que o próprio eDesignSuite fornece, e foi escolhido o modelo STF10N80K5, que suporta uma corrente elétrica maior, 9 A contra 7,5 A do modelo anterior, além de ter uma resistência interna máxima, entre dreno e fonte, de apenas 0,6 Ω , e típica de 0,47 Ω . Desta forma reduzindo as perdas na chave de potência, para cerca de 1,2 W, segundo cálculo do aplicativo eDesignSuite.

3.4.3 Ajustes na relação de transformação e na alimentação do CI

O aplicativo, inicialmente fez o projeto considerando uma relação de transformação, entre primário e secundário de 3,5, porém após análise e simulações, chegou-se ao resultado de que a relação de transformação deveria ser menor, e escolheu-se trabalhar com uma relação de transformação, entre primário e secundário, de 3.

Além disso, o aplicativo eDesignSuite indicou uma relação entre o primário e o auxiliar, que é responsável por alimentar o CI em baixa tensão, de 12, para poder fornecer uma alimentação de 12V para o CI, porém com a mudança na relação entre primário e secundário, e considerando que o sistema fornecerá uma tensão de saída variável na saída do secundário, de 42 V máximos até 27 V mínimos em caso de bateria extremamente descarregada, será necessário reprojeter esta relação de transformação, e projetar um sistema de regulação de tensão para o CI, de modo a manter a tensão de 12 V estável tanto em caso de tensão mínima na saída do secundário, quanto em caso de tensão de saída máxima.

Desta forma foi necessário projetar um regulador de tensão linear para manter a tensão estável. Primeiramente, foi preciso definir a relação de transformação entre o primário e o auxiliar, de maneira que seja possível obter 12 V mesmo na tensão do secundário mínima. Desta forma, se utilizar a relação de transformação entre primário e auxiliar como sendo o dobro da entre o primário e secundário, isto é, uma relação de 6, obtêm-se metade da tensão do secundário no auxiliar, o que resulta em 13,5 V para o caso de tensão mínima e 21 V para tensão máxima.

Desta forma, pôde-se projetar o regulador de tensão, utilizando o componente BC846, um diodo zener de 12V conectado à base do transistor, e um resistor entre o coletor e a base do transistor que deverá ser calculado, considerando o ganho mínimo deste transistor de 110, através da equação (3.8):

$$R = \frac{V_{in} - V_z}{I_z + \frac{I_{out}}{hfe_{mín}}} \quad (3.8)$$

Considerando que o CI tem um consumo entre 4 mA e 5 mA, pode-se realizar os cálculos considerando uma margem razoável, para uma corrente de saída de 10 mA.

$$R = \frac{13 - 12}{10m + \frac{10}{110}} = \sim 99 \Omega$$

Portanto, o resistor deverá ser de aproximadamente 99 Ω , ou escolhendo um valor comercial aproximado 100 Ω , que resultará basicamente na mesma corrente de saída.

3.4.4 Ajustes no circuito de detecção de desmagnetização do transformador

O circuito de detecção da desmagnetização do transformador é utilizado quando em operação quase-ressonante, para melhorar a eficiência do sistema, e necessita de um divisor de tensão, já que a tensão máxima suportada por esta entrada, no pino ZCD, é de 5 V, e caso a tensão passe deste nível, o CI é desligado. Desta maneira, deve-se reprojeter o circuito divisor de tensão, já que o circuito de alimentação foi alterado.

Assim, pode-se utilizar a equação (3.9):

$$V_{ZCD} = V_{aux} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.9)$$

Como o resistor R_2 é fixo, segundo indicação do aplicativo eDesignSuite, em 22 k Ω , desta maneira, pode-se utilizar a equação anterior e igualá-la ao divisor anteriormente calculado.

$$12 \times \frac{22k}{47k + 22k} = 21 \times \frac{22k}{R_1 + 22k}$$

$$R_1 = 98.75 \text{ k}\Omega$$

Entretanto, o valor de 98,75 k Ω não é um valor comercial, desta maneira, deve-se ajustá-lo para o valor comercial de resistor mais próximo, sendo de 97,6 k Ω . Portando, surge a necessidade de verificar se está dentro do limite esperado.

$$V_{ZCD} = 21 \times \frac{22k}{97,6k + 22k} = 3,863 \text{ V}$$

Desta forma, o divisor resistivo está correto, e funcionará de maneira adequada.

3.4.5 Circuito de realimentação

O aplicativo também projeta o circuito de realimentação, responsável por indicar ao controlador L6566B qual é a tensão de saída, para que ele possa fazer os devidos ajustes para mantê-la estável. Entretanto, o sistema de realimentação, no caso deste projeto de um carregador de bateria, será conectado ao controlador de carga LTC4000, através do optoacoplador. Desta maneira, o controlador de carga da bateria atua e controla a tensão e a corrente fornecidas à bateria, para que o carregamento seja feito da maneira mais eficiente.

3.4.6 Projeto do transformador de alta frequência

Com isso, foi possível projetar o transformador (TR) de alta frequência. Apesar de o programa eDesignSuite já calcular a indutância do primário, ele não dá indicações razoáveis de como foi realizado este cálculo internamente pelo programa, além de não fornecer todos os

parâmetros técnicos necessários para a montagem do TR, desta forma se faz necessário projetar o transformador diretamente e realizar todos os seus cálculos.

O resultado do eDesignSuite foi considerado durante os cálculos, para gerar um projeto final condizente. Portanto foram utilizadas as equações de Barbi, s.d., (4.1), (4.2), (4.3), (4.4), e (4.5).

$$IL_{m\acute{a}x} = \frac{2 \times P_{out}}{V_{in} \times D} \quad (4.1)$$

$$IL_{RMS} = \frac{IL_{m\acute{a}x}}{\sqrt{\frac{D}{3}}} \quad (4.2)$$

$$L_P = \frac{V_{in} \times D}{IL_{m\acute{a}x} \times f} \quad (4.3)$$

$$L = \frac{L1}{(N_p/N_s)^2} \quad (4.4)$$

Desta forma, através das equações (4.1) e (4.3), chega-se à uma indutância do primário (L_P) de $\sim 183 \mu\text{H}$, e com a equação (4.4) calcula-se a indutância de secundário (L_S) de $\sim 20 \mu\text{H}$ e a indutância do auxiliar (L_A) de $\sim 6 \mu\text{H}$. Com a relação de espiras entre primário e secundário (N_p/N_s) de 3 e entre primário e auxiliar (N_p/N_a) de 6, com o número de espiras do primário (N_p) sendo de 18, do secundário (N_s) de 6, e do auxiliar (N_a) de 3.

Ademais, para a escolha do núcleo, foram considerados alguns valores de especificações tabelados para cada tamanho de núcleo de ferrite, permitindo assim a escolha do núcleo a ser utilizado. Desta forma, foi calculado o AeAw a partir das equações (4.2) e (4.5) e com a utilização dos seguintes parâmetros:

- $K_W = 0.5$;
- $K_P = 0.5$
- $J_{m\acute{a}x} = 450$;
- $\mu_0 = 4\mu \times 10^{-7}$;
- $\Delta B = 0.39$;

$$AeAw = \frac{D \times V_{in_m\acute{i}n} \times IL_{RMS}}{K_P \times K_W \times J_{m\acute{a}x} \times \Delta B \times f} \times 10^4 \quad (4.5)$$

Portanto, o AeAw calculado resultou em 0,2865, permitindo a utilização de um núcleo como o EE-30/14, porém foi adquirido o núcleo de ferrite EE-42/15 com o objetivo de que ele estivesse sobredimensionado, para caso houvesse erro de cálculo.

Além disso, é necessário calcular o entreferro (EF), através da equação (4.6):

$$EF = \frac{2 \times \mu_0 \times \frac{P_{in}}{f}}{\Delta B^2 \times Ae} \times 1000 \quad (4.6)$$

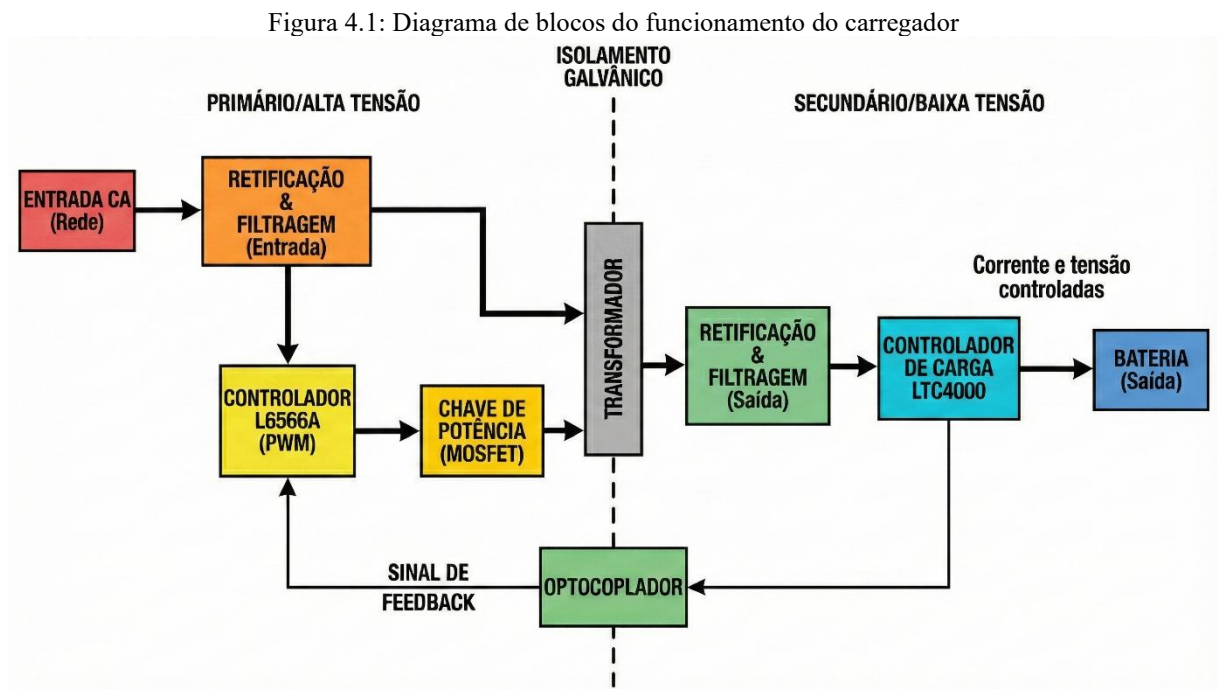
Com isso, obteve-se um valor de entreferro de 0,207 milímetros. Desta forma, pôde-se realizar a montagem do TR, com o enrolamento das bobinas do primário, secundário e auxiliar, e ser realizado o ajuste de entreferro em $\sim 0,2$ mm.

3.4.7 Projeto da placa de circuito impresso

Após finalizar o projeto teórico, foram desenvolvidos os projetos esquemáticos dos circuitos através do programa EasyEDA, e sendo este mesmo programa utilizado para projetar a placa de circuito impresso (PCI), que pode ser vista na figura 4.8, na qual foram utilizados diversos componentes SMD (Surface-Mount Device), isto é, componentes pequenos que são soldados por cima da PCI e possuem tamanho consideravelmente menor, em relação à componentes comuns do tipo PTH (Pin Through-Hole), que possuem pinos e são soldados através de perfurações na placa, apesar de estes também serem utilizados, pois possuem características específicas que os tornam necessários, por exemplo os capacitores de entrada, de $180 \mu\text{F}$ e tensão máxima de 400 V não poderiam existir em formato SMD.

4 RESULTADOS

A fim de facilitar o entendimento do circuito do carregador projetado, foi montado um diagrama de blocos simplificado do carregador, como pode ser visto na figura 4.1.



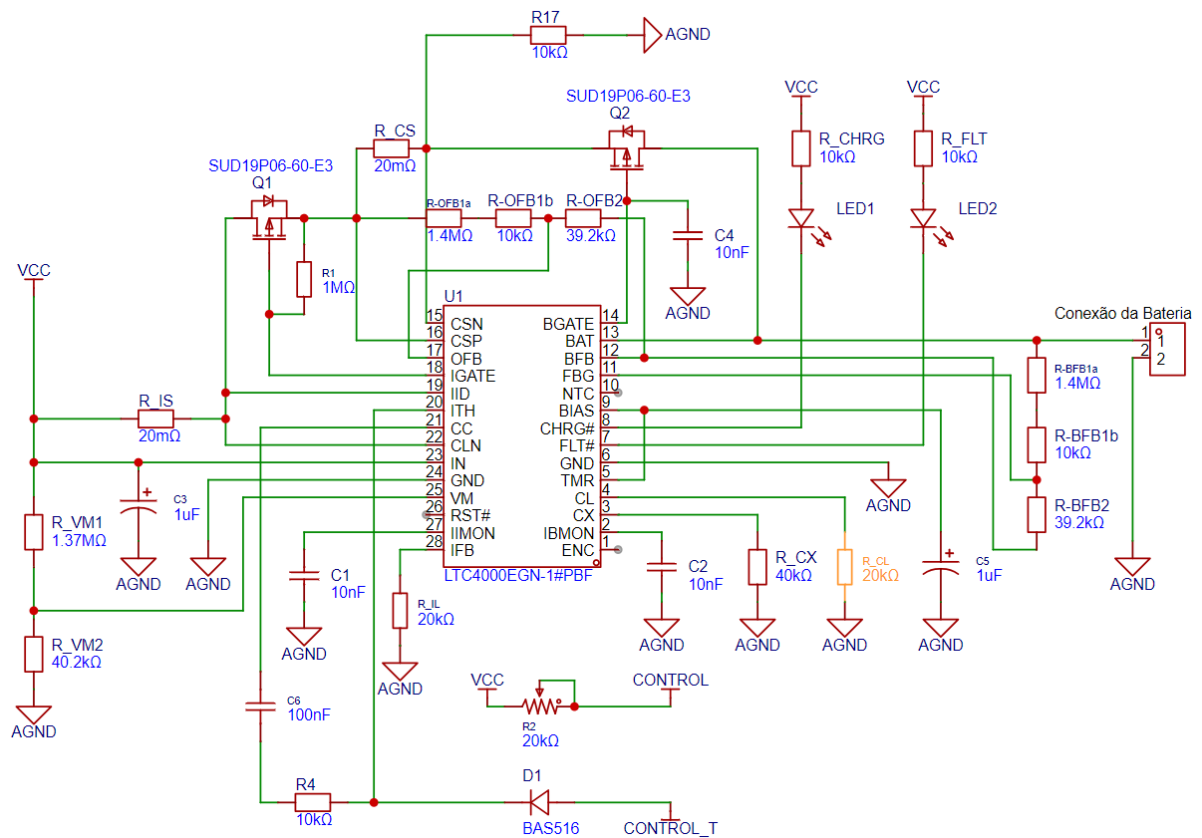
Fonte: Autor, 2025.

Durante o projeto do controlador de carga, foi elaborado o diagrama esquemático do circuito eletrônico por meio do software EasyEDA, conforme apresentado na Figura 4.2. Nele, foram inseridos os resistores previamente calculados, bem como realizada a sua correta disposição, de acordo com as recomendações do datasheet, a fim de garantir o adequado funcionamento do circuito.

As recomendações presentes no datasheet do LTC4000 foram seguidas para a escolha dos capacitores conectados ao CI, uma vez que o documento indica valores típicos de operação para esse tipo de aplicação.

O circuito esquemático também contemplou a conexão do optoacoplador, utilizando um modelo sugerido pelo datasheet. Os resistores e o capacitor associados a esse circuito de realimentação do conversor flyback foram seleccionados com base nas recomendações do fabricante, e com a utilização de um resistor variável (*trimpot*) para permitir que ajustes sejam feitos por meio de testes empíricos.

Figura 4.2: Circuito esquemático projetado no EasyEDA.



Fonte: Autor, 2025.

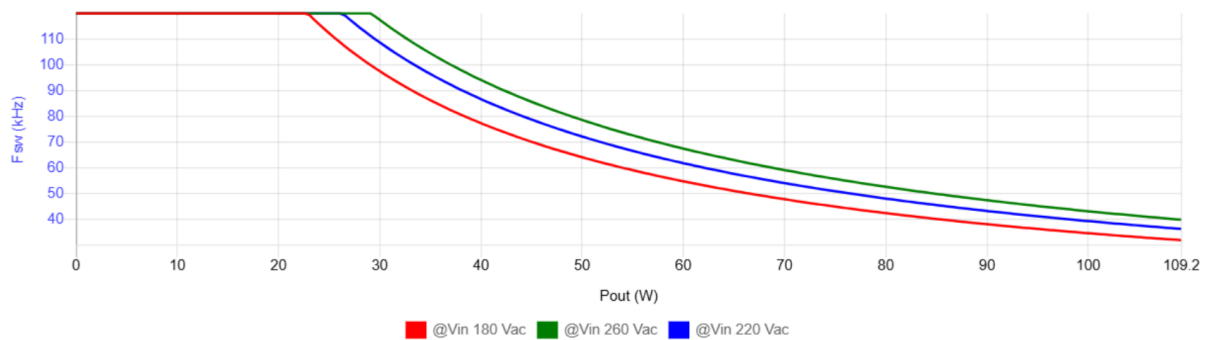
Esse circuito não pôde ser simulado no software PSIM, pois não há disponibilidade do modelo do LTC4000 para uso direto em simulações, nem a possibilidade de reproduzir seu

funcionamento de forma equivalente com outros componentes. Dessa forma, não foi realizada a simulação desse circuito.

Além disso, foi desenvolvido o diagrama esquemático do conversor flyback utilizando o CI L6566B, apresentado no Apêndice I. O próprio aplicativo utilizado no projeto forneceu informações relevantes sobre o funcionamento do circuito desenvolvido, como a eficiência estimada do conversor, de aproximadamente 87%. Ademais, o software foi capaz de gerar a curva de frequência de chaveamento do MOSFET em função da potência de saída do conversor, apresentada na Figura 4.3. Essa curva também representou o modo de controle adotado, com operação em frequência constante em baixa potência, ou fim de carga, e operação em regime quase-ressonante à medida que a potência de saída aumenta, característica do período de carregamento em potência máxima.

A frequência de operação constituiu um parâmetro importante para a simulação do circuito no software PSIM, uma vez que a simulação precisou ser realizada considerando níveis específicos de potência de saída, de modo que os resultados fossem condizentes com o circuito projetado. Dessa forma, foram realizadas três simulações, considerando diferentes regimes de carga na saída: carga máxima, correspondente a 105 W com 42 V e 2,5 A; início de carga com corrente nominal, equivalente a 37 W com 32 V e 1,16 A; e fim de carga, caracterizado por tensão máxima e corrente reduzida, totalizando 21 W com 42 V e 0,5 A..

Figura 4.3: Curva de frequência de chaveamento versus potência de saída.



Fonte: Autor, 2025.

As especificações do transformador projetado, com os ajustes devidamente realizados, são as seguintes:

- $L_P = 180 \mu\text{H}$;
- $N_P/N_S = 3$;
- $N_P/N_A = 6$;

Onde L_P é a indutância do primário, N_P/N_S é a relação de transformação entre o primário e secundário, e N_P/N_A é a relação de transformação entre primário e auxiliar.

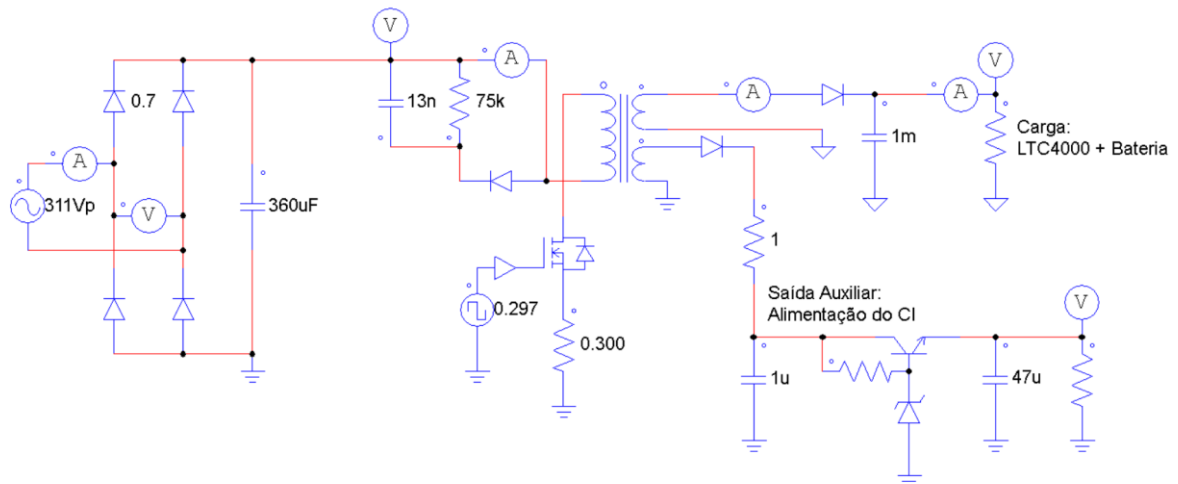
Estas especificações, e os outros parâmetros do circuito foram utilizados para a simulação do circuito de potência no software PSIM, entretanto as simulações não utilizam o controlador L6566B, já que o CI não está disponível para simulação, porém ainda é possível simular o circuito de potência, utilizando um gerador de PWM, simulando a atuação do CI.

Desta forma, foi montado o circuito da Figura 4.4 no PSIM, para a simulação do circuito, considerando todos os regimes. Assim, considerando o regime de carga máxima com frequência de operação de 36 kHz, a figura 4.5 mostra os resultados de tensão e corrente fornecidas à bateria, e pode-se notar que a variação máxima na tensão é de 0,4 V de pico a pico, porém com uma variação de $\pm 0,2$ V em relação à tensão máxima de carga, estando assim dentro do limite máximo de $\pm 0,5$ V que a bateria de íons de lítio suporta e com tensão média de 42 V.

Além disso, o gráfico da corrente está condizente com a variação de tensão, e possui uma corrente média de 2,5 A, como previsto em projeto.

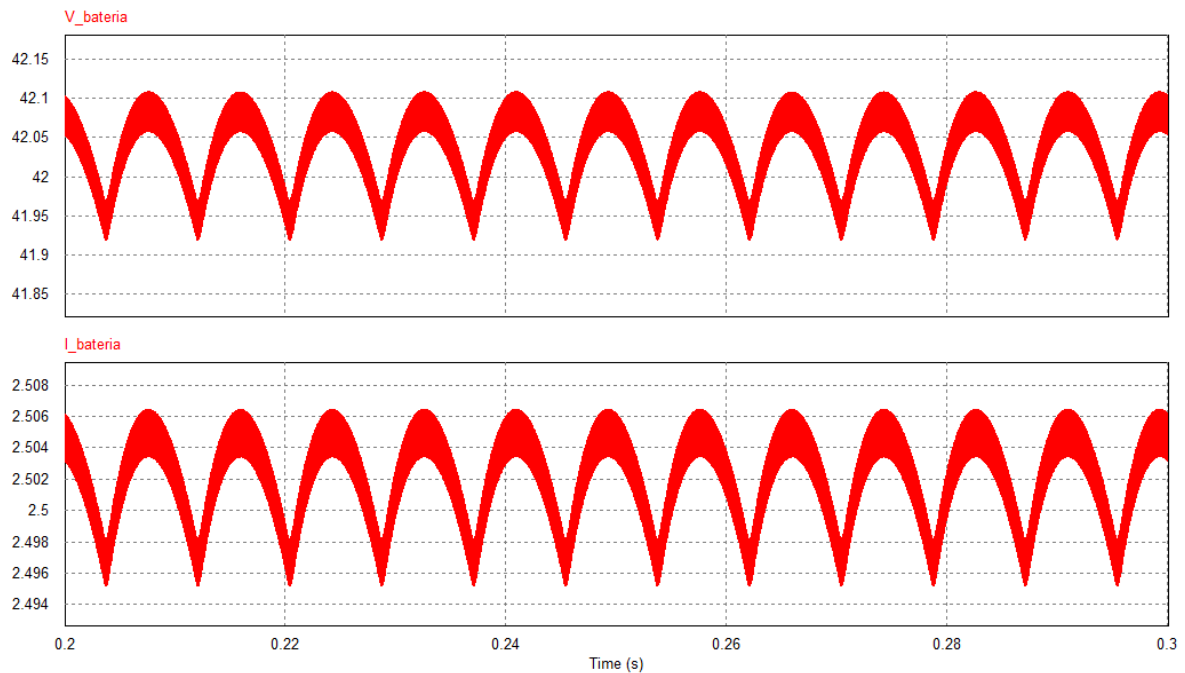
Também é possível analisar o gráfico das correntes no primário e secundário do transformador na figura 4.6, onde é possível ver a operação em modo de condução crítica, isto é, no modo de condução entre o modo contínuo e descontínuo, característico de sistemas com operação quase-ressonante.

Figura 4.4: Circuito para simulação no PSIM.



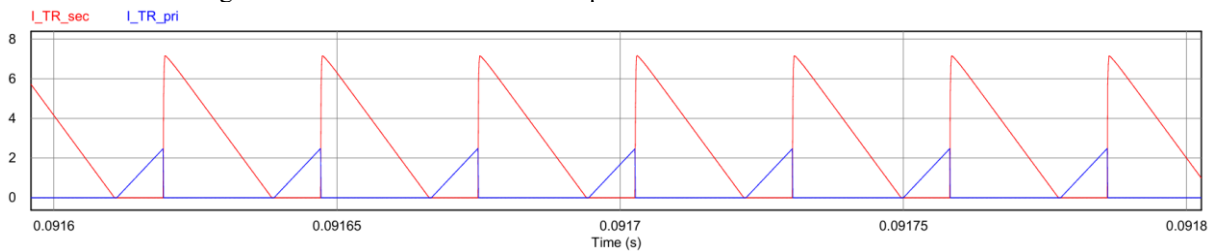
Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.5: Gráficos de tensão e corrente fornecidas à bateria em carga máxima.



Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.6: Gráfico das correntes no primário e secundário do transformador.



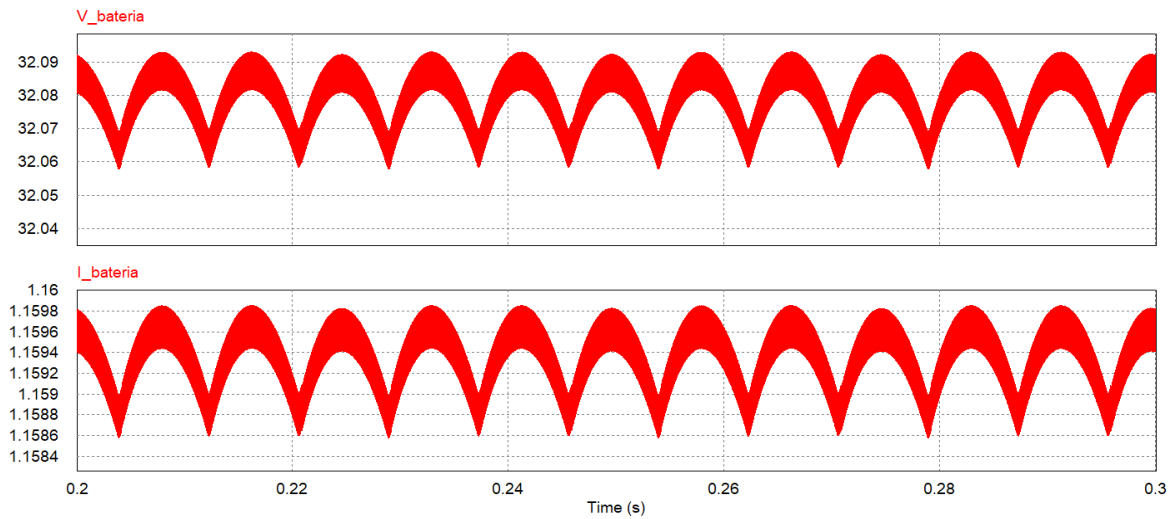
Fonte: Autor, 2025.

Já para a simulação do sistema operando em início de carga, com potência de 37 W, a tensão fornecida para a bateria é de 32 V, com corrente de 1,16 A, e pode-se ver na figura 4.7 que a tensão fornecida para a carga é de 32 V, com oscilação de aproximadamente 0,16 V, sendo um valor de oscilação muito aceitável, principalmente no início do carregamento, onde oscilações de tensão um pouco maiores não causam problemas.

Enquanto para o circuito operando em final de carga (figura 4.8), com potência de saída de apenas 21 W, com tensão de carga de 42 V e corrente de saída de 0,5 A, a variação de tensão é ainda menor, na casa dos 11 mV, o que é um valor muito abaixo da variação máxima que a bateria suporta.

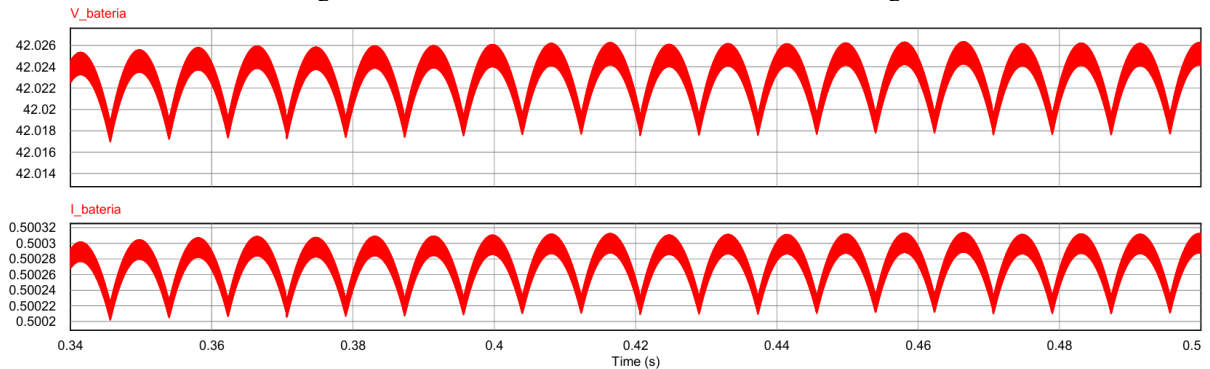
Essa baixíssima oscilação na saída é resultado de uma frequência de chaveamento maior, já que quando a carga fornecida pelo conversor flyback reduz, o CI aumenta a frequência de chaveamento.

Figura 4.7: Gráficos de tensão e corrente para carga inicial.



Fonte: Autor, 2025.

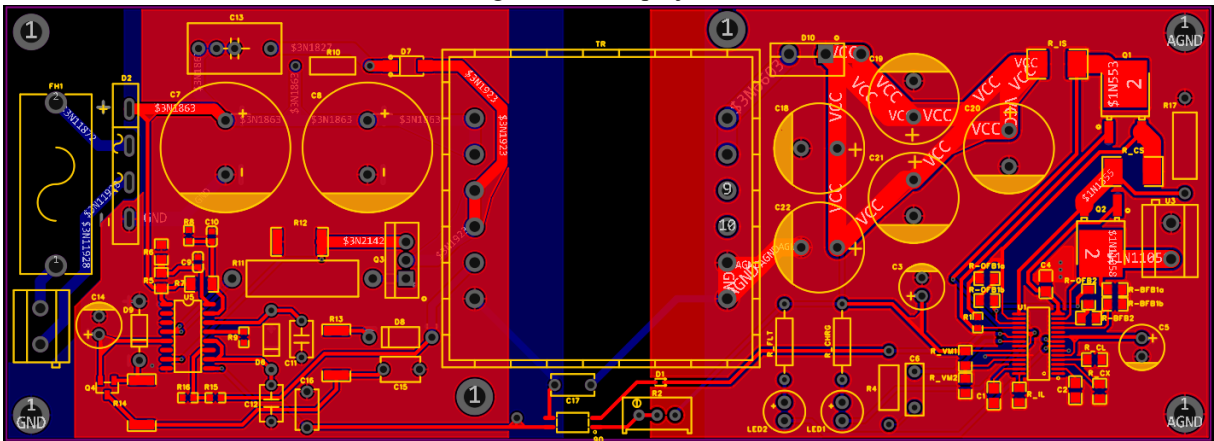
Figura 4.8: Gráficos de tensão e corrente ao final da carga.



Fonte: Autor, 2025.

Após as simulações, e com o projeto esquemático do circuito já montado, foi possível desenvolver a placa de circuito impresso PCI, que fora projetada no EasyEDA, com a utilização de um fusível na entrada CA, e a presença de trilhas eletrônicas aplicadas aos dois lados da PCI, com a montagem de componentes em apenas um lado. Ademais, foram utilizados diversos componentes SMD, que são soldados na superfície e possuem tamanho reduzido para permitir uma tamanho menor da placa, entretanto ainda foram utilizados componentes PTH, que possuem pinos que são soldados através de perfurações na PCI e possuem uma tamanho maior, desta forma, a PCI finalizada pode ser vista na figura 4.9, e possui um tamanho de 167 mm por 60 mm, sendo este um tamanho razoavelmente pequeno, permitindo a aplicação da PCI como um sistema portátil.

Figura 4.9: PCI projetada.



Fonte: Autor, 2025.

Com isso, pode-se enviá-la para fabricação na empresa JLCPCB, em Shenzhen, na China. Apesar de alguns atrasos na entrega, a PCI chegou a tempo de ser utilizada em testes e aplicações experimentais. Ademais, foram realizadas a compra dos CIs, LTC6566B e LTC4000GN, entretanto houve um problema no envio do CI, pois o vendedor enviou uma variação do componente, o L6566A, porém após análise na folha de dados do componente, ele deverá funcionar em substituição do CI pretendido.

Além disso, foi realizada a montagem do TR, com o enrolamento de suas bobinas, com a bobina do primário tendo 18 espiras, a do secundário 6 espiras, e dois condutores em paralelo, e a do auxiliar tendo 3 espiras. Desta forma, depois de ser realizado o enrolamento, foi feito o ajuste de entreferro, almejando o valor de $\sim 0,2$ mm calculado, como pode ser visto na figura 4.10. Com os resultados de indutância podendo ser vistos na figura 4.11, sendo eles muito próximos dos valores calculados, e permitindo a aplicação junto a PCI quando ela chegou.

Dessa forma, com a chegada da PCI da fábrica, que apesar de um atraso, foi entregue em tempo hábil, realizou-se a montagem dos circuitos integrados na placa, bem como a soldagem do transformador projetado, para posterior realização de testes, como pode ser visto na figura 4.12.

Figura 4.10: Medição da indutância do primário, durante a montagem do TR.



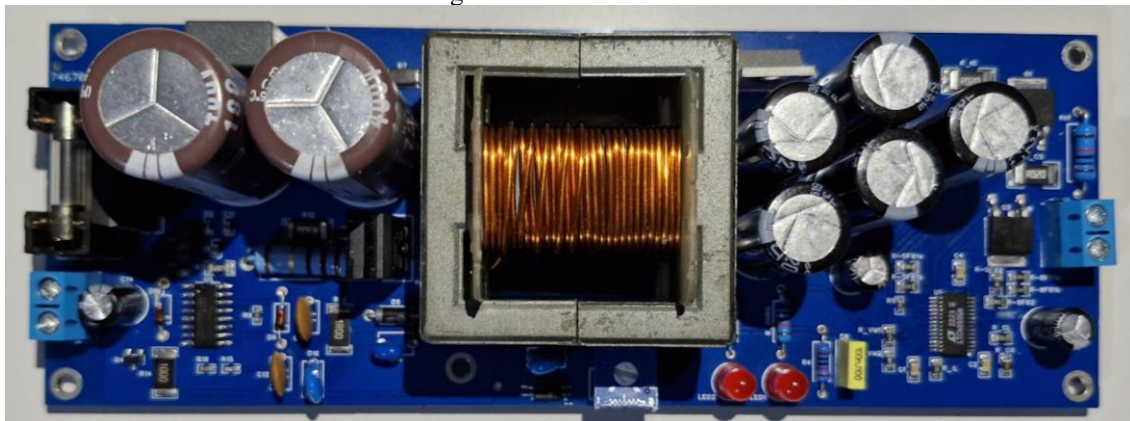
Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.11: Indutância medida do primário, secundário e auxiliar, respectivamente.



Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.12: PCI montada.

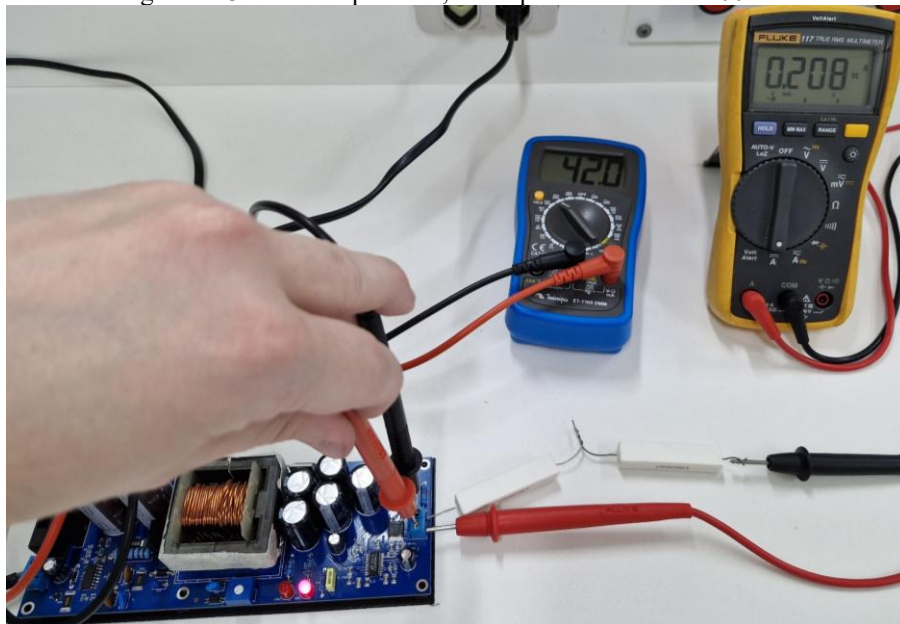


Fonte: Autor, 2025.

Desta forma, pôde-se seguir para testes práticos, com a aplicação inicial de resistores como carga, para atestar o funcionamento do conversor flyback, como pode ser visto na figura 4.13, foi montada uma bancada com medição de corrente na saída para os resistores, e foi

realizada a medição de tensão. Inicialmente havia se encontrado uma tensão na saída diferente de 42 V, portanto foi realizado o ajuste do trimpot do circuito de realimentação, para cerca de 70 k Ω , e a tensão foi regulada corretamente. Desta forma, foi atestado o funcionamento do conversor em baixa carga. E foi realizada a medição do sinal PWM enviado à chave MOSFET, do conversor flyback, que pode ser visto nas figuras 4.14 e 4.15, e apresenta a frequência de chaveamento sem corrente de consumo, apenas com o resistor de 10 k Ω da PCI, que produz um consumo mínimo, apenas para manter um adequado funcionamento do conversor.

Figura 4.13: Teste de potência, com aproximadamente 200 mA.



Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.14: Sinal de chaveamento do MOSFET, sem carga.



Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.15: Sinal de chaveamento do MOSFET, com carga de 200 mA.



Fonte: Autor, 2025.

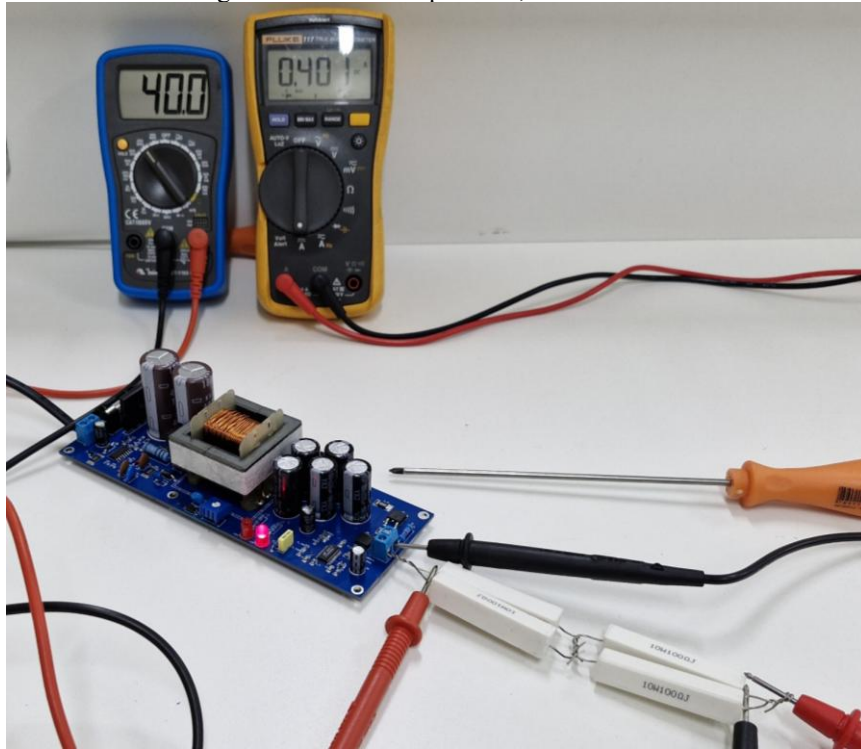
Também é possível perceber que o L6566A está utilizando a função de salto de vale (*valley skipping*), que está ativada, visto que o sistema está operando em modo quase-ressonante (QR), onde o sistema detecta a desmagnetização do TR, e aciona a chave MOSFET nos vales de tensão, para permitir melhor eficiência, fazendo com que a frequência seja sincronizada com a carga, e diminua com o aumento dela, porém como a carga é muito pequena, em ambos os casos, das figuras 4.14 e 4.15, o CI utiliza o salto de vale e causa uma redução na frequência de chaveamento, onde é possível perceber que o sistema varia apenas o ciclo de trabalho (*Duty cycle*), isto é, o tempo ativo em percentil, de 1,5% para 5,3%.

Com a realização de novos testes, com mais drenagem de corrente na saída, como pode ser visto na figura 4.16, que foi utilizada uma corrente de saída de 400 mA, porém como não há uma bateria conectada, o sistema não está regulando a tensão automaticamente, desta forma há uma pequena queda de tensão na saída, por causa da duplicação da corrente.

A figura 4.17 mostra a bancada de testes utilizada, com a soldagem de um fio azul ao terra da placa, pela parte de baixo, para conectá-la ao terra do osciloscópio. Apesar da imagem não mostrar, foi utilizado um transformador isolador, a fim de evitar problemas e garantir a segurança durante os teste, além de uma lâmpada série, que também atua como elemento de proteção do circuito.

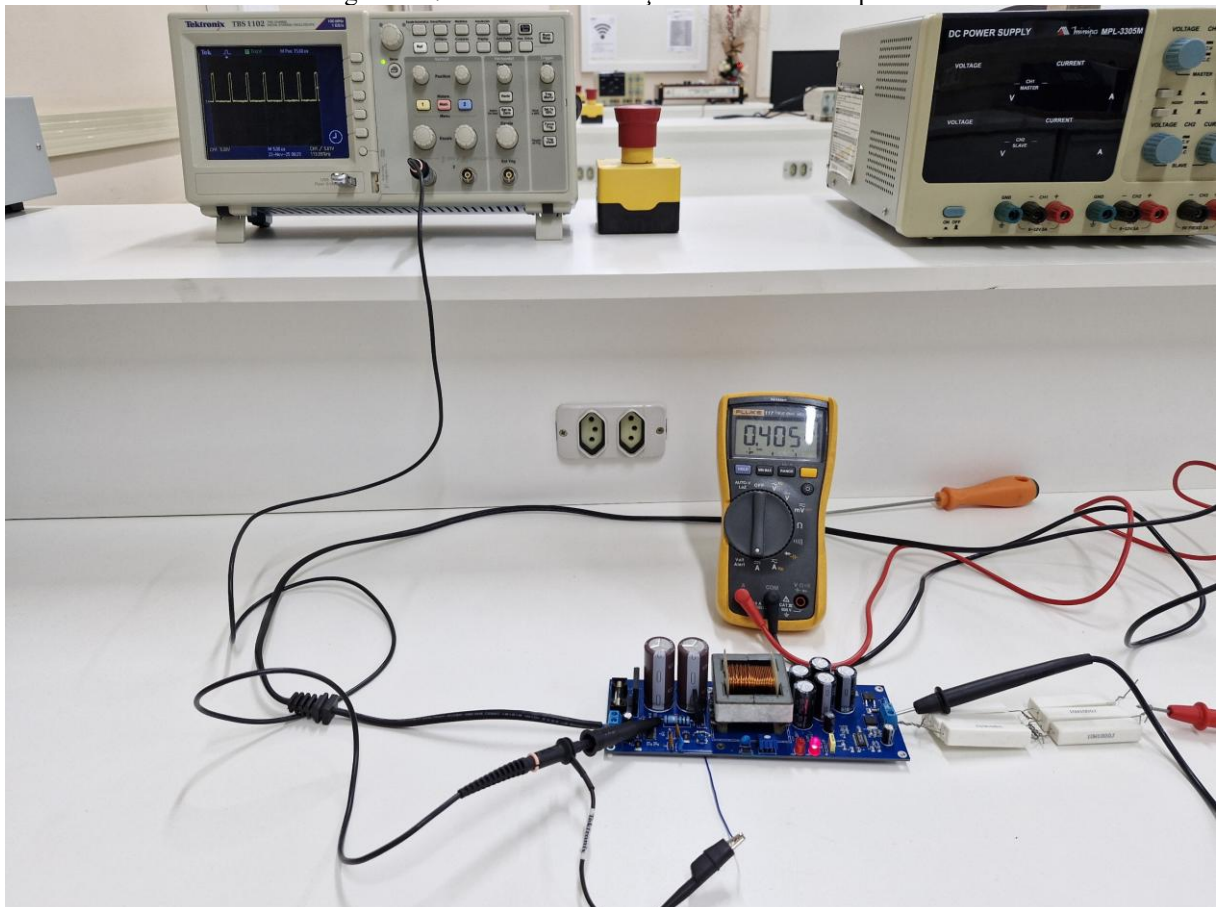
Já na figura 4.18, é possível perceber que o sistema retoma a operação QR, chegando à frequência máxima, de 128 kHz, pois o sistema ainda está operando com carga maior, porém sem ser uma carga grande o suficiente para que ele reduza a frequência de chaveamento.

Figura 4.16: Teste de potência, com 400 mA.



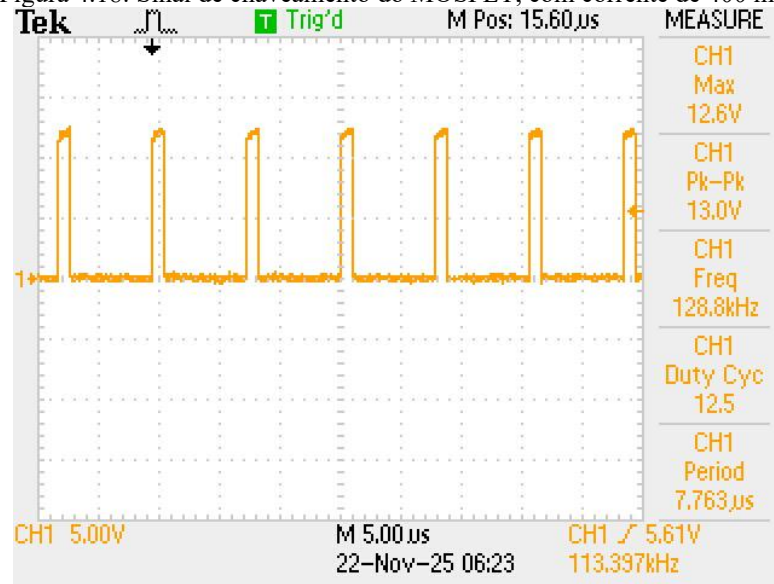
Fonte: Autor, 2025.

Figura 4.17: Bancada de medição com o osciloscópio.



Fonte: Autor, 2025.

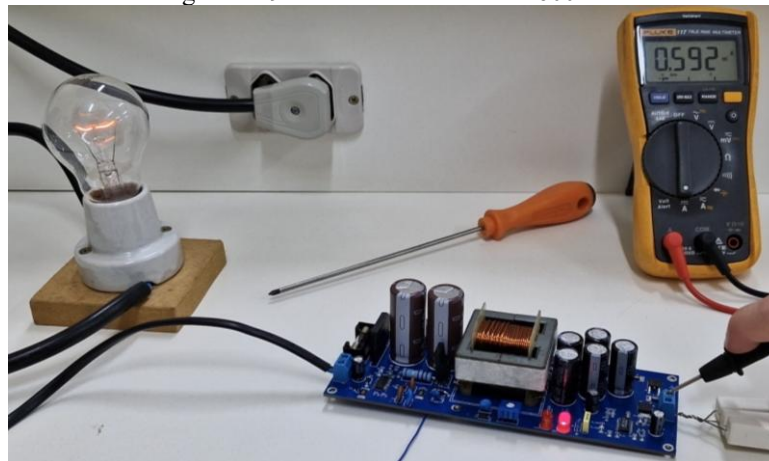
Figura 4.18: Sinal de chaveamento do MOSFET, com corrente de 400 mA.



Fonte: Autor, 2025.

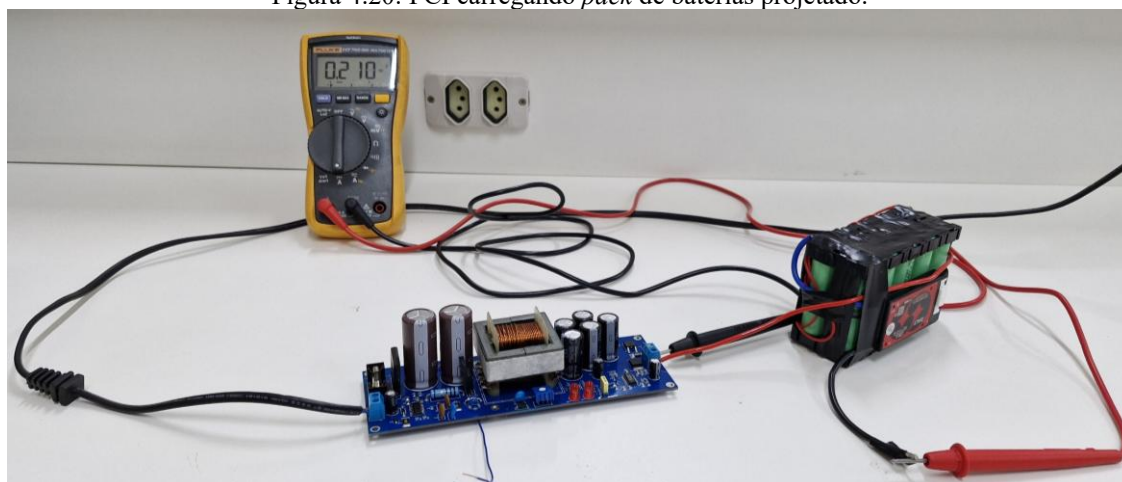
Em todos os testes, foi utilizada uma lâmpada incandescente em série, a fim de segurança, pois ela limita a corrente de entrada do sistema, porém, na figura 4.19, isso causou um problema, já que com o aumento na corrente de saída, de aproximadamente 0,6 A, fez com que a corrente na entrada aumente, fazendo a lâmpada brilhar e causar uma queda de tensão maior, o que por sua vez, impede que o L6566A funcione corretamente, pois seu circuito de controle foi projetado para operar em 220 V, com variações entre 180 e 260 V_{AC}.

Figura 4.19: Corrente de saída de ~600 mA.



Fonte: Autor, 2025.

Apesar das limitações, o circuito foi utilizado em vários testes e foi capaz de realizar o carregamento da bateria, como pode ser visto na figura 4.20, onde o sistema carrega a bateria, porém com corrente limitada a 210 mA, e regula a tensão, diminuindo a mesma para 41,3 V, que é praticamente a mesma tensão da própria bateria, apenas ligeiramente superior, para carregá-la.

Figura 4.20: PCI carregando *pack* de baterias projetado.

Fonte: Autor, 2025.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um carregador para baterias de íons de lítio de boa eficiência e com controle de carga, desta forma, primeiramente foi projetada uma bateria de 36 V, para ser utilizada em testes do carregador, e para qual ele foi desenvolvido. Ademais foi projetado o circuito controlador de carga, utilizando o CI LTC4000, que será capaz de carregar a bateria de maneira eficiente e otimizada.

Posteriormente a isso, foi projetado o conversor flyback, cuja topologia foi escolhida pela isolamento galvânica entre entrada em alta tensão e saída em baixa tensão. O projeto utiliza o CI L6566B como controlador do chaveamento do MOSFET, e recebe comandos do LTC4000 através de um optoacoplador. O circuito de controle do conversor flyback foi projetado com o auxílio do aplicativo online de projeto da STMicroelectronics, o eDesignSuite, porém alguns parâmetros precisaram ser ajustados para que o controlador atuasse corretamente na aplicação de carregamento da bateria.

Além disso, o circuito conversor flyback foi simulado no software PSIM, e apresentou bom funcionamento, entregando a tensão e corrente necessárias na saída em diferentes situações atestadas, que simulam diferentes estágios do carregamento da bateria.

Ademais, a PCI projetada apresentou bons resultados, dado aos limites de tempo e testes causados entre diversos fatores, como a demora na entrega da mesma, e problemas com alguns componentes defeituosos. Entretanto em testes, a PCI conseguiu atuar corretamente e disponibilizar corrente à saída, até o limite causado pela lâmpada série.

Com o teste utilizando a bateria, pode-se chegar à conclusão de que o sistema pôde atuar no carregamento, já que o mesmo reduziu a tensão de 42 V para cerca de 41,3 V, que é

levemente superior à tensão da bateria ($\sim 41,2$ V) e carregá-la com cerca de 200 mA de corrente. Portanto conclui-se que o sistema é funcional, apesar de não ter sido possível realizar mais testes por limitações de tempo e gerar resultados com aplicações em maiores correntes e por longos períodos.

REFERÊNCIAS

ARRABAÇA, Devair A.; GIMENEZ, Salvador P. **Conversores de Energia Elétrica CC/CC para Aplicações em Eletrônica de Potência - Conceitos, Metodologia de Análise e Simulação**. Rio de Janeiro: Érica, 2013. E-book. p.55. ISBN 9788536518305. Disponível em: <<https://integrada.minhabiblioteca.com.br/reader/books/9788536518305/>>. Acesso em: 24 de junho de 2025.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. [s.l: s.n.].

BATTERY UNIVERSITY. **BU-107: Comparison table of secondary batteries**. 2021a. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-107-comparison-table-of-secondary-batteries>> Acesso em 14 de junho de 2025.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-303: Confusion with Voltages**. 2021b. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-303-confusion-with-voltages>>. Acesso em 26 de junho de 2025.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-409: Charging Lithium-ion**. 2021c. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-409-charging-lithium-ion>>. Acesso em 26 de junho de 2025.

DALY BMS. **DALY G Series Standard BMS 10S 15A**. [S. l.]. Disponível em: <<https://www.dalybms.com/low-price-bms-12v24v36v48v60v72v-3s-24s-bms-for-lithium-battery-product/>>. Acesso em: 7 jul. 2025.

DAS, Balaram; PANIGRAHI, P. K.; SAMANT, Chandan Kumar. **Impact analysis of plug-in hybrid electric vehicle on integration with micro grid – A review**. In: ISSSC IEEE 2020. IEEE, 2020. p. 1-5.

GOULART, Celio Camara. **Desenvolvimento de um carregador de baterias para bicicleta elétrica**. Santa Maria: UFSM, 2018. Trabalho de Conclusão de Curso. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/handle/1/15418>>.

GABBAR, H. A.; OTHMAN, A. M.; ABDUSSAMI, M. R. **Review of battery management systems (BMS) development and industrial standards**. Technologies, v. 9, n. 2, p. 28, 2021. DOI: <<https://doi.org/10.3390/technologies9020028>>.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012. *E-book*. p.80. ISBN 9788580550474. Disponível em: <<https://integrada.minhabiblioteca.com.br/reader/books/9788580550474/>>. Acesso em: 17 de junho de 2025.

LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION. **LTC4000: high voltage high current controller for battery charging and power management**. Revisão B. [S.l.]: Linear Technology Corporation, 2013. 40 p.

PRESSMAN, Abraham I.; BILLINGS, Keith; MOREY, Taylor. **Switching Power Supply Design**. New York: McGraw-Hill, 2009. Acesso em: 07 de maio de 2025

STMICROELECTRONICS. **L6566B: multi-mode controller for SMPS**. Rev. 3. [S. 1.]: STMicroelectronics, 2008. 51 p. Documento eletrônico.

STMICROELECTRONICS. **L6566A: Multi-mode controller for SMPS with PFC front-end**. Rev. 3. [S. 1.]: STMicroelectronics, 2012. 52 p. Documento eletrônico.

STA Eletrônica. **Tipos de baterias**. [s.d. a]. Disponível em: <<https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-recarregaveis-em-geral/tipos-de-baterias>>. Acesso em: 24 de maio de 2025.

STA Eletrônica. **Como Carregar uma Bateria Selada de Chumbo Ácido**. [s.d. b]. Disponível em: <<https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-de-chumbo/como-carregar-uma-bateria-selada-de-chumbo-acido>>. Acesso em: 16 de junho de 2025.

STA Eletrônica. **Vantagens e Limitações das Baterias de Níquel Cádmio – NiCd**. [s.d. c]. Disponível em: <<https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-de-nicd/vantagens-e-limitacoes-das-baterias-de-niquel-cadmio-nicd>>. Acesso em: 24 de maio de 2025.

UFINE. **What is the Difference Between IMR, ICR, INR, and IFR 18650 Battery?**. 2024. Disponível em: <<https://www.ufinebattery.com/blog/what-is-the-difference-between-imr-icr-inr-and-ifr-18650-battery/>>. Acesso em: 10 de junho de 2025.

WR Kits. **Fontes Chaveadas Iniciais II**. 2023. Disponível em: <<https://hotmart.com/pt-br/marketplace/produtos/fontes-chaveadas-iniciais-ii/H81903935M>>. Acesso em: 10 de outubro de 2025.

APÊNDICE I

