FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Sistema de armazenamento de energia elétrica gerada por Pavement Energy Harvesting para carregamento de veículos elétricos

Tiago André Martins Barbosa

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo

Orientador Externo: Doutor Francisco João Anastácio Duarte

27 de julho de 2021

© Tiago Barbosa, 2021

Resumo

A Pavnext é uma *startup* que pretende desenvolver soluções de geração e armazenamento de energia de forma sustentável. O produto NEXT-Road, atualmente a ser desenvolvido, converte a energia cinética, proveniente da desaceleração dos automóveis, em energia elétrica. Os veículos reduzem a sua velocidade em cerca de 40% ao passar pelo sistema, sem a necessidade de travagem pelo condutor, e com um impacto mínimo no conforto dos ocupantes dos automóveis. Além disso, este sistema permite a recolha de dados relevantes dos veículos, que serão posteriormente armazenados na *nuvem*. A energia proveniente da desaceleração dos automóveis pode ser usada para a iluminação das estradas e passadeiras locais, alimentação da rede pública, ou carregamento de pequenos veículos elétricos, como trotinetes e bicicletas.

O foco desta dissertação consiste no desenvolvimento de uma solução de aramazenamento da energia elétrica gerada pelo sistema NEXT-Road, de modo a que esta possa ser posteriormente utilizada nas diferentes aplicações enumeradas.

Para levantamento do estado da arte, foi realizada uma breve análise do processo de geração de energia do NEXT-Road. De seguida, foi feito um levantamento de características dos veículos elétricos disponíveis no mercado, de forma a perceber as necessidades do sistema. Posteriormente, realizaram-se estudos relativos a tecnologias de armazenamento de energia e circuitos de eletrónica de potência, bem como da oferta do mercado de microcontroladores, de interfaces homem-máquina, e programas para desenvolvimento do projeto.

Seguiram-se várias simulações, com recurso ao *software* PSIM, de modo a projetar os sistemas de controlo e regulação de energia dos diferentes andares de armazenamento do protótipo, discutindo os resultados obtidos.

Procedeu-se assim ao projeto do protótipo funcional, desde a seleção dos componentes a serem utilizados nos circuitos de comando e de potência do sistema, bem como o desenho de PCBs que albergam o sistema.

Realizaram-se diferentes testes de modo a validar os protótipos desenvolvidos. Foram possíveis identificar vários problemas no projeto dos circuitos, bem como perspetivar alterações a realizar futuramente de modo a corrigir os comportamentos observados e melhorar a robustez do sistema final.

Abstract

Pavnext is a startup with the mission to develop new solutions for sustainable energy harvesting and storage. Their NEXT-Road product, currently being developed, converts the kinetic energy generated by the speed reduction of road vehicles into electrical energy. In the process, vehicles reduce their speed by up to 40%, without the drivers assistance, and having minimal impact on the confort of the vehicles' passengers. Moreover, it is possible to retrieve relevant vehicle data, that can thus be stored in the cloud. The harvested energy can then be used in street and walkway lighting, fed to the public energy network, or used in the charging of small electric vehicles, such as scooters and bikes, this last one being the focus of the dissertation.

The focus of this dissertation consists on the developement of a storage soltion for the electrical energy generated by the NEXT-Road system, thus enabling it to power the many aplications described above.

The state of the art study began with a brief analysis of the NEXT-Road energy harvesting component, followed by a study of the commercially availabe electric vehicles' characteristics, in order to understand the needs of the system. Then, a study was conducted of the different energy storage technologies and power electronics circuits, as well as the market offerings of microcontrollers, human-machine interfaces, and project development tools.

Various simulations followed, utilizing the PSIM software tool, in order to develop the control and energy management systems for the different storage levels of the prototype, discussing the obtained results.

Thus began the development of the functional prototype, from the selection of the various components that will be used in the systems' commeand and power circuits, to the design of the PCBs that support all of the components.

Following that, several tests were done in order to validate the developed prototypes. Various problems in the circuits' design were identified, as well as some future modifications as a means to resolve the observed behaviours and improve the overall system reliability.

Agradecimentos

A realização desta dissertação foi um dos maiores desafios que enfrentei até à data. Sem o acompanhamento e apoio incansável destas pessoas, não teria conseguido superar este desafio.

Começo por agradecer aos meus orientadores:

Ao Professor Armando Araújo agradeço a orientação e os conhecimentos transmitidos que me auxiliaram durante o projeto.

Ao Eng.º Francisco Duarte agradeço acima de tudo o voto de confiança depositado em mim quando me selecionou para desenvolver este projeto na Pavnext, além dos recursos necessários para o desenvolvimento desta dissertação e da sua total disponibilidade no acompanhamento da mesma.

Além dos orientadores que diretamente influenciaram o desenvolvimento desta dissertação, existem outras pessoas que me apoiaram incondicionalmente durante estes meses que são muito especiais para mim e que eu gostava de agradecer.

Começo por agradecer à Marta, por todo o apoio incondicional que me deu, não só estes meses, como durante todo o meu percurso académico na FEUP. Toda a força e motivação que depositou em mim ao longo destes anos são a razão de eu estar onde estou hoje.

Agradeço aos meus pais pela educação que me deram e por terem investido na minha educação para que um dia possa ter um futuro melhor e causar a diferença.

E agradeço também à minha irmã por ser a minha parceira de palhaçadas e por criar momentos de boa disposição quando eu mais precisava.

A todos, muito obrigado,

Tiago Barbosa

"In theory, there is no difference between theory and practice.
But, in practice, there is."

Jan L. A. van de Snepscheut

Conteúdo

1 Introdução **1**
- 1.1 Enquadramento . . . 1
- 1.2 Requisitos e Arquitetura do sistema . . . 2
  - 1.2.1 Balancemento energético dos LICs . . . 3
  - 1.2.2 Transferência de energia dos LIC para a baterias . . . 3
  - 1.2.3 Carregamento dos veículos elétricos . . . 3
  - 1.2.4 Controlo do sistema . . . 3
  - 1.2.5 Funcionalidades opcionais . . . 4
- 1.3 Definição de objetivos e planeamento . . . 4
- 1.4 Estrutura da dissertação . . . 6

2 Estado da Arte **9**
- 2.1 O sistema NEXT-Road . . . 9
- 2.2 A tecnologia atual nos veículos elétricos . . . 9
  - 2.2.1 Trotinetes elétricas . . . 10
  - 2.2.2 Bicicletas elétricas . . . 10
  - 2.2.3 Conclusões . . . 11
- 2.3 *Battery Management System* . . . 11
  - 2.3.1 Balanceamento Passivo . . . 12
  - 2.3.2 Balanceamento Ativo . . . 12
- 2.4 *Maximum Power Point Tracking* . . . 15
- 2.5 MOSFETs . . . 15
- 2.6 Converores DC/DC . . . 16
  - 2.6.1 Conversor *Boost* . . . 16
  - 2.6.2 Conversor *Buck-Boost* . . . 18
- 2.7 Tecnologias de armazenamento de energia elétrica . . . 19
  - 2.7.1 Baterias Químicas . . . 19
  - 2.7.2 Supercondensadores . . . 20
  - 2.7.3 Condensadores de iões de litio . . . 21
- 2.8 Microcontroladores e placas de desenvolvimento . . . 22
  - 2.8.1 ATMega328P . . . 22
  - 2.8.2 STM32F103C8T6 . . . 22
  - 2.8.3 ESP32 . . . 22
  - 2.8.4 XMC4500 . . . 22
- 2.9 *Software* de desenvolvimento . . . 23
  - 2.9.1 *Multisim* . . . 23
  - 2.9.2 *PSIM* . . . 23
  - 2.9.3 PLECS . . . 23

2.9.4 *Arduino IDE* . . . 23
2.9.5 *PlatformIO* . . . 23
2.9.6 *DAVE IDE* . . . 24
2.9.7 *EasyEDA* . . . 24
2.9.8 *Altium Designer* . . . 24
2.10 HMI para controlo de funções . . . 24

3 Simulações dos Circuitos de Potência em PSIM **27**
3.1 *Battery Management System* . . . 27
3.1.1 Topologia a utilizar . . . 27
3.1.2 Funcionamento do BMS *multi inductor* . . . 28
3.1.3 Simulação do BMS . . . 28
3.2 Conversor *Buck Boost* . . . 31
3.3 Conversor *Boost* . . . 34

4 Protótipo Funcional **39**
4.1 BMS . . . 39
4.1.1 Circuito de potência . . . 39
4.1.2 Circuito de comando . . . 40
4.1.3 Medição de tensão dos LIC . . . 43
4.2 *Buck-Boost* . . . 45
4.2.1 Circuito de potência . . . 45
4.2.2 Circuito de comando . . . 46
4.2.3 Medição de tensão e corrente . . . 46
4.3 Conversor *Boost* . . . 47
4.4 Desenvolvimento das PCBs . . . 47
4.4.1 BMS . . . 48
4.4.2 *Buck-Boost* . . . 51

5 Programação do microcontrolador **53**
5.1 Esquema do programa de controlo e monitorização . . . 53
5.2 Configuração dos sinais PWM . . . 53
5.3 Configuração dos ADCs . . . 56
5.4 Filtro de *sliding window* . . . 58
5.5 Ativação e desativação do BMS . . . 59
5.6 Ativação e desativação do *Buck-Boost* . . . 59
5.7 Malha de controlo . . . 60
5.7.1 *Forward Euler* . . . 60
5.7.2 *Backward Euler* . . . 60
5.7.3 Regra trapezoidal . . . 60
5.7.4 Rotina de controlo desenvolvida . . . 61
5.8 Interface gráfica de controlo e monitorização . . . 62

6 Testes e Resultados **65**
6.1 BMS . . . 65
6.1.1 Montagem do circuito . . . 65
6.1.2 Balanceamento do *pack* . . . 69
6.1.3 Balanceamento durante o carregamento . . . 70
6.1.4 Circuito de medição de tensões dos LICs . . . 72

6.2 Conversor *Buck-Boost* 73
6.3 Conversor *Buck* 75
6.3.1 Simulações 75
6.3.2 Desenvolvimento da PCB e protótipo funcional 76
6.3.3 Teste de transferência de energia dos LICs para a bateria 78

7 Conclusões e Trabalho Futuro **79**
7.1 Conclusões 79
7.2 Trabalho Futuro 80

A Esquemático da PCB do BMS **83**

B Esquemático da PCB do *Buck-Boost* **85**

C Esquemático da PCB do conversor *Buck* **87**

Referências **89**

Lista de Figuras

1.1 Protótipo do sistema NEXT-Road . . . 2
1.2 Esquema do sistema a desenvolver . . . 3

2.1 Topologias de BMS . . . 11
2.2 Topologia *Fixed Shunting Resistor* (a) e *Switched Shunting Resistor* (b) . . . 12
2.3 Topologia *Switched Capacitor* . . . 13
2.4 Topologia *Single Switched Capacitor* . . . 14
2.5 Topologia *Single Inductor* (a) e *Multi Inductor* (b) . . . 14
2.6 Topologia *Single Windings Transformer* . . . 15
2.7 Conversor *boost* . . . 16
2.8 Conversor *boost* - interruptor fechado . . . 16
2.9 Conversor *boost* - interruptor aberto . . . 17
2.10 Conversor *Buck-Boost*- interruptor fechado . . . 18
2.11 Conversor *Buck-Boost*- interruptor aberto . . . 18
2.12 Funcionamento de um LIC, comparado com EDLC e Baterias *Li-ion* . . . 21

3.1 Esquema de montagem do circuito em PSIM . . . 29
3.2 Balanceamento da tensão das células . . . 29
3.3 Balanceamento da tensão das células em carregamento . . . 30
3.4 Balanceamento da tensão das células em descarga . . . 30
3.5 Esquema de montagem do conversor Buck-Boost . . . 32
3.6 Variação das tensões de entrada e saída no conversor Buck-Boost . . . 32
3.7 Variação da corrente no indutor do conversor Buck-Boost . . . 33
3.8 Variação da corrente na saída do conversor Buck-Boost . . . 33
3.9 Variação do State of Charge da bateria no conversor Buck-Boost . . . 33
3.10 Esquema de montagem do conversor Boost . . . 35
3.11 Variação das tensões de entrada e saída no conversor Boost . . . 35
3.12 Variação da corrente no indutor do conversor Boost . . . 36
3.13 Variação da corrente na saída do conversor Boost . . . 36
3.14 Variação do *State of Charge* das bateria no conversor Boost . . . 36

4.1 LIC *Ultimo 3300F LR Prismatic* . . . 39
4.2 Indutor *Wurth Elektronic* WE-HCI . . . 40
4.3 MOSFETs duplos DMG4822SSDQ-13 . . . 40
4.4 *Drivers* de meia ponte UCC27282DR . . . 41
4.5 Acopladores óticos H11L1SM . . . 42
4.6 Representação simplificada do circuito de comando do BMS . . . 42
4.7 Amplificadores de corrente AD8215YRZ . . . 43
4.8 Representação de um divisor resistivo . . . 44

4.9 Bateria de 12V *Claython* . . . 45
4.10 *Driver* de MOSFET MCP1416T-E/OT . . . 46
4.11 *Routing* entre a bobine, o furo para ligação dos LICs, os MOSFETs e respetivas drivers: *top layer* a) e *bottom layer* b) . . . 48
4.12 Secção da PCB correspondente às *headers* de ligação ao microcontrolador e aos acopladores óticos . . . 49
4.13 Secção da PCB correspondente ao circuito de comando para dois LICs . . . 49
4.14 Secção da PCB correspondente à medição de tensão dos LICs por parte dos sensores de deteção de corrente . . . 50
4.15 Secção da PCB correspondente ao *header* dos sinais a transferir para a PCB do conversor *Buck-Boost* . . . 50
4.16 Secção da PCB correspondente à alimentação por parte da bateria e regulação da sua tensão para 5V . . . 51
4.17 *Layout* da PCB completa do BMS . . . 51
4.18 Secção da PCB correspondente ao circuito de comando do conversor *Buck-Boost* 52
4.19 *Layout* completo da PCB do conversor *Buck-Boost* . . . 52

5.1 Esquema representativo da organização do programa desenvolvido . . . 53
5.2 Geração de sinais PWM *Center alligned* e simétrico . . . 54
5.3 Configuração dos sinais PWM *Center alligned* e simétrico . . . 54
5.4 Definição do estado passivo e nível passivo dos sinais PWM . . . 55
5.5 Definições para eventos externos . . . 55
5.6 Definições para eventos periódicos . . . 55
5.7 Excerto de código relativo aos ajustes de frequência e duty-cycle dos sinais PWM 56
5.8 Definições gerais do ADC . . . 56
5.9 Designação dos diferentes canais do ADC . . . 57
5.10 Ativação da rotina de interrupção do ADC . . . 57
5.11 Excerto de código relativo à aquisição dos valores dos diferentes canais do ADC 58
5.12 Excerto de código relativo ao filtro de *sliding window* dos ADCs . . . 58
5.13 Excerto de código relativo à ativação e *soft turn off* do BMS . . . 59
5.14 Excerto de código relativo à ativação e desativação do conversor *Buck-Boost* e do seu modo manual . . . 59
5.15 Excerto de código relativo à rotina de controlo PI . . . 62
5.16 Interface gráfica de controlo e monitorização desenvolvida . . . 62

6.1 PCB desenvolvida para o BMS - frente . . . 65
6.2 PCB desenvolvida para o BMS - verso . . . 66
6.3 *Pack* de LICs a utilizar . . . 66
6.4 Cabos utilizados . . . 67
6.5 Configuração *Precision Current-Limiter* do LM317 . . . 67
6.6 Circuito de descarga . . . 68
6.7 MOSFETs duplos SQJB42EP-T1_GE3 . . . 68
6.8 Circuito de descarga . . . 69
6.9 Curvas resultantes da tabela 6.1 relativas ao balanceamento das células por parte do BMS . . . 70
6.10 Curvas resultantes da tabela 6.3 relativas ao carregamento das células com o BMS desligado . . . 71
6.11 Curvas resultantes da tabela 6.3 relativas ao carregamento das células com o BMS ligado . . . 71

6.12 Curvas resultantes da tabela 6.4 correspondente à tensão de saída dos amplificadores de deteção de corrente em relação à tensão de entrada 73
6.13 Bateria utilizada 74
6.14 Placa do conversor Buck-Boost modificada 74
6.15 Sinal relativo ao dreno do MOSFET 75
6.16 Esquema de simulação do conversor *Buck* 76
6.17 Esquemático da PCB do conversor *Buck* 76
6.18 Esquemático da PCB do conversor *Buck* 77
6.19 PCB do conversor *Buck* 77
6.20 Resultados do balanceamento das células durante a descarga para a bateria 78

Lista de Tabelas

2.1 Caraterização das baterias em trotinetes elétricas 10
2.2 Caraterização das baterias em bicicletas elétricas 10

6.1 Resultados do balanceamento das células por parte do BMS 69
6.2 Tensão das células a serem carregadas - BMS desligado 70
6.3 Tensão das células a serem carregadas - BMS ligado 71
6.4 Tensão na saída dos amplificadores de deteção de corrente em relação à tensão de entrada 72

Unidades

J	Joule
W	Watt
Wh	Watt-hora
V	Volt
A	Ampere
Ah	Ampere-hora
Hz	Hertz
ºC	Grau Celsius
F	Farad
g	grama
º	grau (ângulo)

Símbolos

δ	*duty-cycle*
V_o	tensão de saída no conversor *boost*
V_i	tensão de entrada no conversor *boost*
V_S	tensão nos terminais do interruptor (transístor)
L	indutância da bobine
C	capacidade do condensador
$\frac{di}{dt}$	derivada da corrente no tempo
ΔI_L	variação da corrente na bobine
f	frequência
V_L	tensão na bobine
I_{Lmax}	corrente máxima na bobine
P_{Omin}	potência mínima na saída
V_{Smax}	tensão máxima no terminais do interruptor (transístor)
ΔV_S	variação da tensão no interruptor
I_{Omax}	Corrente máxima na saída
δ_{min}	*duty-cycle* mínimo

Abreviaturas

AC	*Alternating current*
ADC	*Analog-to-Digital Converter*
BMS	*Battery Management System*
CAN	*Controller Area Network*
DAVE	*Digital Applicaticon Virtual Engineer*
DC	*Direct Current*
EDLC	*Electric double-layer capacitors*
HMI	*Human-Machine Interface*
I2C	*Inter-Integrated Circuit*
IDE	*Integrated Development Environment*
LCD	*Liquid-Crystal Display*
LIC	*Lithium-ion capacitor*
MOSFET	*Metal Oxide Semiconductor field effect transistor*
MPP	*Maximum Power Point*
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
PCB	*Printed Circuit Board*
PWM	*Pulse Width Modulation*
RPEH	*Road Pavement Energy Harvesting*
SPI	*Serial Peripheral Interface*
SPICE	*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*
TFT	*Thin Film Transistor (Liquid-Crystal Display)*
UART	*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*

Capítulo 1

Introdução

O presente capítulo procura enquadrar o projeto desenvolvido na área que se insere, assim como explorar os requisitos e calendarização do mesmo. Por fim, é apresentada a estrutura seguida por este documento.

1.1 Enquadramento

O projeto apresentado surgiu no âmbito da Dissertação de Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, em parceria com a empresa Pavnext.

Com a crescente adoção de veículos elétricos, é previsível e expetável que a rede elétrica nacional tenha que operar com um maior esforço. Se, de hoje para amanhã, todos os veículos que circulam na estrada fossem substituidos por veículos elétricos, a rede elétrica nacional simplesmente não conseguiria acompanhar a enorme procura energética [1]. Por esta razão é que a descentralização da geração de energia elétrica se apresenta como uma hipótese, não só para aumentar a capacidade e robustez da rede, como também para tornar os grandes centros de cidades mais eficientes e sustentáveis a nível ambiental e económico [2]. Com estes objetivos em mente, surge a Pavnext.

A Pavnext é uma *startup* que aposta em alternativas à forma como, atualmente, olhamos para a segurança rodoviária. A ideia base da empresa consiste na implementação de um dispositivo (designado NEXT-Road [3]) na superfície de um pavimento de estrada, de forma a que, automaticamente, a velocidade dos veículos diminua. Estes dispositivos estarão localizados em zonas específicas, consideradas até de especial perigo, como junto a passadeiras ou perto de escolas e hospitais. O protótipo do sistema NEXT-Road pode ser visualizado na figura 1.1. Esta desaceleração é feita de forma não agressiva para os ocupantes do veículo, ao contrário do que acontece, como por exemplo, num sistema de lombas. Durante o processo, o sistema recolhe energia cinética e converte-a, eficientemente, em energia elétrica que irá, posteriormente, ser utilizada em:

- Elementos de segurança rodoviária locais, tais como semáforos, câmaras de velocidade, iluminação da via pública e passadeiras;

- Alimentação da rede pública;

- Carregamento de pequenos veículos eléctricos, como trotinetes e bicicletas.



Figura 1.1: Protótipo do sistema NEXT-Road [4]

Para além de uma evidente melhoria da segurança rodoviária, a proposta da Pavnext permite ainda monitorizar e gerir o tráfego automóvel em tempo real, otimizando a energia consumida habitualmente para este efeito. Esta aplicação constitui mais uma das vantagens do dispositivo, contribuindo para uma maior eficiência energética. Segundo a *startup*, o seu objetivo passa, não só por tornar as cidades mais seguras para os seus habitantes e turistas, mas também por torná-las mais inteligentes e, até, mais sustentáveis de ponto de vista ambiental, através das suas inovações.

1.2 Requisitos e Arquitetura do sistema

O tema desta dissertação foca-se apenas em dois andaras do sistema de armazenamento de energia da Pavnext. A geração e armazenamento de energia em supercondensadores e LICs não serão tratados. De facto, será tratado o balanceamento de tensão dos LICs seguido da transferência de energia destes para uma bateria de iões de lítio, de modo a que a energia desta possa ser utilizada em diferentes aplicações, nomeadamente o carregamento de pequenos veículos elétricos.

A figura 1.2 ilustra o sistema a ser projetado nesta dissertação.

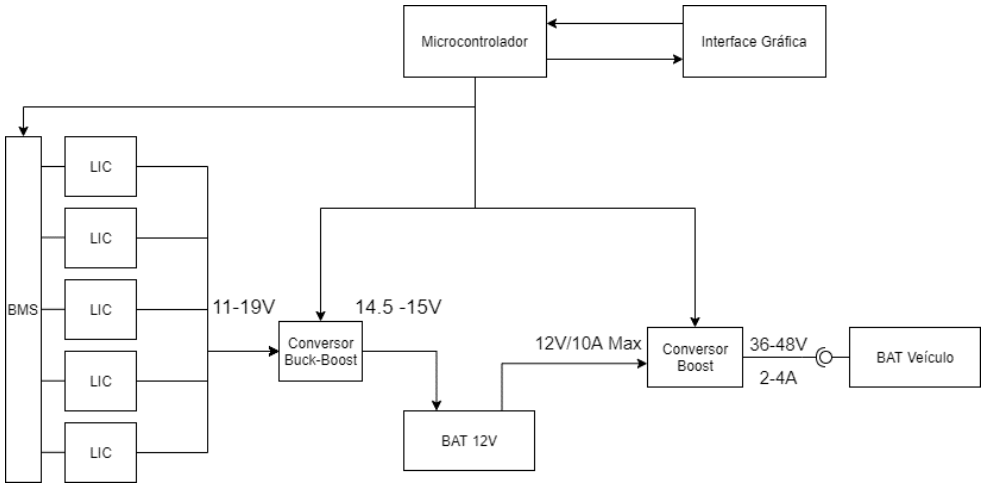


Figura 1.2: Esquema do sistema a desenvolver

1.2.1 Balancemento energético dos LICs

Os LIcs neste sistema estão sujeitos a continuas cargas e descargas, que poderão causar diferenças de tensão significativas entre estes, justificando assim a utilização de um *Battery Management System*, que permite o balanceamento das tensões entre as diferentes cargas.

1.2.2 Transferência de energia dos LIC para a baterias

Para efetuar a transferência energética, será utilizado um conversor DC/DC *Buck-Boost*. As baterias são de 12V e 100Ah, pelo que o conversor terá uma tensão superior a esta, entre 14.5V a 15V.

1.2.3 Carregamento dos veículos elétricos

Para o carregamento dos veículos elétricos, será implementado um conversor DC/DC *boost*, que elevará a tensão da bateria para um valor capaz de carregar um veículo elétrico.

Para aumentar a eficiência energética e diminuir a utilização de recursos, este conversor será projetado de modo a atingir diversos níveis de tensão para diferentes baterias. Estas diferentes tensões poderão ser selecionadas através de uma interface desenvolvida para o sistema.

1.2.4 Controlo do sistema

O controlo central dos conversores é gerido por um microcontrolador. Este terá de ser capaz de assumir todas as funções dos vários andares apresentados, além de monitorizar diferentes métricas dos sistemas através de uma interface desenvolvida para o sistema.

1.2.5 Funcionalidades opcionais

Seguem-se algumas funcionalidades que podem ser implementadas conforme o tempo disponível, ou meramente sugestões para versões futuras do sistema.

1.2.5.1 Método de carregamento de veículos alternativo

Caso o veículo possua especificações que não são suportadas pelo sistema de carregamento, poderá ser disponibilizada uma tomada alimentada por um conversor DC/AC comercial, onde o utilizador teria de usar o carregador proprietário do veículo.

1.2.5.2 Assistência da rede no carregamento das baterias

No que toca ao carregamento da bateria, é desejável manter o nível de carga desta entre 70 a 90%, para aumentar a sua longevidade. O sistema RPEH será o método de carregamento preferencial, sendo que pode ser utilizado a energia proveniente da rede, com o auxílio de outro conversor AC/DC comercial, controlado pelo microcontrolador, o que ajuda no carregamento da bateria nas horas de menor afluência energética ou maior necessidade.

1.3 Definição de objetivos e planeamento

Esta dissertação focar-se-à no projeto e desenvolvimento do sistema de armazenamento de energia que acompanha o sistema NEXT-Road da Pavnext, cuja energia será utilizada para vários fins, incluindo o carregamento de bicicletas e trotinetes elétricas.

Durante o estudo prévio desta dissertação, o desenvolvimento de um sistema de balanceamento de cargas não foi considerado. No entanto, após o início da dissertação, tornou-se claro a necessidade e prioridade de desenvolvimento de tal circuito, o que impossibilitou o completo desenvolvimento de um carregador de veículos elétricos.

Deste modo, foram delineados os seguintes objetivos:

- Estudo prévio:
  - Caracterização do sistema de geração e armazenamento de energia da Pavnext;
  - Caracterização de baterias de diferentes veículos elétricos;
  - Caracterização de microcontroladores mais adequados ao projeto;
  - Caracterização de malhas de controlo para circuitos de potência associados aos andares de armazenamento do sistema de energia da Pavnext.
- Estado da arte / revisão de literatura de sistemas de *pavement energy harvesting*:
  - Baterias de veículos elétricos;
  - Controlo de armazenamento de energia elétrica.

- Projeto dos circuitos de potência a aplicar entre dois andares de gestão armazenamento de energia da Pavnext:
  - Modelação computacional e simulação;
  - Seleção de componentes;
  - Prototipagem e validação experimental.
- Projeto do circuito de potência a aplicar entre a bateria da Pavnext e a bateria de um veículo elétrico:
  - Modelação computacional e simulação;
  - Seleção de componentes;
  - Prototipagem e validação experimental.
- Integração de microcontrolador e circuitos de monitorização:
  - Caraterização de microcontroladores;
  - Programação do microcontrolador;
  - Validação experimental.
- Desenvolvimento de PCBs de todos os circuitos e validação experimental de toda a solução integrada, em ambiente laboratorial e em ambiente real.

Segue-se a calendarização desta dissertação. Esta é organizada por meses e indica os objetivos em cada um destes, assim como as diferentes ferramentas que se espera utilizar em cada. De notar que o desenvolvimento do relatório de projeto é transversal a todas as etapas descritas abaixo:

- Mês 1 (fevereiro)
  - Estado da arte;
  - Estudo de circuitos de potência a usar entre baterias; início da modelação computacional e simulações de diferentes circuitos de potência;
  - Ferramenta a utilizar: *PSIM*.
- Mês 2 (março)
  - Projeto do circuito de potência a aplicar entre a bateria da Pavnext e a bateria de um veículo elétrico: modelação computacional, simulação e seleção de componentes;
  - Projeto do circuito de potência a aplicar entre dois andares de armazenamento de energia da Pavnext: modelação computacional, simulação e seleção de componentes;
  - Início do projeto das malhas de controlo dos circuitos de potência;
  - Início do desenvolvimento das PCBs dos circuitos;

  - Ferramentas a utilizar: *PSIM, DAVE IDE, Altium Designer*.

- Mês 3 (abril)
  - Projeto do circuito de potência a aplicar entre a bateria da Pavnext e a bateria de um veículo elétrico: prototipagem e validação experimental;
  - Projeto do circuito de potência a aplicar entre dois andares de armazenamento de energia da Pavnext: prototipagem e validação experimental;
  - Projeto das malhas de controlo dos circuitos de potência;
  - Desenvolvimento das PCBs dos circuitos;
  - Ferramentas a utilizar: *PSIM, DAVE IDE, Altium Designer*.

- Mês 4 (maio)
  - Integração de microcontrolador e circuitos de monitorização e controlo, programação do microcontrolador, validação experimental;
  - Projeto da interface de controlo de monitorização do sistema.
  - Desenvolvimento de PCBs: montagem e validação experimental de toda a solução integrada, em ambiente laboratorial e ambiente real;
  - Ferramentas a utilizar: *PSIM, DAVE IDE, μC Probe XMC, Altium Designer*.

- Mês 5 (junho)
  - Validação experimental de toda a solução - ambiente laboratorial e ambiente real.
  - Ferramentas a utilizar: *DAVE IDE, μC Probe XMC, Altium Designer*.

1.4 Estrutura da dissertação

No presente capítulo foi realizada a introdução e contextualização do projeto a desenvolver nesta dissertação.

No segundo capítulo, Estado da Arte, são discutidos mais alguns detalhes do sistema NEXT-Road, seguido de um levantamento da tecnologia atual dos veículos elétricos a serem tratados. São também abordados vários circuitos de potência, incluindo *battery management systems* e as suas várias configurações, *Maximum Power Point Tracking* e diversos conversores DC/DC, falando também dos semicondutores MOSFET utilizados em muitos destes circuitos. De seguida, exploram-se as diferentes tecnologias de armazenamento de energia elétrica. Por fim, é realizado um levantamento de diversos microcontoladores e placas de desenvolvimento, *softwares* de simulação e desenvolvimento vários, e interfaces humano-máquina de modo a controlar e monitorizar sistemas.

No terceiro capítulo encontram-se as simulações realizadas dos circuitos de potência a serem desenvolvidos com a ferramenta de simulações PSIM, comentando posteriormente os resultados obtidos.

O quarto capítulo explica a projeção dos protótipos desenvolvidos, desde os componentes a utilizar por cada um dos circuitos de comando e potência associados a cada um até ao desenvolvimento de PCBs onde estes serão soldados.

O desenvolvimento do programa de controlo e monitorização do sistema é tratado no quinto Capítulo desta dissertação. Adicionalmente, também explora o desenvolvimento de uma interface gráfica de modo a facilitar a operação do sistema desenvolvido.

No sexto Capítulo são apresentados os testes realizados e os resultados obtidos, juntamente com a discussão destes.

Finalmente, o sétimo Capítulo reúne as conclusões do trabalho e são ponderados desenvolvimentos a serem realizados no futuro.

Encerrando o documento encontram-se os diferentes anexos de suporte a este, bem como as referências bibliográficas.

Capítulo 2

Estado da Arte

O presente capítulo apresenta um estudo prévio da tecnologia já desenvolvida pela Pavnext, assim como uma caracterização dos veículos elétricos comercialmente disponíveis. De seguida, é apresentado um estudo sobre diversos circuitos de potência, desde *battery management systems* a sistemas de *maximum power point tracking* e conversores DC/DC. São também levantadas as diferentes tecnologias de armazenamento de energia elétrica, terminando com um estudo de diferentes microcontroladores, *software* de desenvolvimento de projetos, e interfaces humano-máquina.

2.1 O sistema NEXT-Road

O sistema NEXT-Road da Pavnext tem por base um sistema de *road pavement energy harvesting* (RPEH). Cada uma destas unidades gera energia na ordem dos 100J. Considerando que este sistema será aplicado num troço de estrada com um comprimento de 2 metros, e sabendo que nesse troço seriam utilizadas 10 unidades NEXT-Road (5 do lado esquerdo e 5 do lado direito), esta aplicação gera, em média, cerca de 2000J de energia por cada veículo que a percorre. Este valor obtém-se estimando que, tanto as rodas dianteiras como as rodas traseiras, sejam capazes de gerar 1000J, sendo que cada um destes pares de rodas transpõem 10 unidades, produzindo 100J cada.[5].

Seguindo a mesma linha de raciocínio, estima-se que 1000 carros, a percorrerem um lance de 20 metros, gerem cerca de 10kWh por dia, ou seja, 3.65MWh por ano [3]. Tais valores de energia produzida permitem assegurar o carregamento de múltiplos veículos elétricos. Se considerarmos, por exemplo, uma trotinete elétrica *Xiaomi Mi Electric Scooter Pro* com uma capacidade energética de 474Wh, é possível carregá-la 21 vezes num dia.

2.2 A tecnologia atual nos veículos elétricos

Com o aumento da popularidade da mobilidade elétrica, o uso de trotinetes e bicicletas elétricas para viagens de curta distância incrementou. Esta secção pretende avaliar a oferta atual

do mercado. Como tal, será caracterizada a tensão das baterias de cada um destes veículos e a capacidade das mesmas, de forma a definir um método para o seu carregamento.

2.2.1 Trotinetes elétricas

Para o levantamento de modelos de trotinetes, realizou-se uma pesquisa pelas mais populares do segmento, acedendo às páginas de cada um destes modelos, a fim de caracterizá-los, compilando os seus valores na tabela 2.1:

Tabela 2.1: Caraterização das baterias em trotinetes elétricas

Modelo	V_{DC} (V)	Capacidade (Ah)	Energia (Wh)
GOTRAX GXL V2	36	5.2	187.2
Fluid freeride HORIZON	48	13	624
Segway Ninebot Kickscooter ES2	36	5.2	187
Zero 9	48	13	624
Fluid freeride WideWheel Pro	48	15	720
Voro motors EMOVE Cruiser	52	30	1560
Zero 10X	60	21	1260
Kaabo Mantis PRO	60	18.2	1092
Kaabo Wolf Warrior 11	60	35	2100
Dualtron X-II	72	42	3024
Segway Ninebot Kickscooter MAX G30	36	15.3	551
Zero 11X	72	32	2304
Xiaomi Mi Eletric Scooter Pro	37	12.8	474

2.2.2 Bicicletas elétricas

Para o levantamento dos modelos de bicicleta, o método foi análogo ao dos modelos de trotinete. Segue-se a compilação dos mesmos na tabela 2.2:

Tabela 2.2: Caraterização das baterias em bicicletas elétricas

Modelo	V_{DC} (V)	Capacidade (Ah)	Energia (Wh)
Scecialized Turbo Creo SL Expert	48	6.67	320
Rad Power Bikers RadMission	48	10.5	504
Propella Single Speed V4.0	36	6.94	250
Tern GSD S10	36	25	900
Electric Bike Company Model X	48	14	672
Gazelle Ultimate T10+ HMB	37	13.4	500
Aventon Electric Pace 350 Step Through	36	11.4	417.6
iZip Simi Step Through	36	11.4	410
Aventon Electric Pace 500	48	11.6	556.8

2.2.3 Conclusões

A lista de veículos apresentada não é completa. No entanto, é possível observar que a maior parte dos veículos denotados têm tensões de alimentação entre os 36V e os 48V. Os modelos com tensões superiores apresentam um preço bastante mais elevado que os restantes. Como tal, podemos inferir que a vasta maioria dos modelos a circular atualmente encontram-se dentro destes valores, pelo que o projeto do sistema de carregamento será focado nestes.

2.3 *Battery Management System*

Quando se trabalha com baterias, maioritariamente de iões de lítio ou alguma das suas variantes, é importante controlar todo um conjunto de fatores para melhorar o seu desempenho. Assim é necessário o uso de um *battery management system*. O BMS tem como função monitorizar, proteger, comunicar e controlar os valores de tensão, temperatura, *state of charge* e *state of health*. Para proteção, o BMS necessita de prevenir condições indesejadas como sobre-correntes, sobre-tensões e sub-tensões, além de condições relacionadas com a temperatura, dado que a capacidade das baterias varia bastante com a mesma. Para transmissão de informação entre unidades de controlo, esta pode ser realizada por vários métodos como CANbus, transmissão sem-fios, ou o uso de fibra-ótica. [6]

A secção que se segue, baseada em [7] [8], procura explorar as diferentes topologias que existem, de modo a encontrar a solução que melhor se enquadra ao projeto

As topologias a estudar dividem-se em dois grandes grupos: balanceamento passivo e ativo. Balanceamento passivo baseia-se no uso de resistências, ao passo que o balanceamento ativo recorre ao uso de condensadores, bobines, transformadores, e conversores.

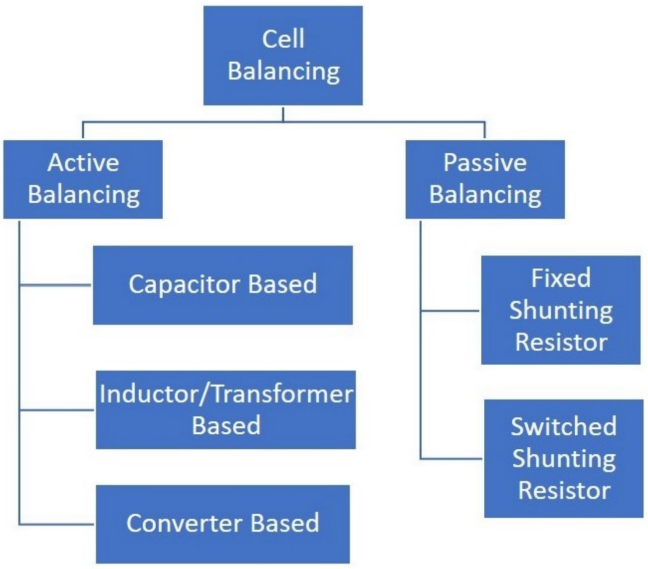


Figura 2.1: Topologias de BMS [7]

2.3.1 Balanceamento Passivo

Esta categoria de métodos de balanceamento incorpora resistências de *shunt*, permitindo a dissipação de energia através de calor. Assim sendo, segue-se uma breve descrição de cada um destes métodos.

2.3.1.1 *Fixed Shunting Resistor*

Nesta topologia, uma resistência de *shunt* é ligada aos terminais de cada célula, de forma a evitar sobrecargas, como consta na figura 2.2 a). É um método simples e barato, embora seja sujeito a perdas térmicas constantes, reduzindo a sua eficiência.

2.3.1.2 *Switched Shunting Resistor*

Comparativamente ao método descrito anteriormente, este adiciona interruptores controlados entre as cargas e as resistências, permitindo o controlo da dissipação energética, sendo algo percetível na figura 2.2 b.

Perante o descrito, torna-se possível concluir que os métodos de balanceamento passivo, por dissiparem energia elétrica sob a forma de calor, podem necessitar de sistemas de gestão térmica, aumentando a complexidade do sistema de balanceamento sem alterar a sua eficiência.

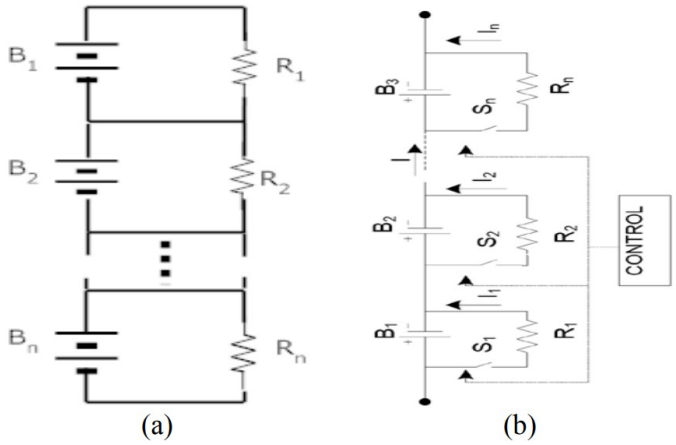


Figura 2.2: Topologia *Fixed Shunting Resistor* (a) e *Switched Shunting Resistor* (b) [8]

2.3.2 Balanceamento Ativo

Os métodos de balanceamento ativo contrastam dos métodos anteriores ao transferirem a energia de células com maior carga para células de menor carga, ao invés de simplesmente dissiparem a energia em excesso, aumentando assim a sua eficiência. Posto isto, segue-se uma explicação de cada método.

2.3.2.1 *Switched Capacitor*

Como consta na figura 2.3, este método consiste na utilização de n-1 condensadores comutados por n interruptores, que balanceiam a carga de um conjunto de células em série, sem a necessidade de utilizar controlo inteligente. Esta topologia pode operar durante a carga e descarga do conjunto de células. O tempo de equalização é relativamente longo, inviabilizando este método para aplicação.

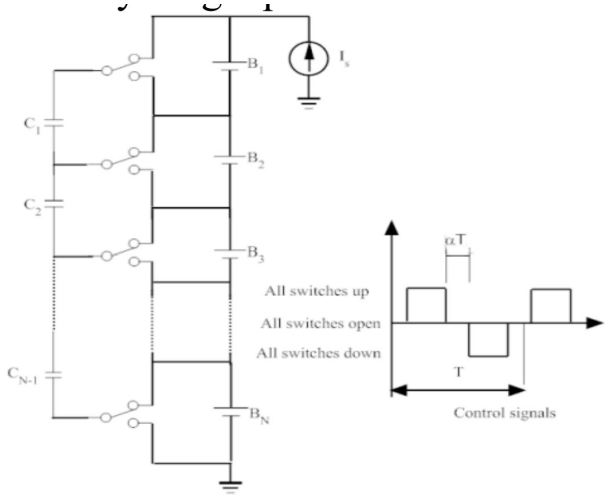


Figura 2.3: Topologia *Switched Capacitor* [8]

2.3.2.2 Single Switched Capacitor

Nesta topologia, apenas um condensador é utilizado entre n células, fornecendo da carga das céluals com maior carga para as de menor carga. Este método é mais eficiente em recursos, utiizando apenas um condensador, além de ser mais rápido a balancear cargas em relação ao anterior, com a desvantagem de ser necessário mais interruptores e controlo mais complexo para atingir velocidades de balanceamento superiores.

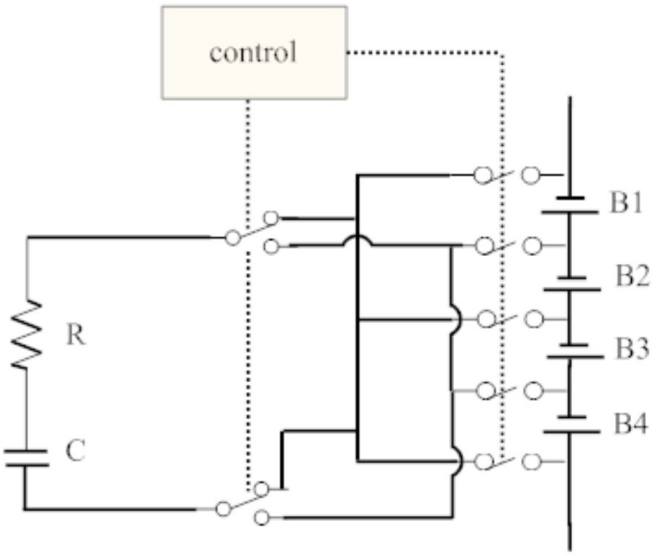
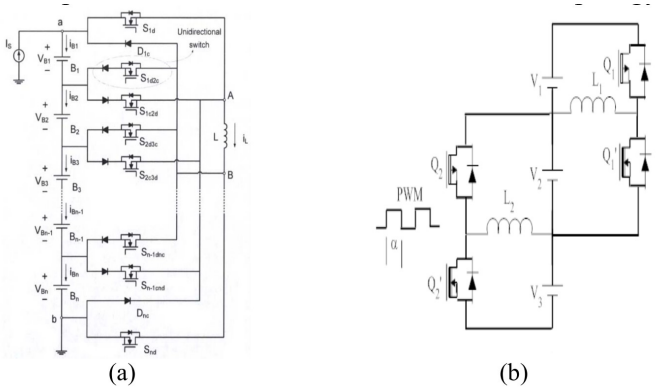


Figura 2.4: Topologia *Single Switched Capacitor* [8]

2.3.2.3 *Single/Multi Inductor*

As topologias à base de indutores assemelham-se às topologias à base de condensadores na sua estrutura e lógica de operação, sendo a substituição de condensadores por bobines a principal diferença. O método *single inductor* utiliza uma bobine para transferir energia das células de maior carga para as células de menor carga, necessitando de controlo inteligente. O método *Multi Inductor* consiste na transferência de energia entre células adjacentes por meio de um indutor e interruptores a operarem de forma alternada. Quanto maior for o número de células, mais lento será o balanceamento, dado ser impossível a transferência de energia entre células não adjacentes. Por sua vez, o controlo é relativamente simples, necessitando apenas de dois sinais PWMS desfasados em 180º e *duty-cycle* fixo para funcionarem. Ambas podem operar durante a carga e descarga do *pack*.



(a) (b)

Figura 2.5: Topologia *Single Inductor* (a) e *Multi Inductor* (b) [8]

2.3.2.4 Single Windings Transformer

Esta topologia subdivide-se em topologias *pack-to-cell* e *cell-to-pack*, diferindo apenas na direção da energia entre o pack e as células de carga mais baixa. É uma topologia cara e complexa, necessitando o uso de transformadores, que representam maiores perdas e uma montagem mais complexa.

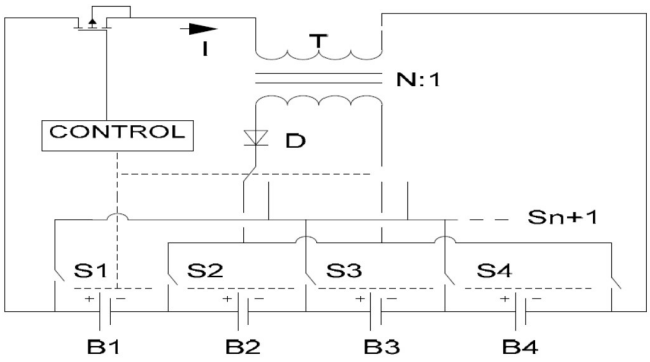


Figura 2.6: Topologia *Single Windings Transformer* [8]

A lista apresentada não é exaustiva, mas é suficiente para a decisão da metodologia mais adequado para implementação no projeto

2.4 *Maximum Power Point Tracking*

Maximum Power Point Tracking, ou MPPT, é uma técnica utilizada em sistemas de geração de energia em condições não constantes, como é o caso de células fotovoltaicas e turbinas. Esta técnica pretende extrair o máximo de energia possível em todas as condições. O sistema MPPT permite encontrar, com base na corrente e tensão amostradas no sistema de geração de energia, o melhor ponto de funcionamento que permite a transferência de energia mais eficiente. Esta ponto é designado por *maximum power point* (MPP). O projeto do sistema que determina o MPP pode ser realizado por vários métodos, entre eles o uso de lógica difusa e redes neuronais artificiais. [9][10][11][12][13]

2.5 MOSFETs

Os MOSFETs são transístores capazes de aguentar elevadas correntes e tensões, associado a uma velocidade de comutação bastante elevada [14], importante para aplicações em que sejam necessários sinais de controlo PWM de frequência elevadas, como é o caso de conversores *boost*.

2.6 Converores DC/DC

Nesta secção são apresentadas algumas das configurações existentes para conversores de tensão contínua.

2.6.1 Conversor *Boost*

O conversor elevador (*boost*) [15] [16] é um circuito de potência cuja função é elevar a tensão de entrada. A sua constituição básica utiliza uma bobine, um condensador, um interruptor controlado (um transistor MOSFET), um díodo e uma carga na saída, como se pode constatar na figura 2.7.

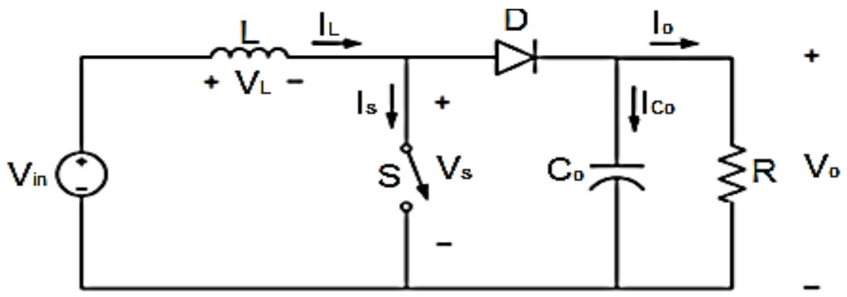


Figura 2.7: Conversor *boost* [15] [16]

O circuito apresenta dois modos de condução. Quando o interruptor está fechado (figura 2.8), o díodo apresenta uma tensão superior na sua saída, isolando o circuito de saída do conversor, o que permite à bobine ser carregada pela entrada.

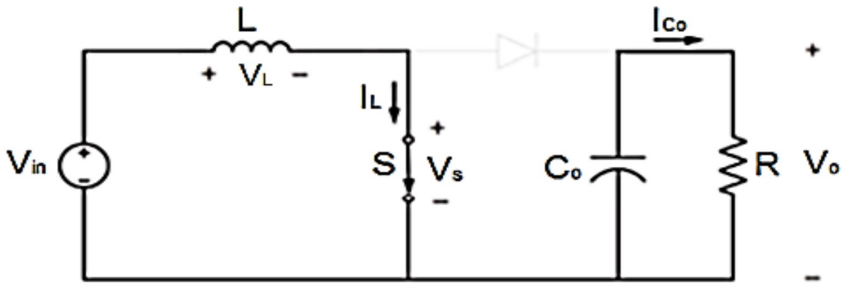


Figura 2.8: Conversor *boost* - interruptor fechado [15]

Quando o interruptor abre (figura 2.9), o circuito de saída recebe a energia da bobine e da entrada do circuito, carregando o condensador e elevando a tensão de saída.

Do funcionamento do conversor, é possível deduzir algumas equações que permitem caraterizar o seu comportamento e dimensionar os seus componentes. [17][18]

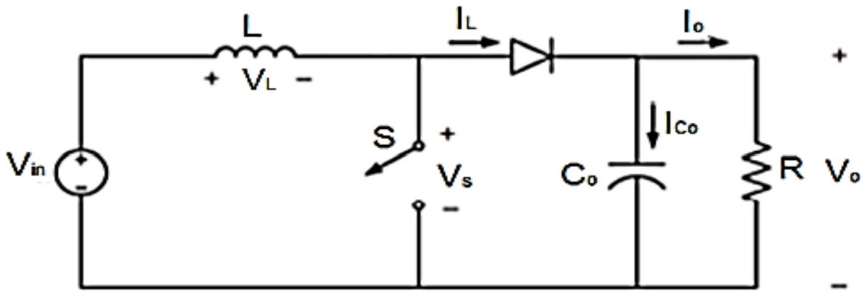


Figura 2.9: Conversor *boost* - interruptor aberto [15]

Para o cálculo do *duty-cycle*:

$$\delta = \frac{V_o - V_i}{V_o} \tag{2.1}$$

Para o cálculo da ondulação da corrente na bobine:

$$V_L = L * \frac{di}{dt} <=> \Delta I_L = \frac{V_s * \delta}{L * f} \tag{2.2}$$

Para a corrente máxima:

$$I_{Lmax} = 2 * L * \frac{Po_{min}}{V_{Smax}} \tag{2.3}$$

Para calcular o L e C:

$$L = \frac{V_{Smax} * \delta_{min}}{\Delta I_L * f} \tag{2.4}$$

$$C = \frac{I_{Omax} * \delta_{min}}{\Delta V_s * f} \tag{2.5}$$

2.6.1.1 Controlo dos conversores

Para o controlo da tensão de saída, é necessário gerar um sinal PWM. Como tal, é imperativa a existência de um circuito de controlo capaz de o criar.

Uma das opções seria usar uma porta do microcontrolador para gerar esse sinal com base nas informações da base de dados deste e dos valores de tensão e corrente à entrada e saída dos conversores, programando uma malha de controlo.

Outra opção envolve o projeto de um circuito de controlo dos conversores. Esta opção é mais trabalhosa e não resulta no melhor desempenho e eficiência possíveis. Um exemplo de projeto de controladores pode ser visto em [19].

O último método envolve a utilização de um circuito integrado que controle a operação do conversor *boost*. Esta opção não só é a mais prática de implementar, como a mais energeticamente

eficiente, uma vez que o sistema tem de priorizar o máximo de eficiência energética possível. Um exemplo destes circuitos integrados pode ser visto em [20].

2.6.2 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* une as propriedades dos conversores *Buck* e *Boost*, ou seja, permite elevar ou reduzir a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Essa tensão na saída, à semelhança de outros conversores, é definida pelo *duty-cycle* presente na porta de comando do interruptor a utilizar. Quando este está ligado, a corrente flui pela bobine na sua totalidade idealmente sem resistência (figura 2.10). Quando o interruptor desliga, a corrente armazenada na bobine flui em direção ao condensador e à carga pelo nó inferior. O fluxo de corrente é inverso o que significa que a tensão À saída é inversa em relação à da entrada(figura 2.11). [21].

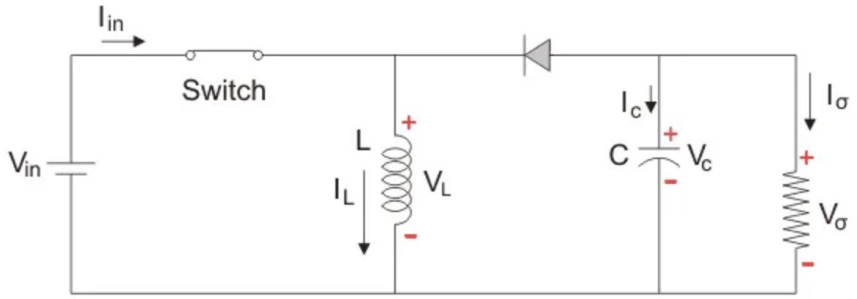


Figura 2.10: Conversor *Buck-Boost*- interruptor fechado [21]

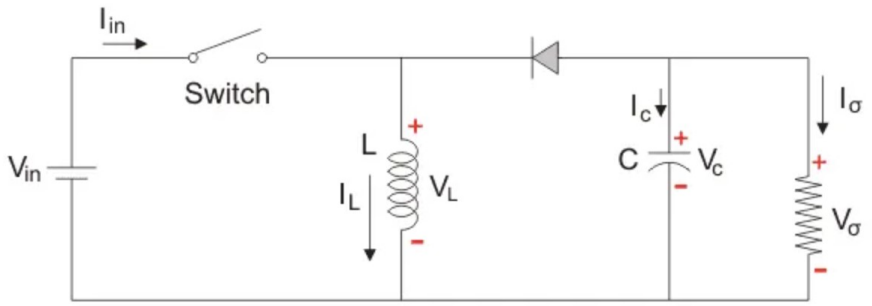


Figura 2.11: Conversor *Buck-Boost* - interruptor aberto [21]

As equações seguintes definem o comportamento do conversor face a uma carga resistiva. A inversão da tensão na saída é considerada de antemão nas seguintes equações. [14] [21]

As equações que definem o duty-cycle são as seguintes:

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{D}{1-D} \tag{2.6}$$

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} \tag{2.7}$$

A corrente na bobine e a variação da mesma são modeladas da seguinte forma:

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} \tag{2.8}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i D}{L f_s} \tag{2.9}$$

A variação de tensão da saída é calculada através da seguinte equação:

$$\Delta V_o = \frac{V_i D^2}{C f_S R_o (1 - D)} \tag{2.10}$$

Por fim, as próximas equações modelam os valores de limite inferior da corrente na bobine, an saída e de resistência na saída

$$I_{LB} = I_{OB} = \frac{\Delta I_L}{2} \tag{2.11}$$

$$R_{OB} = \frac{V_O}{I_{OB}} \tag{2.12}$$

2.7 Tecnologias de armazenamento de energia elétrica

Segue-se um levantamento das diferentes tecnologias utilizadas para o armazenamento de energia elétrica.

2.7.1 Baterias Químicas

Nesta secção, maioritariamente adaptada de [22], pretende-se compilar as diferentes tecnologias de baterias químicas disponíveis no mercado. Uma bateria química é uma classe de baterias recarregáveis constituídas por cátodo, um ânodo, e um eletrólito, sólido ou liquido, em que neste são colocados os elétrodos, produzindo uma tensão e formando uma célula eletroquímica. Durante a descarga, é dada uma reação de oxidação-redução, gerando uma corrente que atravessa o circuito externo do cátodo para o ânodo. Como a reação é reversível, apenas é necessário aplicar uma tensão nos elétrodos da célula para esta carregar. Estas baterias têm diversas aplicações, mediante a sua constituição. Contudo, para manter a longevidade destas, é necessário ter janelas de carga e descarga bem controladas, sendo que operar fora dos limites nominais da célula pode torná-la instável.

2.7.1.1 Chumbo-Ácido

Uma tecnologia madura e utilizada em larga escala para baterias de veículos automóveis. Tem como desvantagens o baixo rendimento em baixas temperaturas, a baixa durabilidade, e o uso de chumbo, assim como os impactos ambientais associados a este.

2.7.1.2 Níquel-Cádmio

Outra tecnologia madura que oferece vantagens em relação às baterias de Chumbo-Ácido, como um maior tempo de vida, uma maior densidade energética e melhores tolerâncias à temperatura. No entanto, cádmio é uma substância altamente tóxica e a tecnologia está atualmente banida para uso em eletrodomésticos na Europa.

2.7.1.3 Hidreto-metálico de níquel

Uma variante de Níquel-Cádmio, esta tecnologia apresenta maior densidade energética e é menos nociva para o meio ambiente por não usar materiais tóxicos. Desvantagens incluem níveis de auto-descarga elevados e dependência de terras raras (*rare earth materials*).

2.7.1.4 Iões de lítio

Utilizada em todo o tipo de pequenos eletrodomésticos, bem como equipamentos tecnologicos, como *smartphones* e computadores portáteis, esta tecnologia oferece elevada eficiência e fiabilidade, boa densidade energética e níveis baixos de auto-descarga. Como tal, domina o mercado dos veículos elétricos, como os que são tratados nesta dissertação.

2.7.1.5 Sódio-Enxofre

Uma tecnologia de baterias que opera na ordem dos 300ºC. Consegue alternar rapidamente entre carga e descarga, é eficiente e é capaz de pulsar energia de valor seis vezes superior à sua potência contínua nominal. Precisa de pouca manutenção, tem elevada longevidade e a sua produção é altamente escalável. A desvantagem é a necessidade de manter a bateria em altas temperaturas, o que leva a uma descarga indireta.

2.7.1.6 Sódio-cloreto de níquel - "*zebra*"

Esta tecnologia é pequena, leve, de rápida resposta, robusta em relação a descargas completas, e alta densidade energética. Desvantagens incluem custos e auto-descarga elevados.

2.7.2 Supercondensadores

Os supercondensadores, também designados por *electric double-layer capacitors* (EDLC), são uma nova tecnologia que está a ter uma larga adesão no mundo dos veículos elétricos, devido à sua capacidade de rápida carga e descarga. O principio de funcionamento dos EDLC é semelhante

aos condensadores eletrolíticos convencionais, embora os dielétricos são substituídos por carbono ativado. A sua espessura reduzida permite aumentar a área do dielétrico, aumentando igualmente a capacidade destes condensadores. [23][24]

Não só representam um componente importante nos carregadores rápidos dos veículos elétricos, como se enquadram perfeitamente na aplicação RPEH a ser utilizada, já que esta usa os múltiplos pulsos energéticos aquando da passagem de um veículo.

2.7.3 Condensadores de iões de litio

Como é descrito em [25], um condensador de iões de lítio (LIC), ou ultracondensadores, é um condensador híbrido que se encontra entre condensadores de dupla camada e baterias de iões de lítio. O cátodo é de carbono ativo, como nos supercondensadores acima descritos, enquanto que o ânodo é constituído por carbono pré-dopado de iões de lítio. Esta dopagem permite ao LIC atingir tensões e capacidades mais elevadas que um supercondensador tradicional, embora sacrificando a velocidade de carga e descarga. A figura 2.12 representa o funcionamento de um LIC, em relação às baterias *Li-ion* e aos EDLC. O LIC apresentado em [25] da *JM Energy* apresenta as seguintes características:

- Capacidade: 3300F
- Peso: 350g
- Tensão: 2.2 - 3.8V

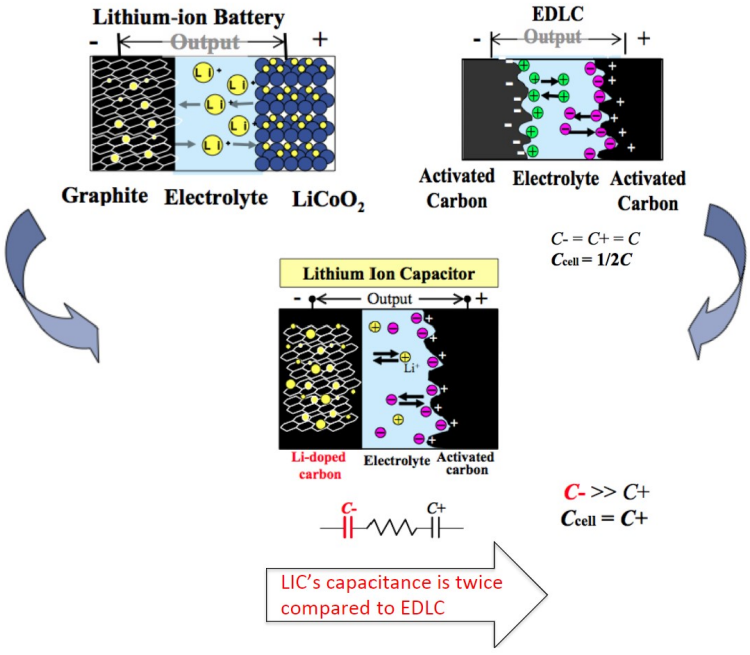


Figura 2.12: Funcionamento de um LIC, comparado com EDLC e Baterias *Li-ion* [25]

2.8 Microcontroladores e placas de desenvolvimento

Nesta secção, será avaliado o desempenho de alguns dos microcontroladores mais conhecidos do mercado, a fim de decidir qual o mais indicado para o projeto. O microcontrolador a utilizar tem de ser capaz de realizar múltiplas tarefas de monitorização e controlo do sistema, além de possuir várias portas de comunicação série de diferentes protocolos, bem como conectividade à rede para transmissão e receção de dados relevantes.

2.8.1 ATMega328P

O ATMega328P é um dos microcontroladores mais conhecidos, estando presente nas placas *Arduino*. É utilizado para o ensino de programação de microcontroladores, graças ao *Arduino IDE* que torna o processo bastante simples, havendo também a possibilidade de utilizar outras plataformas como o *PlatformIO*. No entanto, é um microcontrolador com muitas limitações, uma vez que só apresenta 2 *external interrupts*, 3 contadores, pinos PWM e ADC com apenas 8 bits e 10 bits de resolução, respetivamente, apenas uma interface para SPI, UART, I2C e nenhuma disponível para CAN[26].

2.8.2 STM32F103C8T6

O STM32F103C8T6, encontrado em placas como a *Blue Pill*, mostra-se um candidato bastante superior ao ATMega328P: 4 contadores de 16-bits; 10 pinos ADC com 10 bits de resolução; 15 pinos PWM de 16-bits; 37 pinos no total, todos com capacidade de usar *interrupts*; 3 interfaces UART, 2 de SPI, 2 de I2C e 1 de CAN. Para além das vantagens acima descritas, esta placa também pode ser programada usando o *Arduino IDE*, ou outras como o *PlatformIO*.[27]

2.8.3 ESP32

O ESP32 é um microcontrolador popular. Em relação ao STM32F103C8T6, este oferece mais 6 pinos ADC e 2 interfaces SPI. Além do exposto, a maioria das placas de desenvolvimento disponíveis incluem Wi-Fi, *Bluetooth 4.2* e *Bluetooth Low Energy*. Pode ser utilizado com o *Arduino IDE* ou o *PlatformIO*, bem como suporta a linguagem de programação *MicroPython*. Sendo um dos candidatos com funcionalidades de rede, torna-se uma boa escolha para o sistema, tendo em conta que este terá de enviar dados de estatística para a *nuvem*.[28]

2.8.4 XMC4500

O XMC4500 destaca-se dos restantes. O número de pinos dispara para 80, suporta *Ethernet*, bem como um cartão *MicroSD*, e inclui um *debugger* na compra do *XMC4500 Relax Kit-V1*. Além disso, conta com 4 interfaces SPI, 3 UART, 3 I2C, e 2 CAN. Esta placa de desenvolvimento é especificamente desenhada para uso em aplicações de carregamento de veículos elétricos, e pode ser utlizado com o *DAVE IDE* que simplifica bastante o desenvolvimento de *software*. Apesar de ser

cerca de 3 vezes mais cara que uma placa baseada no ESP32 (cerca de 30€), o conjunto de funcionalidades e possibilidade de ligação à rede torna esta a melhor escolha para o desenvolvimento do projeto.[29][30]

2.9 *Software* de desenvolvimento

Para a realização do projeto, serão necessárias algumas ferramentas de software para o projeto do sistema. Como tal, serão apresentados algumas opções possíveis para assistir o desenvolvimento deste.

2.9.1 *Multisim*

O *Multisim* é uma ferramenta de *software* baseada em SPICE que consiste num ambiente esquemático interativo para simular e analisar o comportamento de circuitos eletrónicos. Conta com bibliotecas de componentes eletrónicos reais e atualmente disponíveis para venda. Este *software* será, primariamente, utilizado para a projeto e simulação dos conversores, com os componentes eletrónicos selecionados para compra. [31]

2.9.2 *PSIM*

O *PSIM* é outra ferramenta de projeto de circuitos baseado em SPICE. Esta assume que os elementos de eletrónica de potência são ideias, o que torna a simulação de circuitos mais rápida, agilizando assim o projeto de circuitos de potência. [32]

2.9.3 PLECS

Outra possível ferramenta a utilizar para as simulações, o PLECS também aborda os aspetos magnéticos, térmicos e mecânicos dos circuitos. [33]

2.9.4 *Arduino IDE*

O *Arduino IDE* é uma boa plataforma para programação básica de microcontroladores. Com múltiplos programas exemplo e suporte para uma vasta gama de microcontroladores, este IDE simplifica a programação de destes, embora seja um pouco limitado para projetos mais avançados. [34]

2.9.5 *PlatformIO*

O *PlatformIO* é uma extensão criada para o *Visual Studio Code IDE*. Apresenta todas as funcionalidades que o *Arduino IDE*, com um maior nível de flexibilidade. Esta plataforma orienta-se a programadores mais experientes. [35]

2.9.6 *DAVE IDE*

O software *DAVE* da *Infineon* é utilizado para a programação dos seus microcontroladores proprietários, dispondo de uma inferface de programação baseada em blocos, simplificando o processo de programação de funcionalidades complexas.[36]

2.9.7 *EasyEDA*

Para o desenvolvimento de esquemáticos e PCBs, *EasyEDA* apresenta-se como uma plataforma online, gratuita e de fácil utilização, criando os ficheiros necessários para a encomenda das placas. Dada a simplicidade de utilização e funcionalidades extensas para o projeto, será este o software utilizado aquando do projeto das PCBs do sistema. [37]

2.9.8 *Altium Designer*

O Altium Designer é outra software destinado ao desenvolvimento de PCB. É uma ferramenta paga mas muito poderosa, com muitas funcionalidades avançadas que agilizam o projeto de PCBs para os vários tipos de indústrias. [38]

2.10 HMI para controlo de funções

Atualmente, não existe nenhum protocolo ou *standard* que permita a ligação de um veículo elétrico ao carregador e ocorra partilha simultânea de informação das características do mesmo com o carregador, para este se adaptar. Uma das formas de contornar esta limitação seria a instalação de um ecrã tátil, onde o utilizador pode selecionar o seu modelo, partindo do princípio que este consta na base de dados.

Nos dias de hoje, o uso de um ecrã tátil está profundamente enraizado na sociedade. A vasta maioria da população interage com estes, sendo que têm em sua posse permanente um destes objetos. Como tal, é necessário estudar a hipótese de integração de um destes ecrãs no projeto, e como o fazer.

A primeira opção consiste em programar manualmente um ecrã LCD TFT através de SPI para controlar o sistema. Esta opção torna-se pouco viável, pois tal programação trata-se de um processo complicado e moroso.

A segunda opção seria usar uma biblioteca que programasse a funcionalidade, agilizando o processo. Algumas bibliotecas já existem para o microcontrolador ESP32, como o *TFT-eSPI* [39]. O problema desta solução, bem como da anterior, é a utilização elevada dos recursos do sistema, aliado ao facto de as bibliotecas desenvolvidas serem apenas para o ESP32, o único microcontrolador com capacidade de operar estes ecrãs e suficientemente popular para existirem tais bibliotecas. Se se pretender utilizar um XMC4500, é necessária outra solução.

A última, e possivelmente melhor opção, passa por encontrar ecrãs com processamento gráfico incorporado, para libertar recursos do microcontrolador e facilitar a integração no sistema.

A empresa *Nextion* [40] é uma das fabricantes deste tipo de ecrãs. Estes podem ser programados com um IDE proprietário e são capazes de comunicar através de UART com microcontroladores. Como o processamento acontece na placa que acompanha o ecrã, permite incorporar estes ecrãs com qualquer microcontrolador, por mais básico que este seja, como o caso do ATMega328P.

Se se utilizar um XMC4500, como discutido supra, a outra opção seria o uso de ecrãs da *EPSON* que têm uma biblioteca suportada no *DAVE IDE* da *Infineon*, como pode ser visto na secção *Tools and Software* de [41].

Capítulo 3

Simulações dos Circuitos de Potência em PSIM

Neste capítulo, são apresentadas as simulações dos diferentes circuitos e os respetivos resultados obtidos no software de simulação PSIM, seguido das discussões de cada um destes.

3.1 *Battery Management System*

Esta secção trata das simulações do sistema BMS, incluindo qual a topologia a utilizar e a dedução dos cálculos desta, terminando nas simulações e seus resultados.

3.1.1 Topologia a utilizar

O sistema de balanceamento a utilizar será baseado numa topologia *multi inductor*. Por sua vez, esta torna-se favorável devido à sua rapidez, simplicidade do controlo e modularidade, sendo simples de adicionar e remover células no futuro, conforme o necessário. Tendo em conta que o processo de balanceamento apresenta perdas associadas, algumas otimizações serão consideradas. Em primeiro lugar, serão utilizados MOSFETS em detrimento de IGBTs, uma vez que apresentam menores perdas e operam confortavelmente nas gamas de tensão e corrente pretendidas. Salienta-se que as bobines a utilizar também apresentam menor resistência interna possível e o comprimento das ligações dos componentes deverá também ser minimizada.

Os LIC a utilizar operam numa gama de valores entre 2.2 e 3.8V. Com quatro destes condensadores a tensão máxima do conjunto seria de 15.2V, o que leva a uma gama de operação em regime buck reduzida. A adição de um quinto LIc eleva a tensão máxima do conjunto para 19V. Tal facto significa que, se o conjunto apresentar uma tensão de 14V, cada célula terá uma tensão de 2.8V, após o balanceamento. Posto isto, o circuito de balanceamento será projetado para 5 células LIC.

3.1.2 Funcionamento do BMS *multi inductor*

A topologia *multi inductor* do BMS é constituída pelas células a balancear, e um circuito à base de MOSFETS, bem como bobines. OS MOSFETs conduzem alternadamente, de forma a não descarregar as células de forma indesejada.

Dadas duas células adjacentes, o interruptor superior entra em condução desde o primeiro instante até t1, formando um circuito constituído por uma bobine e a célula superior, no caso, um LIC, que vai ser descarregado conforme a seguinte relação:

$$V = L\frac{di}{dt} \tag{3.1}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \tag{3.2}$$

$$i(t1) = \frac{V_{C1}}{L} * t_1 \tag{3.3}$$

Após t1, e até t2, o primeiro interruptor deixa de conduzir e o segundo entra em condução. A corrente armazenada na bobine vai, por sua vez, fluir em direção ao terminal positivo do segundo LIC, carregando-o, conforme modelado na relação abaixo:

$$i(t2) = \frac{V_{C1}}{L} * t1 - \frac{V_{C2}}{L} * t2 \tag{3.4}$$

Os valores t1 e t2 equivalem ao produto entre o período do sinal PWM e o respetivo *duty-cycle* deste. Como os sinais de comando apresentam a mesma frequência e *duty-cycle*, tendo em conta que estão apenas desfasados em 180º, torna-se possível deduzir que t1 e t2 podem ser substituídos por $D * \frac{1}{f}$.

Com a equação 3.3, podemos dimensionar o valor da bobine a utilizar. Para uma frequência arbitrada de 10 KHz, um *duty-cycle* de 43% e uma corrente de 10A para uma tensão máxima do condensador de 3.8V, obtemos:

$$L = \frac{3.8}{10} * 0.43 * \frac{1}{10k} = 16\mu H \tag{3.5}$$

Fixando o valor da bobine em $15\mu H$, por ser um valor mais fácil de encontrar à venda, a frequência e *duty-cycle* dos sinais de comando podem ser alterados de forma a aumentar ou diminuir a corrente a passar nas bobines e, por sua vez, a velocidade de balanceamento das cargas.

3.1.3 Simulação do BMS

Para as simulações foram utilizadas bobines de 15uH de indutância, dado que é um valor mais comum a nível comercial e não causa diferenças significativas nos resultados.

Perante isto, segue-se o esquema de montagem do circuito na figura 3.1:

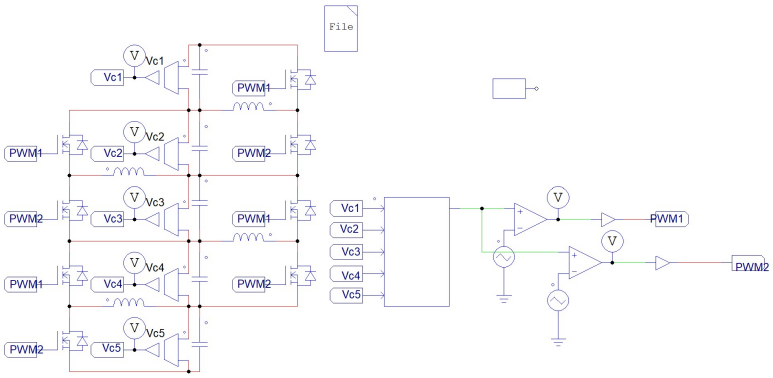


Figura 3.1: Esquema de montagem do circuito em PSIM

Para além dos valores já mencionados, o valor resistência de condução dos MOSFETs é de 0.018Ω, a resistência em série das bobines é de 0.009Ω e os condensadores têm tensões iniciais que variam entre 2.2V e 3.8V e uma capacidade de 3.3F, 1000 vezes inferior em relação aos ultracondensadores a utilizar, para acelerar as simulações no mesmo fator.

Os sinais PWM têm um duty-cycle de 43% e são controlados por um pedaço de código C que altera este para 0%, efetivamente desligando o circuito, quando a diferença de tensões entre cada um dos condensadores for inferior a 0.05V.

Seguem-se os resultados das simulações em 3 cenários: balanceamento das cargas (figura 3.2, carregamento e descarregamento das células (figuras 3.3 e 3.4, respetivamente):



Figura 3.2: Balanceamento da tensão das células

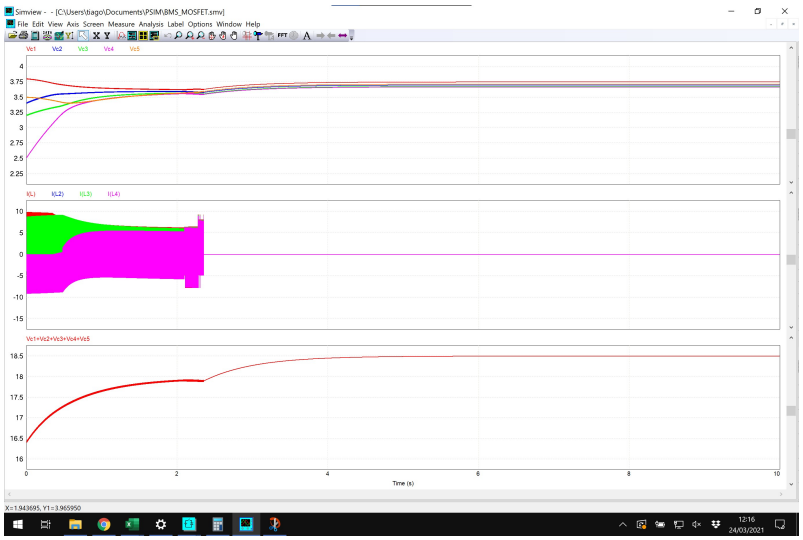


Figura 3.3: Balanceamento da tensão das células em carregamento

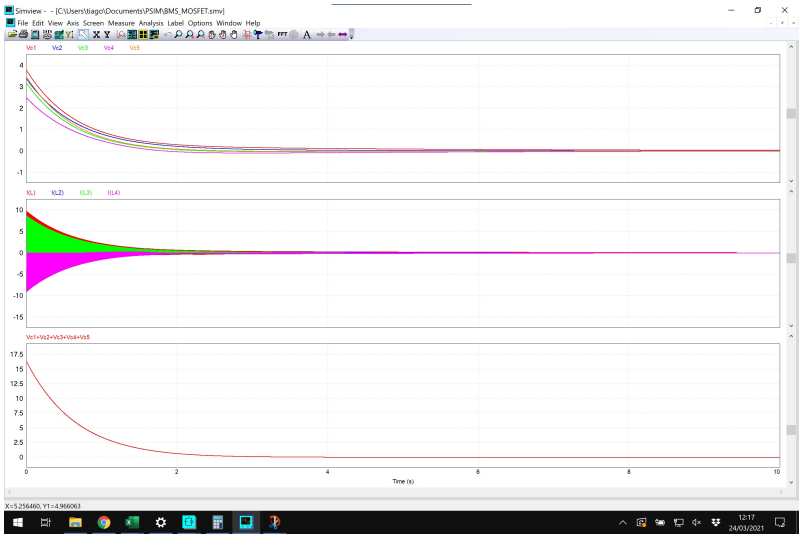


Figura 3.4: Balanceamento da tensão das células em descarga

Pelos resultados das simulações, verifica-se que o funcionamento do circuito é conforme o esperado. No entanto, o balanceamento das células sem estas estarem a ser carregadas ou descarregadas, consome muita da energia destas pelo próprio ato de balanceamento, pelo que se recomenda que este seja realizado durante o carregamento e descarga dos LICs.

De salientar novamente que as simulações foram realizadas com condensadores de capacidade 1000x inferior à dos LICs a utilizar na solução real, pelo que estes resultados só serão obtidos em ambiente real num espaço de tempo 1000x superior ao apresentado.

3.2 Conversor *Buck Boost*

Entre os LICs e a bateria será implementado um conversor *Buck-Boost*. Por sua vez, este é um circuito que permite elevar ou reduzir a tensão da entrada na saída. Para os efeitos pretendidos, um conversor *buck* poderia ser suficiente, no entanto, decidiu-se implementar um conversor *buck-boost* para a maior flexibilidade da tensão na entrada, podendo esta descer em relação ao valor da saída.

Para a obtenção dos valores dos diferentes componentes, é necessário fixar alguns valores. Para começar, a tensão de saída deve-se fixar nos 14.8V. A tensão de entrada varia constantemente, mas para os efeitos deste teste vai ser considerada a tensão de entrada de 14.8V, o que implica que o duty-cycle seja de:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i} = \frac{14.8}{14.8 + 14.8} = 0.5 \tag{3.6}$$

Outros valores a ter em conta são os seguintes: a frequência de comutação é de 10kHz; a resistência mínima de saída será de 0.3Ω; a oscilação da corrente no indutor é de 20% do seu valor e a oscilação da tensão no condensador de ±2%. Com estes valores, chegou-se aos seguintes resultados:

$$I_L = \frac{V_o}{R_{o.min} * (1 - D} = \frac{14.8}{0.3 * (1 - 0.5)} = 98.6A \tag{3.7}$$

$$\Delta I_L = \%\Delta I_L * I_L = 0.2 * 98.6 = 19,72A \tag{3.8}$$

$$L = \frac{V_i * D}{\Delta I_L * f} = \frac{14.8 * 0.5}{19.72 * 10k} = 37.5\mu H \tag{3.9}$$

$$I_{LB} = I_o = \frac{\Delta I_L}{2} = 19.72/2 = 9.86A \tag{3.10}$$

$$R_{o.B} = \frac{V_o^2}{I_o * V_i} = \frac{14.8^2}{9.86 * 14.8} = 1.5\Omega \tag{3.11}$$

$$C = \frac{Vi * D^2}{\%\Delta V_o * V_o * (1 - D) * R_{oB} * f} = \frac{14.8 * 0.5^2}{0.04 * 14.8 * (1 - 0.5) * 1.5 * 10k} = 4.2mF \tag{3.12}$$

Após encontrados os valores dos componentes, foi realizada a simulação em PSIM do circuito. Na saída foi ligada uma bateria com características que melhor se assemelham à unidade a utilizar.

Para o controlo do conversor, foi escolhido o controlo de corrente, uma vez que a bateria varia os seus valores para diferentes valores de temperatura e state of charge. O valor de tensão na saída é subtraído ao valor de referência (no caso, este é 14.8V) e o resultado é comparado com a corrente na bobine, que por sua vez resulta no valor do duty-cycle a aplicar no MOSFET.

Como esta malha fechada resulta numa tensão de saída inferior ao valor de referência. É adicionado um controlador PI discreto com um ganho suficientemente grande para se aproximar

desse valor o melhor possível. Este controlador foi calibrado iterativamente.

Por fim, o valor de tensão de entrada foi elevado a 18.5V, que equivale a 5*3.7V. e foi estudado o seu comportamento. Enquanto a tensão de entrada se mantém superior a 14.8V, o sistema funciona como desejado. Após descer para valores inferiores a este, os valores de saída começam a oscilar. Isto não apresenta um problema imediato pois a intenção do conversor é funcionar em modo buck, entrando em modo boost apenas quando necessário.

Segue o esquemático da simulação com todos os seus elementos constituintes na figura 3.5.

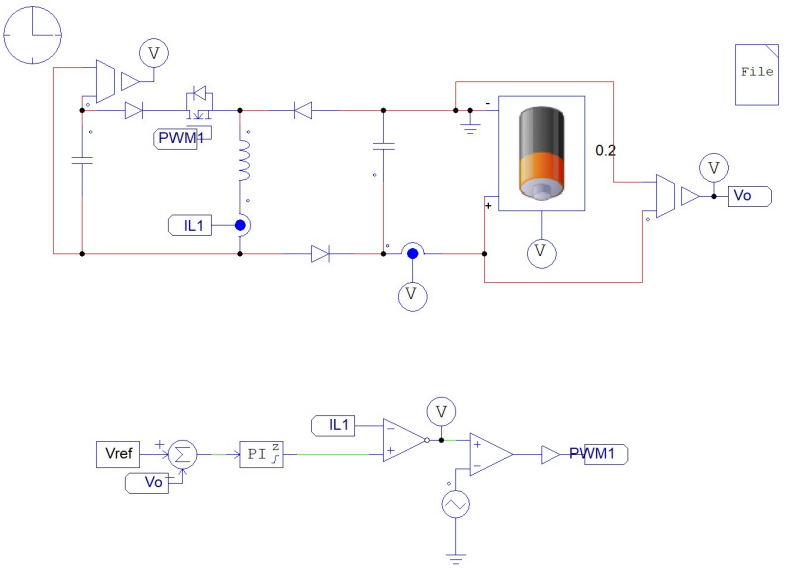


Figura 3.5: Esquema de montagem do conversor Buck-Boost

Nos próximos gráficos, é possível verificar a tensão de saída em relação à variação da tensão de entrada (figura 3.6), a corrente a passar na bobine (figura 3.7) e na saída (figura 3.8), terminando num gráfico do *state of charge* da bateria (figura 3.9), confirmando o carregamento da mesma.

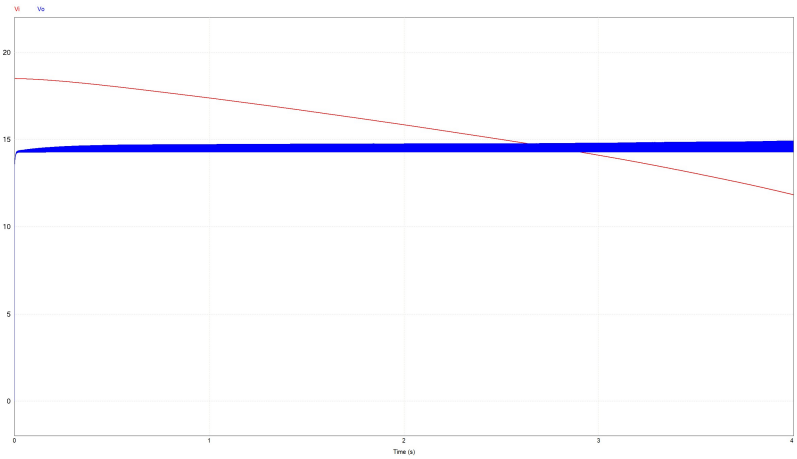


Figura 3.6: Variação das tensões de entrada e saída no conversor Buck-Boost

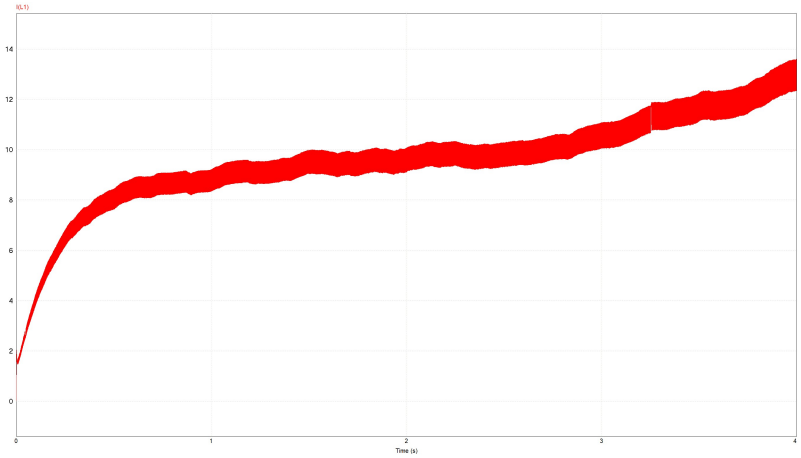


Figura 3.7: Variação da corrente no indutor do conversor Buck-Boost

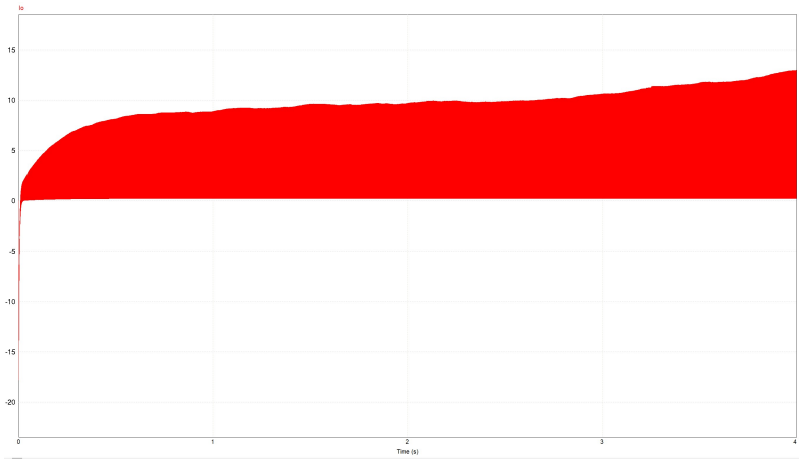


Figura 3.8: Variação da corrente na saída do conversor Buck-Boost

s

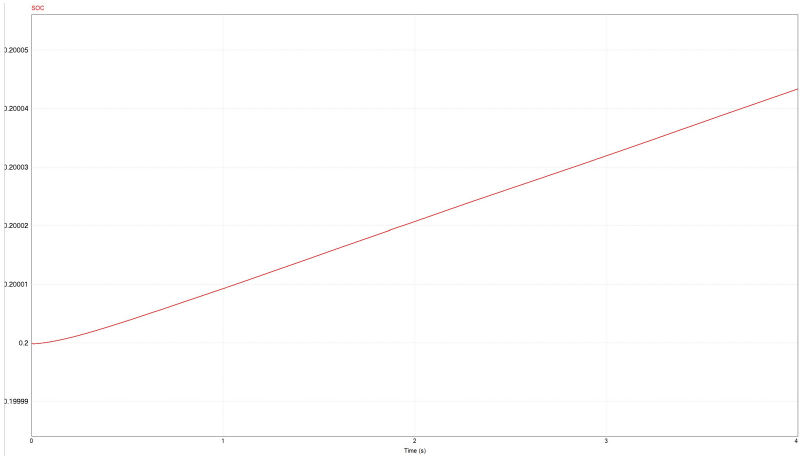


Figura 3.9: Variação do State of Charge da bateria no conversor Buck-Boost

As simulações demonstram que o conversor funciona dentro do esperado. No entanto, o comportamento da corrente de saída, observado na figura 3.8, poderá não representar a realidade na verificação experimental, podendo se dever a erros na parametrização do modelo de bateria. A corrente no indutor (na figura 3.7) também é baixa em relação ao valor esperado.

3.3 Conversor *Boost*

Entre a bateria de armazenamento do sistema NEXT-Road e a de um veículo elétrico, será utilizado um conversor boost, de modo a elevar a tensão de 12V nominal da saída do sistema de armazaenamento para as tensões suportadas pelos diferentes veículos.

Num conversor boost, a tensão de saída é controlada pelo *duty-cycle* do sinal de comando a ser aplicado no interruptor utilizado. Mais uma vez, será utilizado um MOSFET, pelas menores perdas associadas. O comportamento do conversor boost é modelado pelas equações que se seguem. Para a saída, é considerada uma carga resistiva, de modo a simplificar os cálculos.

O *duty-cycle* do conversor *boost* é modelado da seguinte forma:

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{36-12}{36} = 0.66 \tag{3.13}$$

A corrente na bobine e a sua variação são dadas pelas seguintes equações:

$$I_L = I_i = \frac{V_o^2}{R_o * V_i} = \frac{36^2}{10*12} = 10.8A \tag{3.14}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i * D}{Lf} = \%\Delta I_L * I_L \tag{3.15}$$

$$L = \frac{V_i * D}{\%\Delta I_L * I_L * f} = \frac{12*0.66}{0.2*10.8*10k} = 0.37mH \tag{3.16}$$

A variação da tensão de saída, bem como a corrente, apresentam as seguintes relações:

$$\Delta V_o = \%\Delta V_o * V_o = \frac{V_i D}{C(1-D)R_o f_S} \tag{3.17}$$

$$C = \frac{V_i * D}{\%\Delta V_o * V_o (1-D) * R_o * f_S} = \frac{12*0.66}{0.04*36*(1-D)*10*10k} = 0.17mF \tag{3.18}$$

$$I_o = (1-D) * I_L = (1-0.66) * 10.8 = 3.6A \tag{3.19}$$

Após o levantamento dos valores dos componentes, foi realizada a simulação em PSIM dos componentes. Em relação aos valores do indutor e do condensador, foram utilizados os seguintes valores

Foi utilizado um conversor PI da mesma natureza do conversor *Buck-Boost*.

Segue-se a figura 3.10 com a montagem do conversor em PSIM:

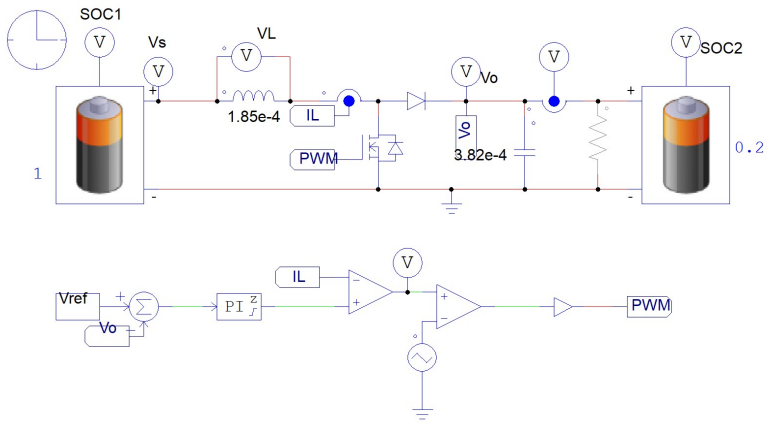


Figura 3.10: Esquema de montagem do conversor Boost

As figuras 3.11, 3.12, 3.13 mostram as ondas referentes às tensões de entrada e saída, corrente na bobine e corrente na saída, respetivamente. Por fim, a figura 3.14 demonstra a descarga da bateria na entrada e a carga da bateria na saída:

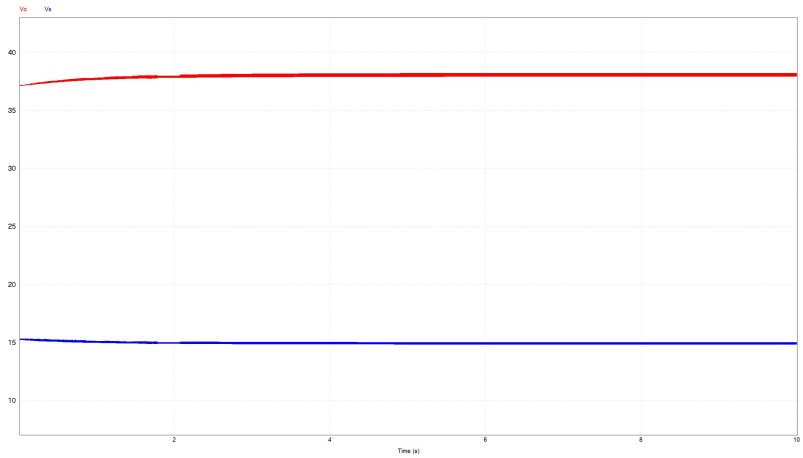


Figura 3.11: Variação das tensões de entrada e saída no conversor Boost

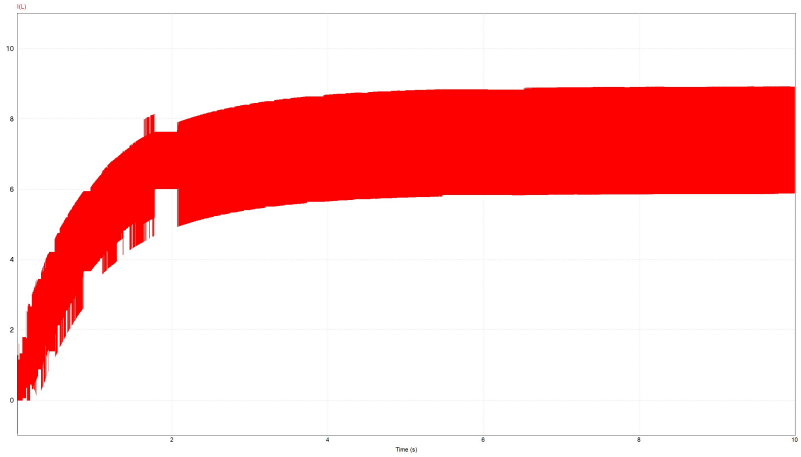


Figura 3.12: Variação da corrente no indutor do conversor Boost

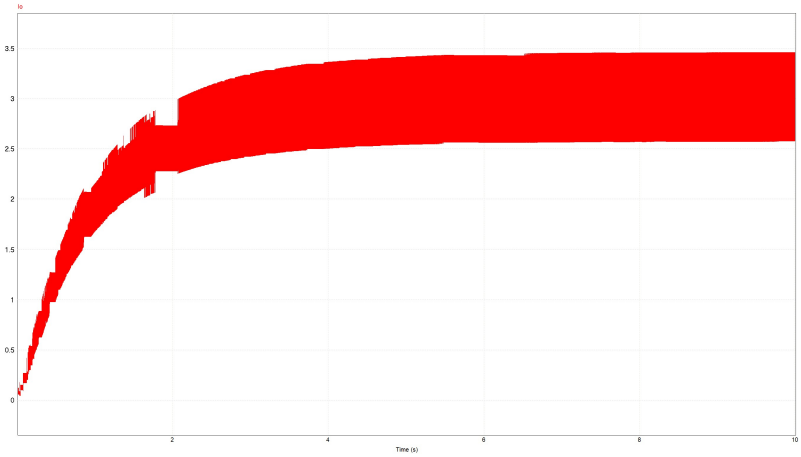


Figura 3.13: Variação da corrente na saída do conversor Boost

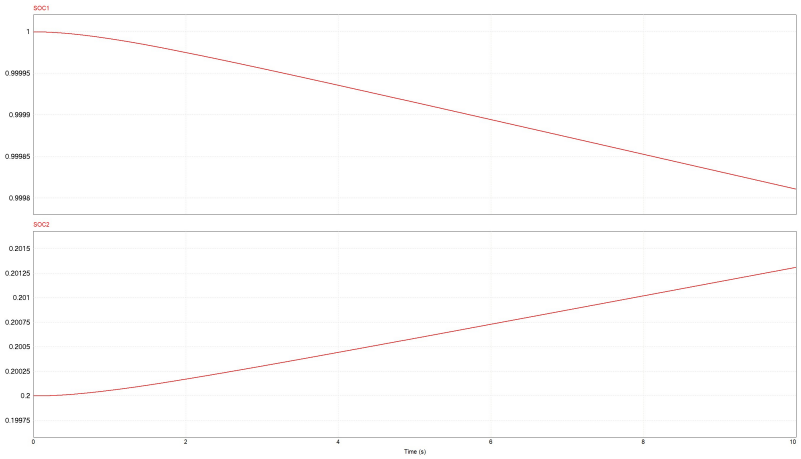


Figura 3.14: Variação do *State of Charge* das bateria no conversor Boost

As curvas obtidas correspondem ao esperado. O ruído nas curvas de corrente pode-se dever a

erros no projeto do conversor PI, pelo que é necessário ter cuidado na programação e ajuste deste no protótipo funcional.

Capítulo 4

Protótipo Funcional

Neste capítulo, será tratado o projeto dos circuitos a implementar entre os diferentes estágios do sistema de armazenamento de energia.

4.1 BMS

4.1.1 Circuito de potência

O circuito de potência do BMS é constituído pelas células a balancear, as indutâncias responsáveis pela transferência de energia, e os MOSFETS que controlam o fluxo da corrente.

Conforme referido na secção 2.7.3, serão utilizados LICs *Ultimo 3300F LR Prismatic* da *JMEnergy*. A tensão destes varia entre 2.2 e 3.8V, e têm uma capacidade de 3300F. Na figura 4.1 pode-se observar um destes LICs:



Figura 4.1: LIC *Ultimo 3300F LR Prismatic*

No que toca aos indutores, estes devem apresentar uma indutância de $15\mu H$, além de possuírem a menor resistência DC possível, de modo a minimizar as perdas. Posto isto, foi selecionada a bobine WE-HCI da *Wurth Elektronik* (figura 4.2), com uma resistência DC de $9m\omega$.



Figura 4.2: Indutor *Wurth Elektronic* WE-HCI

Por fim, em relação aos MOSFETS, estes devem suportar uma corrente de 10A, com resistências DC reduzidas de modo a minimizar as perdas do circuito. São necessários um total de 8 MOSFETs, pelo que também precisam de ser compactos. A solução encontrada foi o circuito integrado DMG4822SSDQ-13 da *Diodes Incorporated* (figura 4.3), constituído por 2 MOSFETS, numa caixa SO-8, com uma resistência DC de 21$m\Omega$ e corrente de dreno DC de 10A.

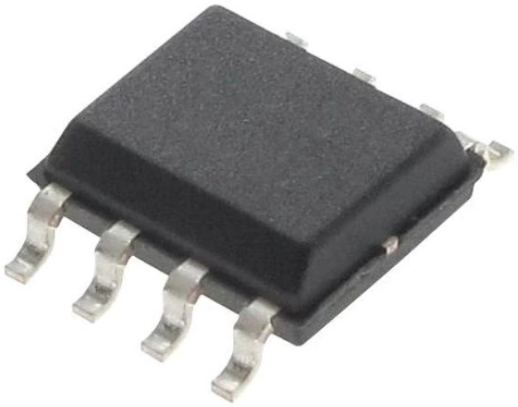


Figura 4.3: MOSFETs duplos DMG4822SSDQ-13

4.1.2 Circuito de comando

Enquanto que o circuito de potência é relativamente simples, o circuito de comando dos MOSFETS é um elemento de maior complexidade, devido ao princípio de operação destes semicondutores.

Um MOSFET entra em condução quando a tensão entre a *gate* e a *source* se eleva a um valor superior ao seu valor de *threshold*.

Para reduzir as perdas de condução, o MOSFET deverá estar em funcionamento na zona linear da curva de condução.

Para o MOSFET deixar de conduzir, a tensão na *gate* tem de ser igual à da *source*, que poderá ou não equivaler ao *ground* do circuito.

Isto significa que, havendo mais do que um MOSFET em série, simplesmente ligar um sinal de comando às *gates* destes não irá resultar no comportamento desejado. Uma solução integrada que permite resolver o problema em parte envolve o uso de *drivers* de meia ponte, que são especificamente desenhadas para conduzir dois MOSFETS que se encontram em série.

Para o efeito, serão utilizados as *drivers* de meia ponte UCC27282DR da *Texas Instruments*, pela sua gama de tensões de alimentação.

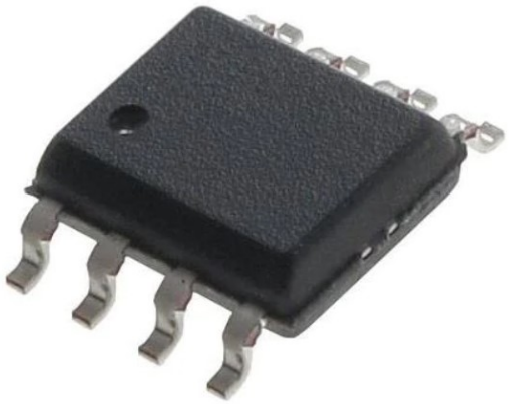


Figura 4.4: *Drivers* de meia ponte UCC27282DR

Contudo, o circuito de balanceamanto terá 2 séries de 4 MOSFETS. A solução encontrada passa por utilizar uma *driver* de meia ponte, alimentada pelos 2 LICS ligados a cada MOSFET, assegurando o correto modo de operação do circuito. Isto implica que os sinais de comando operem na mesma gama de valores da driver. Usam-se assim 2 acopladores óticos, um para sinal de comando, alimentados pelos mesmos 2 LICs que alimentam a respetiva driver. Os acopladores a utilizar são H11L1SM da *ON Semiconductor / Fairchild*, representados na figura 4.5. De notar que estes componentes invertem o sinal de entrada na sua saída, sendo algo importante e a ter em conta aquando da programação do microcontrolador.



Figura 4.5: Acopladores óticos H11L1SM

O uso destes também previne o microcontrolador, responsável pela geração dos sinais de comando, de sofrer eventuais danos elétricos por parte do resto do sistema. A figura 4.8 exemplifica parte da montagem do circuito de comando:

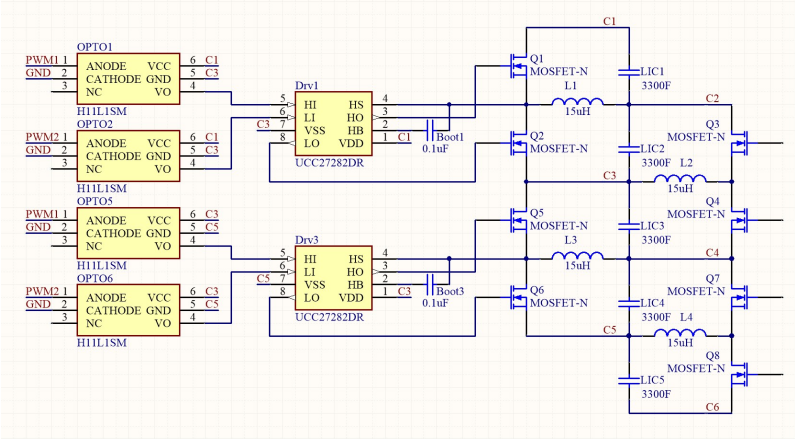


Figura 4.6: Representação simplificada do circuito de comando do BMS

4.1.2.1 Limitações do circuito de comando

O circuito de comando apresenta algumas desvantagens. Além de utilizar 4 *drivers* para cada 2 MOSFETS do circuito de potência, e de cada driver precisar de 2 acopladores cada, elevando o total para 8, as *drivers* utilizadas apresentam uma tensão mínima de 5.5V, com uma proteção de sub tensão que é ativada para tensões abaixo de 5V. Este facto limita a tensão mínima de cada LIC, quando devidamente balanceados, a 2.8V. Contudo, como é desejável que o conversor *Buck-Boost* no patamar seguinte opere maioritariamente como um conversor *buck*, esta limitação tem pouco efeito.

4.1.3 Medição de tensão dos LIC

Para saber quando o conversor deve ou não operar, é importante a aquisição dos valores de tensão de cada uma das células. No entanto a configuração em série destes justifica a utilização de circuitos integrados especializados para o efeito.

O AD8215YRZ da *Analog Devices* é um amplificador de deteção de corrente, que permite medir a tensão através da corrente que flui por um divisor resistivo, multiplicando essa tensão de modo a que o sinal possa ser lido por um microcontrolador. Este circuito integrado pode ser visto na figura 6.12:

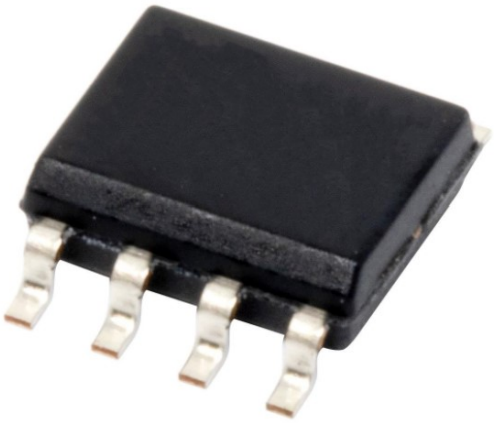


Figura 4.7: Amplificadores de corrente AD8215YRZ

Para o dimensionamento desse divisor resistivo, é necessário ter em conta que a tensão máxima de um LIC é de 3.8V e que o microcontrolador a utilizar só consegue ler sinais até 3.3V, quando este circuito integrado consegue gerar valores até 5V.

A saída do amplificador segue a seguinte fórmula:

$$OUT = 20 * R_2 * I \tag{4.1}$$

Para uma aplicação típica de um divisor resistivo:

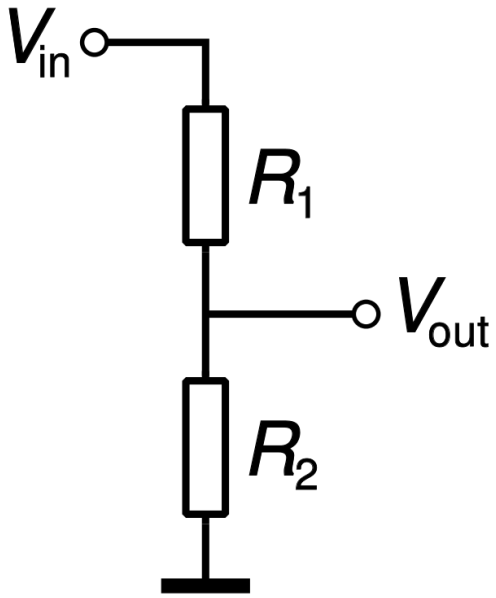


Figura 4.8: Representação de um divisor resistivo

Substituindo:

$$OUT = 20 * V_{out} \tag{4.2}$$

A fórmula de um divisor resistivo é a seguinte:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_o}{V_i} \tag{4.3}$$

Substituindo V_o por 3.3V e V_i por 3.8V temos:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3.3}{3.8} = 0.86 \tag{4.4}$$

De forma a simplificar os cálculos, consideremos o valor 0.8. Isto também permite aumentar a margem de leitura, sendo que o valor de 3.3V representa uma tensão na entrada de:

$$\frac{3.3}{0.8} = 4.125V \tag{4.5}$$

Como o amplificador multiplica a tensão na saída, é necessário dividir a tensão do divisor resistivo pela mesma quantidade de modo a obter o valor máximo pretendido. Esse valor será:

$$\frac{3.3}{20} = 0.165V \tag{4.6}$$

Dividindo estas quantias, chegamos ao valor:

$$\frac{0.165}{4.125} = 0.04 \tag{4.7}$$

Substituindo na fórmula do divisor resistivo, temos:

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} = 0.04 \tag{4.8}$$

$$R_2 = 0.04(R_1+R_2) \tag{4.9}$$

$$0.96 * R_2 = 0.04 * R_1 \tag{4.10}$$

$$24 * R_2 = R_1 \tag{4.11}$$

Isto significa que o divisor resistivo terá um rácio de 24:1. Como tal, serão utilizadas resistências de $12k\Omega$ e 500Ω, por serem valores mais comuns.

4.2 *Buck-Boost*

4.2.1 Circuito de potência

O circuito de potência do conversor *Buck-Boost* é constituído por um MOSFET, uma bobine, um condensador, e a entrada e saída do conversor.

A entrada do conversor será a série de LICs que são balanceadas pelo BMS e a saída será uma bateria de iões de lítio de 12V da *Claython*.



Figura 4.9: Bateria de 12V *Claython*

Em relação à bobine, devido ao período de escassez de componentes eletrónicos, optou-se utilizar uma bobine de 5mH disponível na Pavnext.

Quanto ao condensador, foi utilizado um de 4.7mF e 16V relativamente *standard*.

4.2.2 Circuito de comando

Sobre o circuito de comando do conversor, este é comparativamente mais simples que o do BMS, necessitando apenas de uma driver de MOSFET e um *optocoupler* a proteger o microcontrolador responsável pela geração do sinal PWM.

Os *optocouplers* a utilizar serão os mesmos H11L1SM (figura 4.5), ao passo que a *driver* a utilizar será uma MCP1416T-E/OT da *Microchip*, vista na figura 4.10:



Figura 4.10: *Driver* de MOSFET MCP1416T-E/OT

4.2.3 Medição de tensão e corrente

A complexidade do circuito passa pela implementação de um controlador PI por corrente. Como tal, é necessário o uso de sensores que meçam a tensão da saída e a corrente a passar na bobine.

Para a medição de tensão, a tarefa pode ser realizada por um simples divisor resistivo. A tensão máxima da bateria é de cerca de 15V e o microcontrolador lê sinais até 3.3V. Considerando 3V em vez de 3.3V, a seguinte relação pode ser deduzida:

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{3}{15} = \frac{1}{5} \tag{4.12}$$

$$5 * R_2 = (R_1 + R_2) \tag{4.13}$$

$$4 * R_2 = R_1 \tag{4.14}$$

Os cálculos indicam que uma relação 4:1 é suficiente para o efeito. Como o microcontrolador não aguenta correntes elevadas, é imperativo o uso de resistências de valor elevado. Para o efeito, e por questões de disponibilidade do *stock*, foram utilizadas resistências de $1M\Omega$ e $250k\Omega$, cuja corrente que atravessa o par é de:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{15}{1.25 * 10^6} = 12\mu A \tag{4.15}$$

Em relação ao sensor de corrente, o ideal seria utilizar um que conseguisse ler valores entre -20A a 20A. Contudo, devido à escassez de componentes, foi apenas possível encomendar sensores capazes de ler valores entre -10A e 10A. Além disso, é necessário um divisor resistivo para reduzir a tensão a entrar no microcontrolador, dado que o sensor tem valores na saída de até 5V. Considerando 3V como tensão máxima do divisor resistivo, de modo a simplificar os cálculos e criar uma margem de segurança, apresentam-se as seguintes relações:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3}{15}\frac{1}{3} \tag{4.16}$$

$$3 * R_2 = (R_1 + R_2) \tag{4.17}$$

$$2 * R_2 = R_1 \tag{4.18}$$

Uma relação de 2:1 é suficiente para o efeito, como, por exemplo, $1k\Omega$ e 500Ω.

4.3 Conversor *Boost*

Devido à alteração de requisitos do projeto, com a adição de um BMS, o projeto de um conversor *boost* não foi possível, bem como as funções associadas a este. De forma a contornar esse facto e poder validar a funcionalidade do sistema de carregar baterias, será utilizada um conversor *boost* comercial com tensão de saída variável.

4.4 Desenvolvimento das PCBs

Nesta secção, será tratado o desenvolvimento das PCBs dos dois circuitos, procurando explicar a organização e o racional por trás de cada uma delas.

Os circuitos de potência irão suportar correntes de até 10A, pelo que 0.4mm de espessura das ligações não é suficiente para suportar tais valores. Como tal, serão utilizadas ligações de 4mm de espessura sempre que possível. Como a corrente é pulsada, a espessura será mais do que suficiente para aguentar as exigências dos circuitos

Foi também imposto que as placas tivessem uma área máxima de 100mm x 100mm, de modo a minimizar os custos de produção das mesmas.

4.4.1 BMS

A PCB do BMS irá acomodar o circuito de potência e de comando, que também inclui o microcontrolador XMC4500 a utilizar. Adicionalmente, serão realizadas ligações para um *header* de 4 pinos que irão ligar à placa do conversor *Buck-Boost*, sendo essas ligações um *ground*, o sinal PWM a enviar para o conversor e a tensão da bateria e corrente da bobine a ser recebida.

O raciocínio de organização da PCB passa por condensar o circuito de potência a uma secção da placa, sendo que o circuito de comando e restantes elementos se poderão distribuir ao longo da mesma.

4.4.1.1 Circuito de potência

Em relação ao circuito de comando, este é constituído pelos indutores, os MOSFETS, e saída onde se ligam os terminais dos condensadores. A distância de ligação entre estes elementos deverá ser minimizada de modo a reduzir interferências indutivas e perdas. Como tal, as bobines foram posicionadas em linha, com os MOSFETS associados a cada uma destas imediatamente abaixo, no verso da placa. As interfaces com os condensadores são vias com um furo de 3mm de diâmetro, de modo a se poder aparafusar os olhais dos cabos que se irão ligar aos terminais dos LICs. A figura 4.11 apresenta as ligações de um dos conjuntos do circuito potência, assim como a *driver* dos MOSFETS, que será melhor abordada infra.

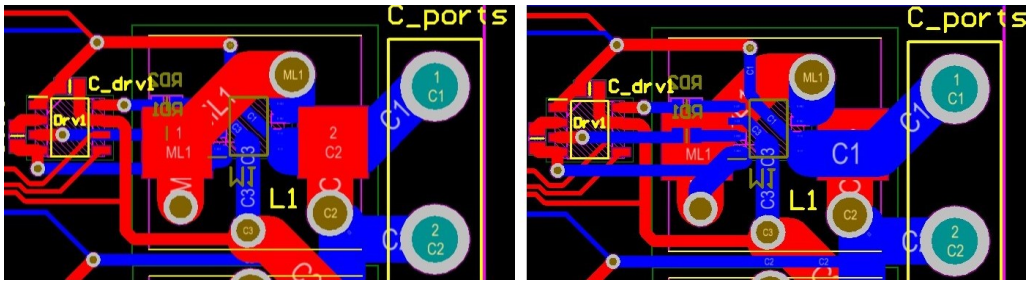


Figura 4.11: *Routing* entre a bobine, o furo para ligação dos LICs, os MOSFETs e respetivas drivers: *top layer* a) e *bottom layer* b)

4.4.1.2 Circuito de comando

O circuito de comando é constituído pelas *drivers* dos MOSFETS, os acopladores óticos ligados a cada um, os circuitos de medição da tensão dos LICS, o microcontrolador, e ligações extra para o conversor Buck-Boost

Para ligar o microcontrolador à placa, foram utilizados 2 *headers* 2x20, correspondentes aos pinos do XMC4500. Entre estes, foram distribuídos os acopladores óticos, numa tentativa de otimizar o espaço da placa.

As entradas dos acopladores foram ligadas aos pinos das *headers* correspondentes a P0.4 e P0.9 no microcontrolador, as saídas dos sinais PWM. A figura 4.12 demonstra a ligação destes

componentes, bem como das várias resistências e condensadores necessários ao seu funcionamento:

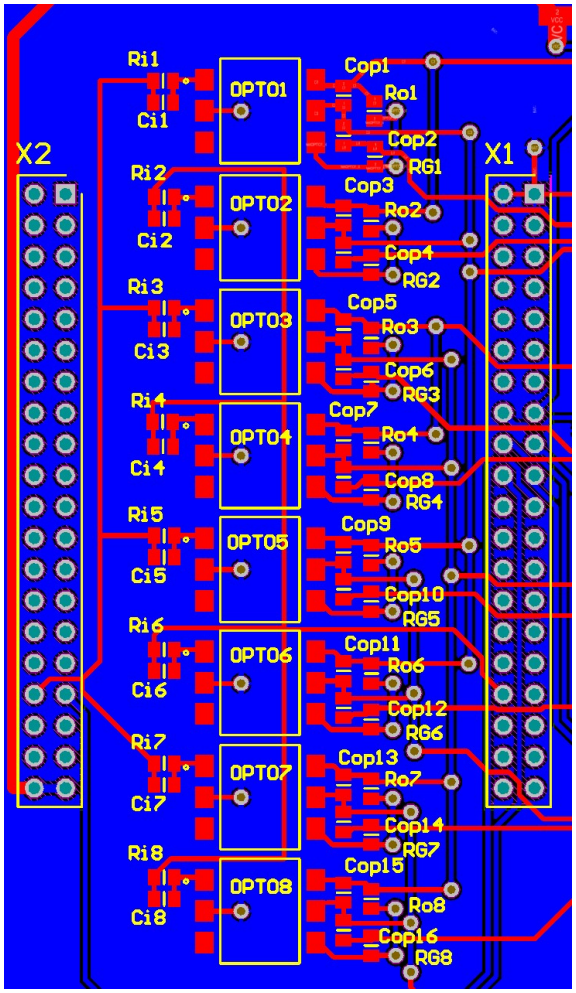


Figura 4.12: Secção da PCB correspondente às *headers* de ligação ao microcontrolador e aos acopladores óticos

As saídas os acopladores seguem até às entradas das drivers de meia ponte, sendo depois roteadas até aos MOSFETS. Estas *drivers*, bem como os acopladores associados a cada, são alimentados pelos 2 condensadores que balanceiam.

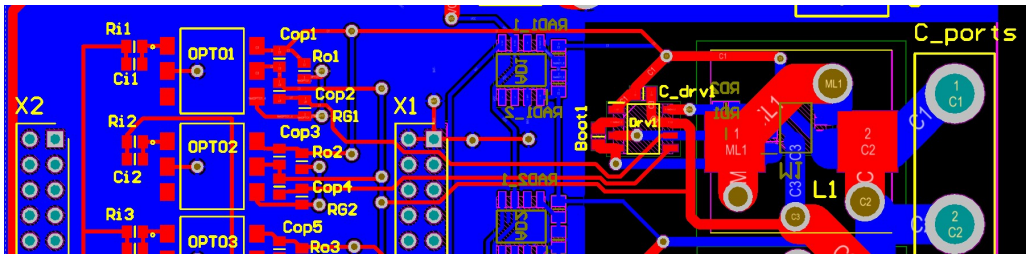


Figura 4.13: Secção da PCB correspondente ao circuito de comando para dois LICs

No verso da placa também se encontram os amplificadores de deteção de corrente, responsáveis pela aquisição da tensão dos LICS, juntamente com os seus divisores resistivos e ligados aos pinos dos *headers* correspondente às entradas de aquisição de sinal do microcontrolador.

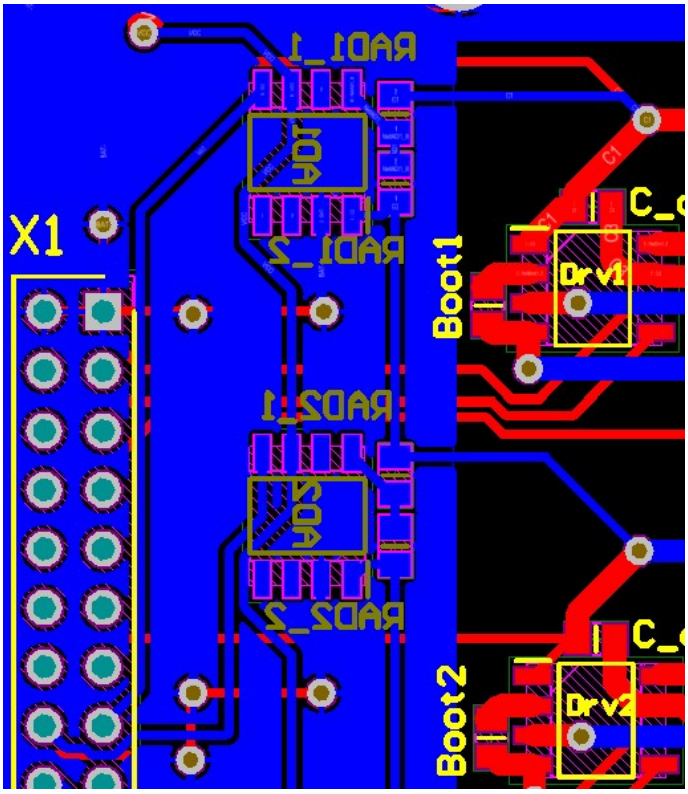


Figura 4.14: Secção da PCB correspondente à medição de tensão dos LICs por parte dos sensores de deteção de corrente

Dos *headers* também são roteados 3 sinais extra, a tensão da bateria, a corrente do indutor e o sinal de controlo do conversor *buck-boost*, juntamente com uma ligação a *ground*, a um *header* 1x4, destinado à ligação entre as placas do BMS e do Buck-Boost, dado que o mesmo microcontrolador vai controlar e monitorizar os dois circuitos.

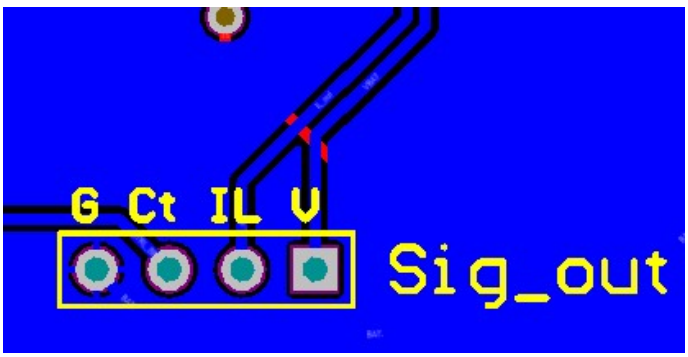


Figura 4.15: Secção da PCB correspondente ao *header* dos sinais a transferir para a PCB do conversor *Buck-Boost*

Por fim, é adicionado uma ligação entre a bateria de 12V e um regulador de 5V, de forma a alimentar todos os circuitos integrados que necessitam dessa tensão para operar.

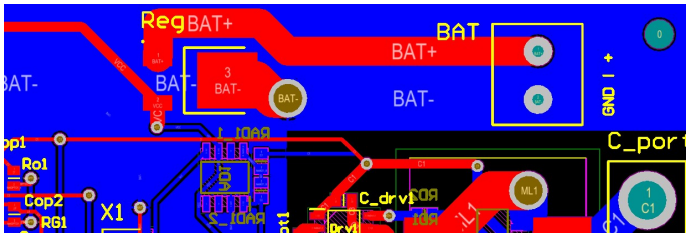


Figura 4.16: Secção da PCB correspondente à alimentação por parte da bateria e regulação da sua tensão para 5V

O esquemático da PCB podem se encontrado nos anexos, enquanto que o *layout* da PCB encontra-se na figura 4.17

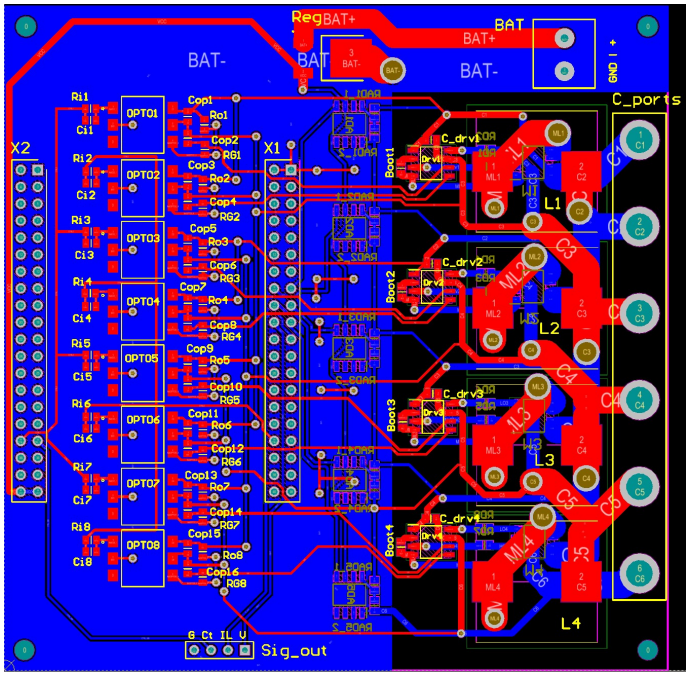


Figura 4.17: *Layout* da PCB completa do BMS

4.4.2 *Buck-Boost*

A placa do conversor *Buck-Boost* é de menor complexidade que a do BMS, dada o número menor de componentes e o facto de não acomodar o microcontrolador. Como tal, apenas foi utilizado a camada superior da PCB para montar os componentes.

Os sinais que saíram da PCB do BMS entram pelo topo desta, e são distribuídos entre a entrada do acoplador ótico, a saída do divisor resistivo para medição do *State of Charge* da bateria, e a saída do sensor da corrente na bobine

O acoplador ótico é por sua vez alimentado a 5V através de um regulador de tensão alimentado pela bateria, juntamente com a driver de MOSFET que recebe o sinal que sai do acoplador. Este por sua vez é conectado à *gate* do MOSFET. O circuito de comando é apresentado na figura 4.18:

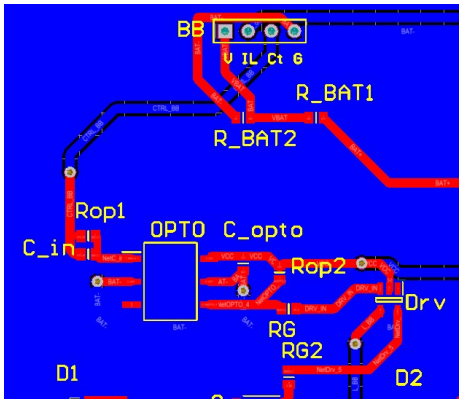


Figura 4.18: Secção da PCB correspondente ao circuito de comando do conversor *Buck-Boost*

A entrada e saída do conversor foram situadas do lado direito da placa, numa tentativa de organizar as ligações exteriores às PCBs.

O circuito de potência é constituído pelo MOSFET, o díodo *Schottky*, a bobine, o condensador, e as entradas e saídas do circuito de potência. Na saída da bobine é localizado o sensor de corrente que mede envia o sinal da sua saída ao *header* de 4 pinos. Entre a entrada dos LICs e o MOSFET foi instalado um díodo, de modo a impedir um fluxo de corrente no sentido inverso.

À semelhança do BMS o esquemático da PCB encontra-se nos anexos, enquanto que o *layout* da PCB encontra-se na figura 4.19:

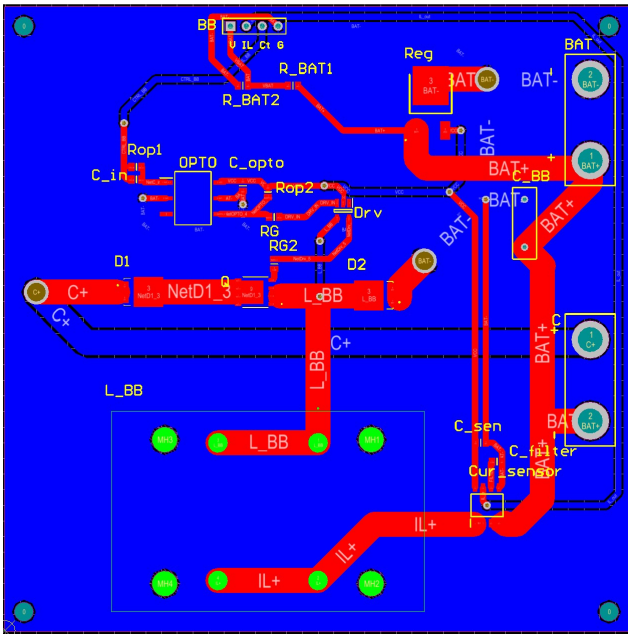


Figura 4.19: *Layout* completo da PCB do conversor *Buck-Boost*

Capítulo 5

Programação do microcontrolador

Este capítulo consiste na programação do microcontrolador XMC4500 utilizado, com recurso à ferramenta de desenvolvimento DAVE IDE. Adicionalmente, será tratado o projeto de uma interface gráfico de controlo e monitorização associada ao programa desenvolvido.

5.1 Esquema do programa de controlo e monitorização

A programação do microcontrolador seguiu uma lógica que se procura representar na figura 5.1. Em resumo, são programados pinos ADC que são sujeitos a um filtro de *sliding window* e cujos valores são ajustados por uma função de calibração. Os sinais PWm do BMS estão associados a um controlo manal na interface gráfica e associados a uma função de *soft turn off*, ao passo que o sinal PWM do conversor Buck tem o seu duty-cycle controlado manualmente ou por um controlador PI.

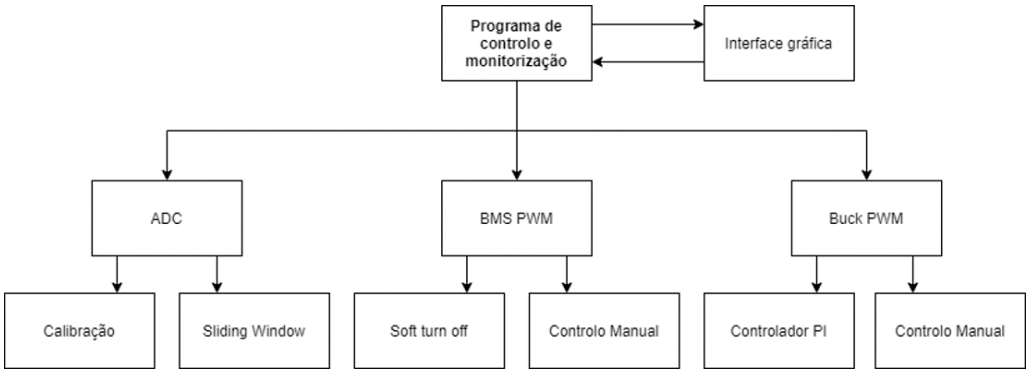


Figura 5.1: Esquema representativo da organização do programa desenvolvido

5.2 Configuração dos sinais PWM

O funcionamento correto do BMS prevê a utilização de dois sinais PWM, desfasados em 180º. Outra consideração relevante é de que estes sinais precisam de sair do microcontrolador invertidos, uma vez que os acopladores óticos invertem os sinais da sua entrada na saída.

A figura 5.2 demonstra o método de geração de sinais PWM a ser utilizado, e a figura 5.3 mostra as configurações no DAVE IDE que o replicam:

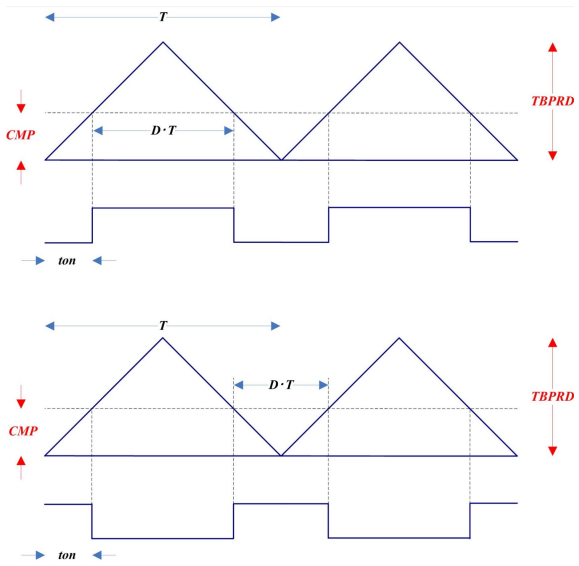


Figura 5.2: Geração de sinais PWM *Center alligned* e simétrico [42]

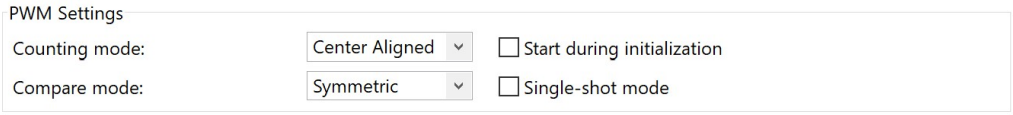


Figura 5.3: Configuração dos sinais PWM *Center alligned* e simétrico

Os sinais PWM são gerados a partir de ondas dente-de-serra ou, neste caso, triangulares, normalmente com uma amplitude compreendida entre 0 e 1, e um sinal constante usado na comparação com a onda geradora. Este sinal é tipicamente designado por *compare*.

Ao longo do tempo, quando a amplitude da onda geradora se cruza com o *compare*, o estado do sinal PWM é alterado.

A APP PWM_CCU8 DAVE IDE permite configurar quando a alteração do estado ocorre, quer antes ou depois de se cruzar com o *compare*. Com a onda triangular, se um dos sinais sofrer alteração antes do cruzar com o *compare*, e o outro sinal sofrer depois, o resultado traduz-se em dois sinais desfasados em 180º. Contudo, um deles tem de ter um valor de compare para um *duty-cycle* D e outro para o *duty-cycle* 1-D.

No que toca à inversão dos sinais, o DAVE IDE permite definir o estado passivo dos sinais antes ou depois da comparação como LOW ou como HIGH. Para a aplicação considerada, este estado será definido como HIGH. A figura 5.6 apresenta as definições utilizados no DAVE:



Figura 5.4: Definição do estado passivo e nível passivo dos sinais PWM

Após a configuração dos sinais, é necessário definir os eventos e interrupções do programa, de modo a que os sinais PWM sejam gerados e capazes de dinamicamente alterar o *duty-cycle* e a frequência se necessário. Para isso, foi necessário associar o evento a uma interrupção do programa. A rotina de interrupção a utilizar será a mesma a utilizar pela leitura dos diferentes valores dos ADCs - *Adc_Measurement_Handler*, a qual será tratada a seguir.

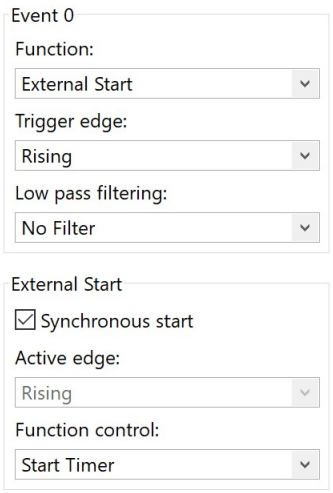


Figura 5.5: Definições para eventos externos

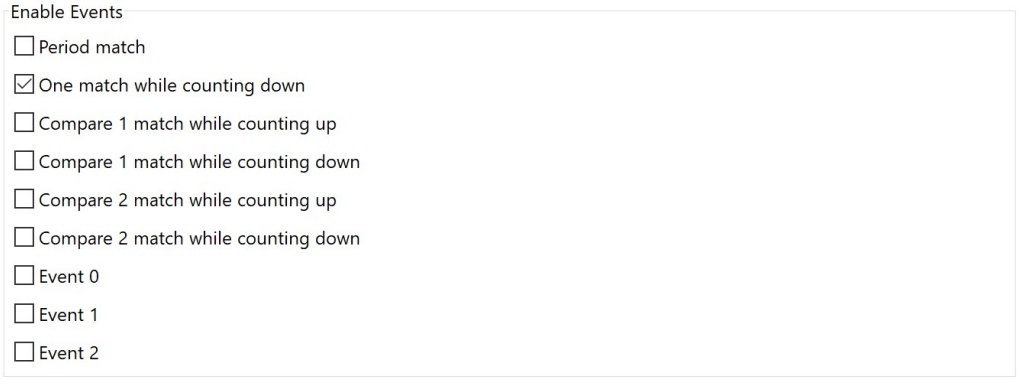


Figura 5.6: Definições para eventos periódicos

A configuração do sinal PWM do conversor *Buck-Boost* é idêntica à dos sinais PWM do BMS, com a diferença de ser só um sinal em vez de 2 desfasados em 180º.

Na função *Adc_Measurement_Handler*, as alterações de frequência e *duty-cycle* são conseguidas através das funções PWM_CCU8_SetFreqSymmetric e PWM_CCU8_SetDutyCycleSymmetric,

exemplificadas na figura 5.7. No im, são limpas as *flags* para continuar o normal funcionamento do programa.

```
98  /*Changing PWM parameters*/
99
100 //BMS
101 PWM_CCU8_SetFreqSymmetric(&PWM_CCU8_0, freq_BMS); //Sets BMS PWM frequency
102 PWM_CCU8_SetDutyCycleSymmetric(&PWM_CCU8_0, XMC_CCU8_SLICE_COMPARE_CHANNEL_1, (100*duty_BMS));//Sets BMS PWM 1
103 PWM_CCU8_SetDutyCycleSymmetric(&PWM_CCU8_0, XMC_CCU8_SLICE_COMPARE_CHANNEL_2, 10000-(100*duty_BMS));//Sets BMS PWM 2
104
105 //Buck_Boost
106 PWM_CCU8_SetFreqSymmetric(&PWM_CCU8_1, freq_BB); //Sets BuckBoost PWM frequency
107 PWM_CCU8_SetDutyCycleSymmetric(&PWM_CCU8_1, XMC_CCU8_SLICE_COMPARE_CHANNEL_1, (100*duty_BB));//Sets BuckBoost PWM
108
109 //Clearing interrupt flags
110 PWM_CCU8_ClearEvent(&PWM_CCU8_0, XMC_CCU8_SLICE_IRQ_ID_ONE_MATCH);
111 PWM_CCU8_ClearEvent(&PWM_CCU8_1, XMC_CCU8_SLICE_IRQ_ID_ONE_MATCH);
112
```

Figura 5.7: Excerto de código relativo aos ajustes de frequência e duty-cycle dos sinais PWM

5.3 Configuração dos ADCs

De forma a monitorizar a tensão dos LICs durante o funcionamento do BMS, assim como a tensão da bateria e corrente a atravessar a bobine no conversor *Buck-Boost*, de modo a programar um controlador PI, é essencial a programação de entradas do microcontrolador capazes de ler estes valores através de Analog-to-Digital Converters. Para o efeito, é utilizada a APP ADC_MEASUREMENT disponível no DAVE IDE. Serão necessárias sete entradas para monitorizar todos os valores: cinco destas serão utilizadas para monitorizar a tensão dos LICs, uma para a tensão da bateria e mais uma para a corrente da bobine. A figura 5.8 mostra a configuração geral da APP e a figura 5.9 representa os nomes atribuídos a cada um dos canais do ADc:

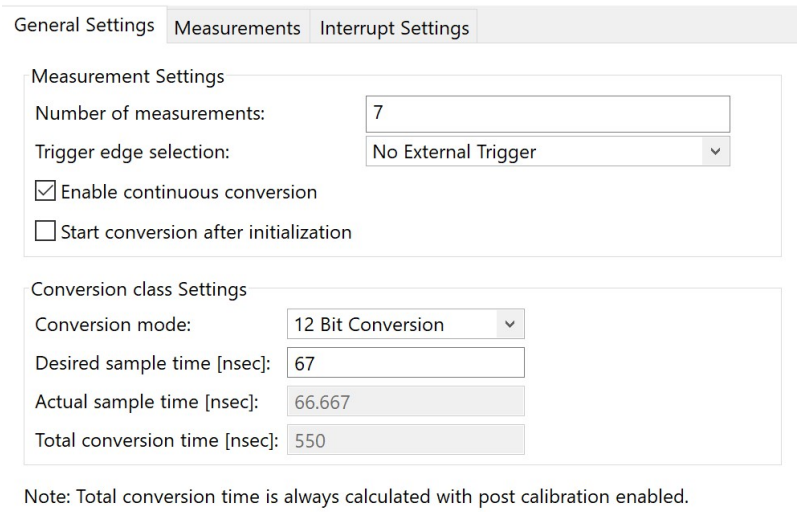


Figura 5.8: Definições gerais do ADC

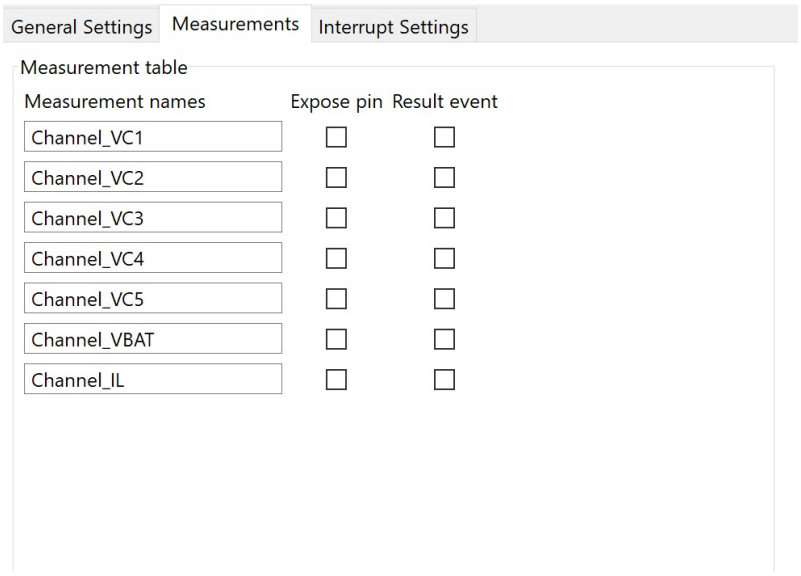


Figura 5.9: Designação dos diferentes canais do ADC

Para terminar a configuração da APP, é ativada a rotina de interrupção associada a esta, designada de Adc_Measurement_Handler, demonstrada na figura 5.10. Esta rotina de interrupção vai chamar a função que incorpora a maior parte da programação dos dois circuitos.

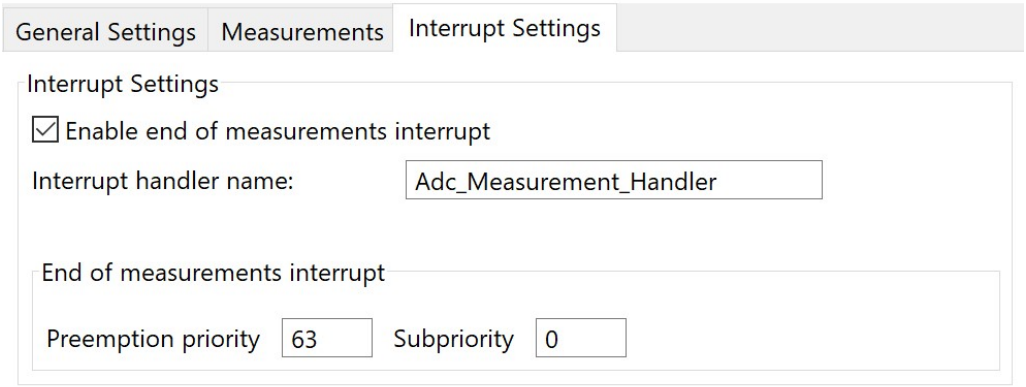


Figura 5.10: Ativação da rotina de interrupção do ADC

Do lado da programação, é criada a função associada à interrupção, do mesmo nome. As primeiras operações a efetuar são as medições das entradas, começando pelo BMS, e depois pelo *Buck-Boost*, com o cuidado de reativar a conversão dos canais. O excerto de código é apresentado na figura 5.11.

```
void Adc_Measurement_Handler(void)
{
    /*Read out conversion results for LIC Voltages */
    VC1 = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VC1)*4.125/4095;
    VC2 = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VC2)*4.125/4095;
    VC3 = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VC3)*4.125/4095;
    VC4 = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VC4)*4.125/4095;
    VC5 = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VC5)*4.125/4095;

    /*Read out conversion results for Battery Voltage an Inductor Current*/
    VBAT = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_VBAT)*3/4095;
    IL = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_IL)*20/4095-10;

    /*Re-trigger conversion sequence*/
    ADC_MEASUREMENT_StartConversion(&ADC_MEASUREMENT_0);
```

Figura 5.11: Excerto de código relativo à aquisição dos valores dos diferentes canais do ADC

5.4 Filtro de *sliding window*

De forma a estabilizar os valores a serem lidos pelos ADCs, foi implementado um filtro de *sliding window*, cujo código se encontra na figura 5.12. Este filtro funciona realizando uma média dos ultimos valores lidos pelo ADC, começando pelo somatório desses valores, seguido da divisão desse somatório pelo número de valores somados. O número de valores a serem utilizados na média pode ser alterado conforme as necessidades do sistema

```
109     //sliding window
110     if(window_counter<window_size)
111     {
112         VC1_sum += VC1_read;
113         VC2_sum += VC2_read;
114         VC3_sum += VC3_read;
115         VC4_sum += VC4_read;
116         VC5_sum += VC5_read;
117         VBAT_sum += VBAT_read;
118         IL_sum += IL_read;
119 
120         window_counter++;
121     }
122     else
123     {
124         VC1=VC1_sum/window_size*3.3/4095*1.2951-0.3841;
125         VC2=VC2_sum/window_size*3.3/4095*1.62723-0.9456;
126         VC3=VC3_sum/window_size*3.3/4095*2.1015-1.6778;
127         VC4=VC4_sum/window_size*3.3/4095*2.757-3.5293;
128         VC5=VC5_sum/window_size*3.3/4095*VC5_sum/window_size*3.3/4095*0.4489
129                 -VC5_sum/window_size*3.3/4095*1.0687 +2.5821;
130 
131         VBAT=VBAT_sum/window_size*3.3/4095*5.6154+0.0693;
132         IL=IL_sum/window_size*3.3/4095*8.0102-13.864;
133 
134         VC1_sum = 0;
135         VC2_sum = 0;
136         VC3_sum = 0;
137         VC4_sum = 0;
138         VC5_sum = 0;
139         VBAT_sum = 0;
140         IL_sum = 0;
141 
142         window_counter=0;
143     }
```

Figura 5.12: Excerto de código relativo ao filtro de *sliding window* dos ADCs

5.5 Ativação e desativação do BMS

O BMS estará em funcionamento durante o carregamento e descarga dos LICs. De forma a simplificar o processo, foi implementado um botão virtual que permite a ativação e desativação do sistema. Quando este botão desativa o circuito, este irá efetuar tal operação reduzindo gradualmente o duty-cycle dos sinais PWM até atingir 0%. Isto foi assim projetado de modo a proteger os MOSFETs do circuito de potência. A figura 5.13 ilustra o excerto de código desenvolvido.

```
158     //turns off BMS when the BMS button is off
159
160     if(btn_BMS==0)
161     {
162         if(i<10000)
163             i++;
164         else
165         {
166             if(duty_BMS>0)
167                 duty_BMS--;
168             i=0;
169         }
170
171     }
172     else
173         duty_BMS=duty_BMS_default;
174
```

Figura 5.13: Excerto de código relativo à ativação e *soft turn off* do BMS

5.6 Ativação e desativação do *Buck-Boost*

Analogamente ao BMS, o conversor *Buck-Boost* irá possuir um botão virtual que liga e desliga o conversor. Em adição a essa função, foi criado outro botão virtual para comutar entre controlo do duty-cycle manual e controlo do duty-cycle através de um controlador PI. Esse excerto de código é apresentado na figura 5.14.

```
97      //turns off BuckBoost conversion when the button is off
98      if(btn_BB==0)
99          duty_BB=0;
100     else
101         //Checks manual mode button state to turn on manual mode or auto mode (PI controller)
102         if(manual==0)
103             control();
104         else
105             duty_BB=duty_BB_default;
```

Figura 5.14: Excerto de código relativo à ativação e desativação do conversor *Buck-Boost* e do seu modo manual

5.7 Malha de controlo

A equação que define um controlador é a seguinte:

$$y(t) = e(t) * KP + KI * \int e(t)dt \tag{5.1}$$

Onde e(t) é o erro - a diferença entre o valor de referência e o valor de saída, y(t); KP e KI são os ganhos proporcional e integral, respetivamente.

Para discretização do sinal, existem 3 métodos, tratados infra.

5.7.1 *Forward Euler*

Para um dado instante t, a área entre o eixo temporal e a curva do erro é a seguinte:

$$A = (t - (t-1)) * e(t-1) \tag{5.2}$$

Considerando (t-(t-1)) como o tempo de amostragem do sinal, Ts:

$$A = Ts * e(t-1) \tag{5.3}$$

O integral da curva é dado por:

$$Integral = Integral + Ts * e(t-1) \tag{5.4}$$

5.7.2 *Backward Euler*

A lógica deste método de discretização é semelhante ao anterior, sendo que é utilizado o ponto na curva no instante atual, em vez do anterior:

$$A = Ts * e(t) \tag{5.5}$$

O integral da curva é dado por:

$$Integral = Integral + Ts * e(t) \tag{5.6}$$

5.7.3 Regra trapezoidal

Este método utiliza uma média entre os dois pontos no instante t e t-1 como o termo a multiplicar pelo tempo de amostragem:

$$A = Ts * ((e(t) + e(t-1))/2) \tag{5.7}$$

O integral da curva é dado por:

$$Integral = Integral + Ts * ((e(t) + e(t-1))/2) \tag{5.8}$$

Será utilizado este método para a programação do controlador. A validade destes cálculo pode ser observado através da trnasformação bilinear

5.7.3.1 Transformação bilinear

A discretização de um sinal dá-se pela substituição dos termos s no domínio de Laplace por $\frac{2}{T} * \frac{z-1}{z+1}$

Posto isto. o termo integrador no doínio de Laplace é dado por:

$$y(s) = e(s) * \frac{KI}{s} \tag{5.9}$$

Substituindo:

$$y(z) = e(z) * KI * \frac{T}{2} * \frac{z+1}{z-1} \tag{5.10}$$

Fazendo a seguinte substituição:

$$\frac{z+1}{z-1} = \frac{1+z^{(}-1)}{1-z^{(}-1)} \tag{5.11}$$

A equação fica:

$$y(z) * (1-z^{(}-1)) = e(z) * ki * \frac{T}{2} * (1+z^{(}-1) \tag{5.12}$$

Convertendo para o domínio dos tempos:

$$y(t) - y(t-1) = KI * \frac{T}{2} * (e(t) + e(t-1)) \tag{5.13}$$

Reordenando:

$$y(t) = y(t-1) + KI * \frac{T}{2} * (e(t) + e(t-1)) \tag{5.14}$$

Esta equação é equivalente à equação 5.8, validando os resultados

5.7.4 Rotina de controlo desenvolvida

O código desenvolvido, observável na figura 5.15, assemelha-se ás equações obtidas, com algumas diferenças. Primeiro, não é utilizado o termo T/2 para os cálculos. O valor do *duty-cycle* é multiplicado por 10000, pois a função que define o *duty-cycle* tem uma gama de valores entre 0 e 10000. Ao valor do *duty-cycle*, antes de multiplicar, é subtraído o valor da corrente na bobine, uma vez que esta é uma rotina de controlo por corrente. Por fim, é adicionado um pedaço de código que satura os valores do *duty-cycle* entre 0 e 10000, caso os cálculos ultrapassem estes valores.

Os valores de KP e KI serão obtidos de forma iterativa, à semelhança das simulações.

```
206 /* Buck Boost PI control routine */
207 void PIcontrol(){
208
209     error=Vref-VBAT;
210     integral=integral+error*KI +error_prev*KI;
211     error_prev=error;
212     duty_BB=100*((error*KP)+integral-IL);
213
214     if(duty_BB>100)
215         duty_BB=100;
216     if(duty_BB<0)
217         duty_BB=0;
218 }
```

Figura 5.15: Excerto de código relativo à rotina de controlo PI

5.8 Interface gráfica de controlo e monitorização

Para o desnvolvimento da interface gráfica de controlo e monitorização, foi utilizado um software complementar ao DAVE IDE designado de *Micrium µC/Probe XMC*. Este software comunica diretamente com o microcontrolador através do cabo USB e permite apresentar variáveis e sinais e alterar o valor das mesmas. A figura 5.16 apresenta a interface desenvolvida:

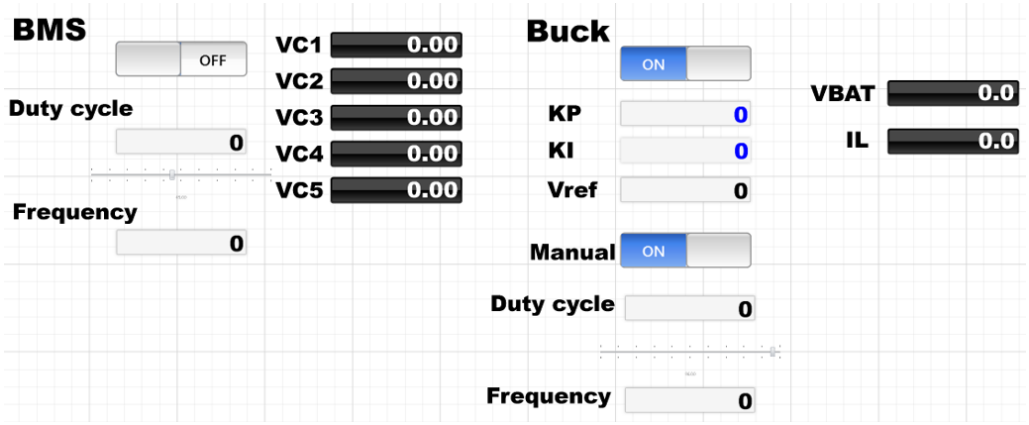


Figura 5.16: Interface gráfica de controlo e monitorização desenvolvida

O lado esquerdo diz respeito ao BMS e o lado direito ao conversor Buck Boost. A secção do BMS permite ligar e desligar o circuito, levando o duty-cycle a 0%, além de alterar o valor deste durante o funcionameto, bem como alterar a frequência dos sinais PWM respetivos. As caixas a preto apresentam as tensões de cada um dos LICs, de modo a que o utilizador possa monitorizar o estado do circuito.

A secção do conversor *Buck-Boost* tem o mesmo botão de ligar e desligar do conversor, à semelhança do BMS. Possui também caixas onde se podem definir as constantes KP e KI do controlador PI, bem como a tensão de referência, e outro botão que permite ao utilizador operar o circuito em modo manual. O modo manual desliga o controlador PI e permite o ajuste manual do

duty-cycle por parte do utilizador. Por fim, é possível alterar a frequência do sinal PWM gerado. Do lado direito, monitoriza-se a tensão da bateria e a corrente a passar pela bobine.

Capítulo 6

Testes e Resultados

Neste capítulo serão apresentados os testes experimentais realizados, os resultados extraídos destes, bem como discussão e explicação dos mesmos.

6.1 BMS

Nesta secção, serão tratados os elementos necessários para o teste do circuito BMS, bem como os testes e resultados obtidos, com comentário dos mesmos.

6.1.1 Montagem do circuito

Segue-se infra uma descrição dos elementos utilizados no teste do circuito BMS.

6.1.1.1 PCB

Após a chegada das placas e dos seus componentes, realizou-se a montagem destes, tal como se encontra representado nas figuras 6.1 e 6.2.

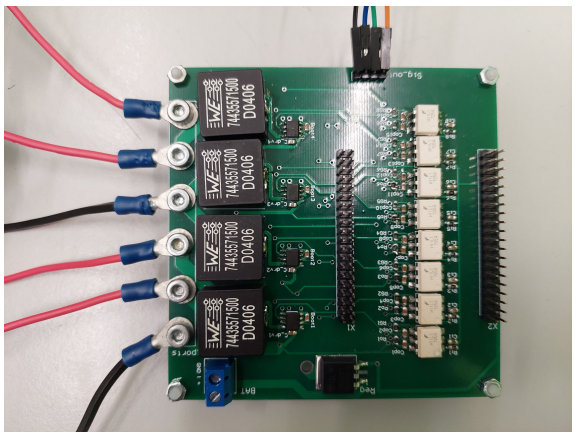


Figura 6.1: PCB desenvolvida para o BMS - frente

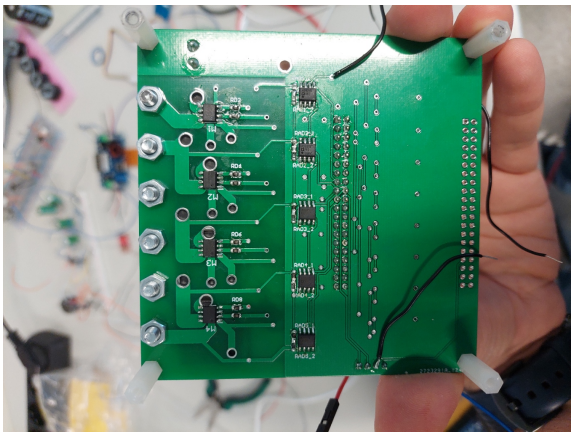


Figura 6.2: PCB desenvolvida para o BMS - verso

A versão atual da placa corrige os erros anteriormente identificados, nomeadamente o distanciamento entre os *headers* foi aumentado de 38mm para 43mm e a correção das ligações dos pinos dos *headers* às diferentes entradas.

É possível verificar, na figura 6.1, a existência de dois fios pretos a sair da placa. Estes fios são ligações a 5V e a *ground*, cujo propósito passa por alimentar o circuito de medição de tensões dos LIcs através de uma fonte de tensão, em vez de ligar a bateria à placa. O seu único propósito é apenas a agilização dos testes. Na versão atual, estes deixam de ser necessários, uma vez que os amplificadores são alimentados pelo microcontrolador.

6.1.1.2 Restantes elementos

No que diz respeito à restante da montagem, os LICs foram interligados com chapas de alumínio, isoladas com fita isoladora nas pontas para evitar curtos-circuitos, conforme se verifica na figura 6.3.

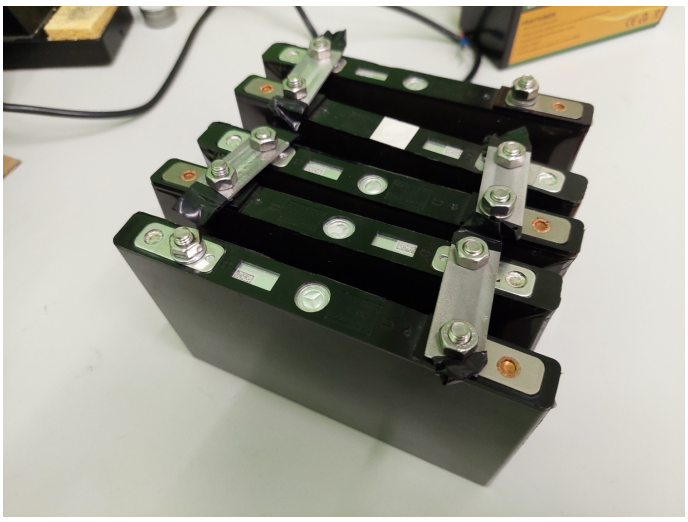


Figura 6.3: *Pack* de LICs a utilizar

Para a interligação entre a placa e os LICs, criaram-se cabos de 1.5 mm de espessura com olhais, que serão aparafusados aos terminais destes elementos, observáveis na figura 6.4. A estes cabos foram ligados posteriormente interruptores, para aumentar a segurança do sistema e para o poder desligar em caso de falhas de uma forma mais rápida.

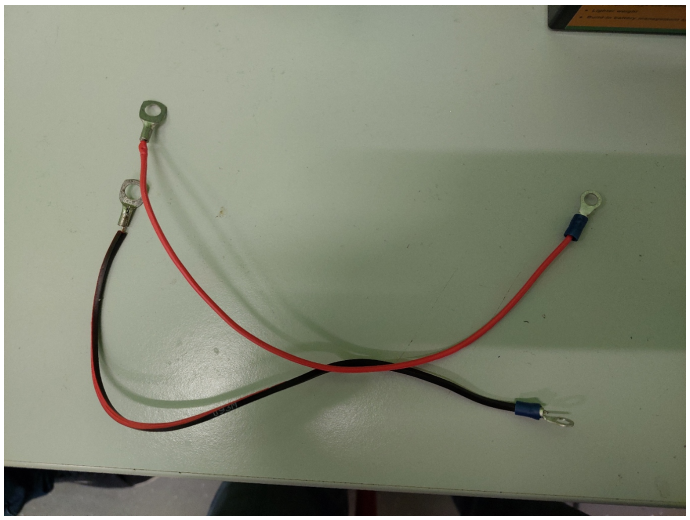


Figura 6.4: Cabos utilizados

Por fim, projetou-se um circuito de descarga, constituído por uma carga resistiva e um limitador de corrente, para serem realizados testes em descarga do BMS. Este circuito é constituído por um LM317, um regulador de tensão ajustável, na configuração *Precision Current-Limiter*, ilustrada na figura 6.5: [43].

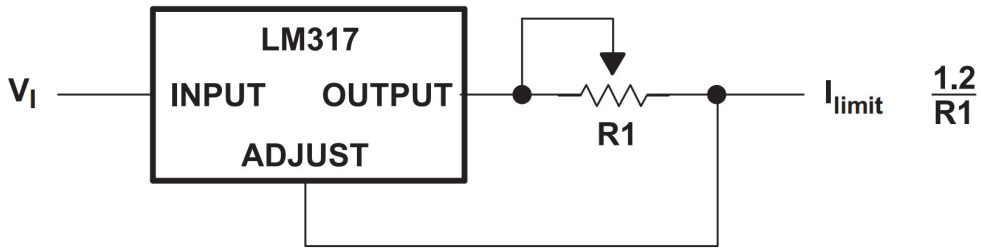


Figura 6.5: Configuração *Precision Current-Limiter* do LM317 [43]

Como é apresentado na figura, a corrente atravessada pelo circuito é limitada a $\frac{1.2}{R1}$. Utilizando uma resistência de 1Ω, limita-se assim a corrente a 1.2A.

A dissipação da energia é conseguida com recurso a resistências cerâmicas, desenhadas precisamente para dissipação energética sob a forma de calor.

O circuito apresenta-se na figura 6.6. Os fios azuis são ligados às resistências cerâmicas enquanto que os fios laranja e cinzento são ligados aos terminais positivo e negativo do *pack* de LICs, respetivamente. No final, este circuito foi apenas utilizado para descarregar de forma controlada os LICs para os preparar para a realização de testes.

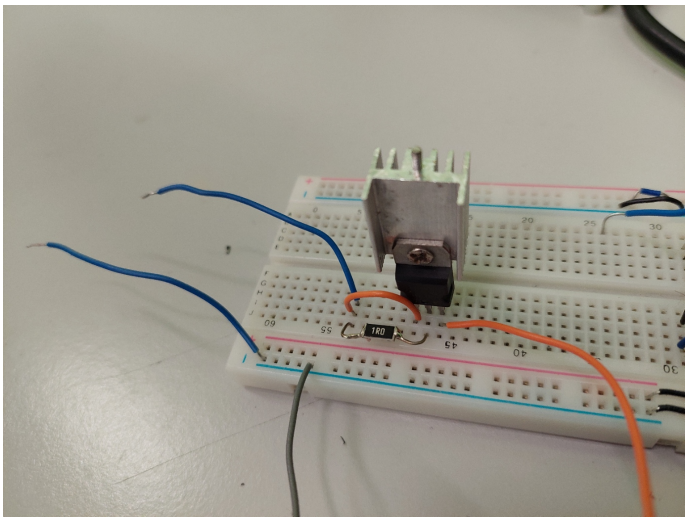


Figura 6.6: Circuito de descarga

Na primeira ronda de testes, verificou-se que os MOSFETs sobreaqueciam devido à sobretensão provocado pela desativação repentina do BMS. De forma a mitigar o fenómeno, foi implementada a função de *soft turn off* no programa de controlo, bem como a substituição dos MOSFETs de 10A por MOSFETs SQJB42EP-T1_GE3, representados na figura 6.7 de maior calibre e robustez.

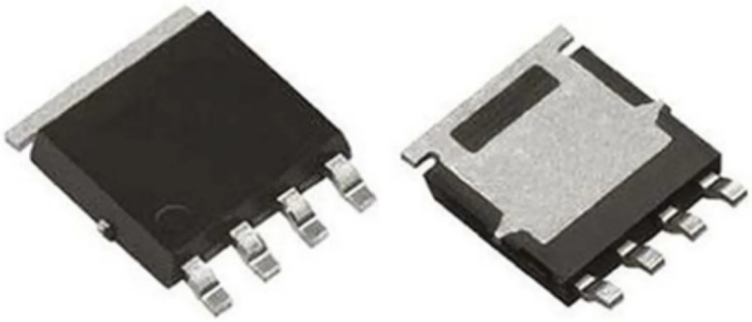


Figura 6.7: MOSFETs duplos SQJB42EP-T1_GE3

Por fim, foi retificado o espaçamento entre os *headers* de modo a que o microcontrolador possa ser conectado à placa. O novo esquemático da PCB pode ser visto na figura 6.8.

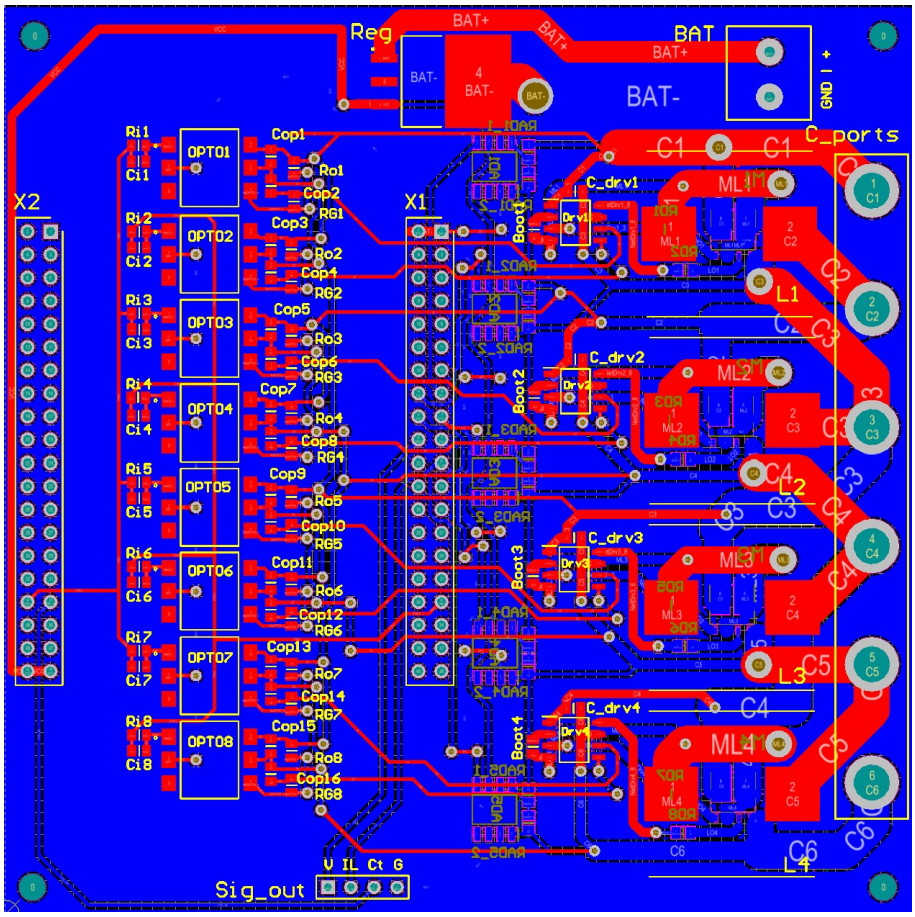


Figura 6.8: Circuito de descarga

6.1.2 Balanceamento do *pack*

O primeiro teste do circuito consistiu na ligação dos LICs à placa e ativar o balanceamento, com um *duty-cycle* de 43%. Este valor será utilizado para todos os testes subsequentes. As tensões foram medidas com recurso a um multímetro, devido ao mau funcionamento do circuito de monitorização, e para assegurar medições corretas. Os resultados dessa experiência encontram-se na tabela 6.1 e o gráfico correspondente na figura 6.9:

Tabela 6.1: Resultados do balanceamento das células por parte do BMS

Condensador	0s	60s	120s	180s	240s	300s	360s	420s	480s	540s	600s
1	3.32	3.3	3.28	3.27	3.25	3.24	3.23	3.21	3.2	3.19	3.17
2	3.26	3.23	3.21	3.19	3.17	3.15	3.13	3.12	3.1	3.09	3.07
3	3.38	3.34	3.32	3.32	3.31	3.3	3.29	3.27	3.26	3.25	3.24
4	3.26	3.21	3.2	3.22	3.22	3.22	3.21	3.17	3.19	3.19	3.19
5	3.14	3.12	3.11	3.12	3.11	3.11	3.11	3.1	3.1	3.1	3.1

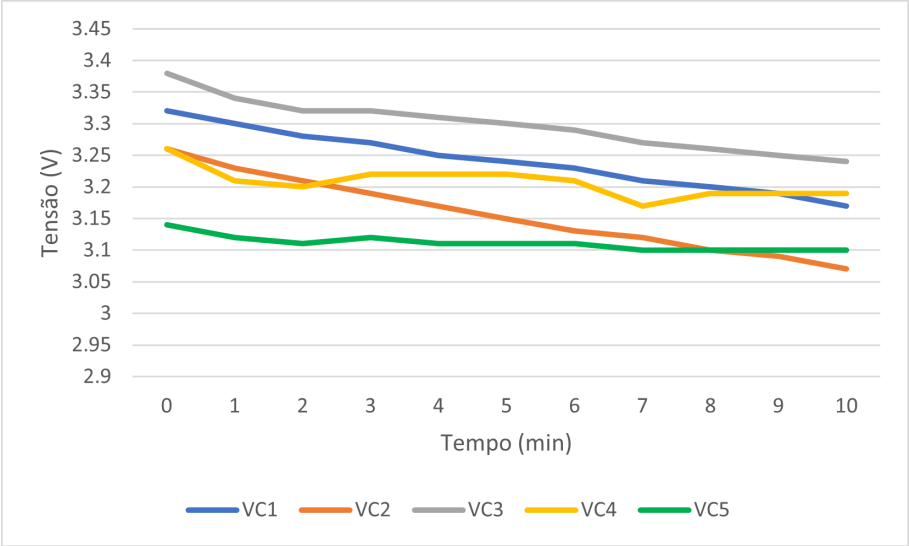


Figura 6.9: Curvas resultantes da tabela 6.1 relativas ao balanceamento das células por parte do BMS

Observando os resultados, verifica-se que existe uma descarga dos LICs por parte do circuito. Este cenário estava previsto nas simulações, embora possa ser agravado pela alimentação do circuito de potência por parte das células. Apesar disso, verifica-se uma tendência das tensões dos condensadores convergirem para um valor comum, validando o funcionamento correto do BMS.

Uma análise de perdas, onde se calcula a diferença entre a energia inicial do pack de LICs e a energia final revela um valor de perdas energéticas de 7.1% durante os 10 minutos de operação do circuito, reforçando a ideia de que este circuito deve apenas ser operado durante o carregamento e descarga das células.

6.1.3 Balanceamento durante o carregamento

Os próximos testes procuram retratar o balanceamento das células durante o carregamento. Estas serão carregadas com recurso a uma fonte de tensão que alimenta as células com uma corrente constante de 1A. Para efeitos de comparação, foi realizado o carregamento das células com o BMS desligado, com os resultados apresentados na tabela 6.2 e no gráfico da figura 6.10, seguido do teste de carregamento com balanceamento ativo, com os resultados apresentados na tabela 6.3 e no gráfico da figura 6.11:

Tabela 6.2: Tensão das células a serem carregadas - BMS desligado

Condensador	0s	60s	120s	180s	240s	300s
1	3.29	3.31	3.33	3.34	3.36	3.38
2	3.15	3.17	3.19	3.21	3.23	3.25
3	3.25	3.27	3.29	3.31	3.33	3.35
4	3.21	3.23	3.25	3.27	3.29	3.31
5	3.28	3.3	3.32	3.34	3.36	3.38

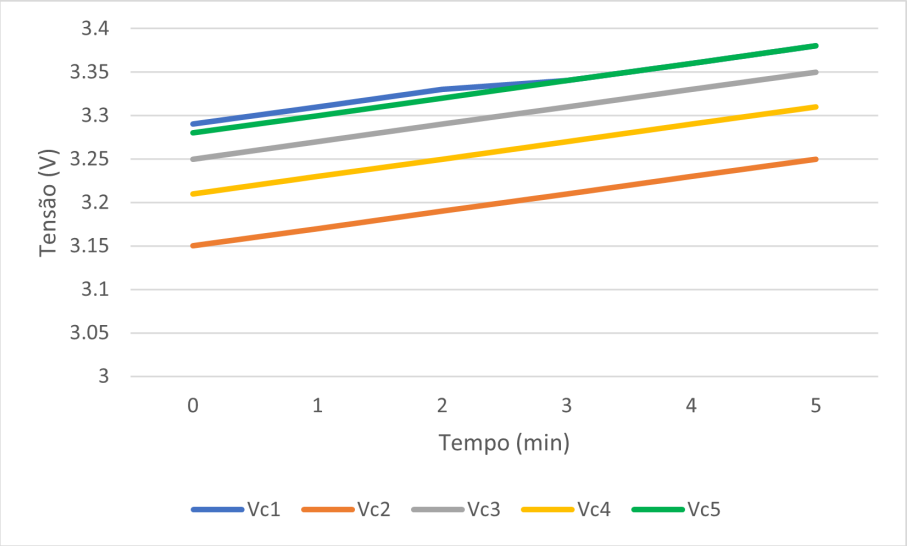


Figura 6.10: Curvas resultantes da tabela 6.3 relativas ao carregamento das células com o BMS desligado

Tabela 6.3: Tensão das células a serem carregadas - BMS ligado

Condensador	0s	60s	120s	180s	240s	300s	360s	420s	480s	540s	600s
1	3.21	3.22	3.23	3.24	3.25	3.26	3.27	3.28	3.29	3.3	3.31
2	3.09	3.12	3.15	3.18	3.2	3.23	3.23	3.23	3.24	3.25	3.25
3	3.26	3.27	3.27	3.28	3.28	3.28	3.28	3.28	3.29	3.3	3.3
4	3.2	3.21	3.22	3.23	3.24	3.23	3.24	3.25	3.26	3.27	3.27
5	3.14	3.2	3.22	3.23	3.26	3.24	3.25	3.26	3.28	3.29	3.29

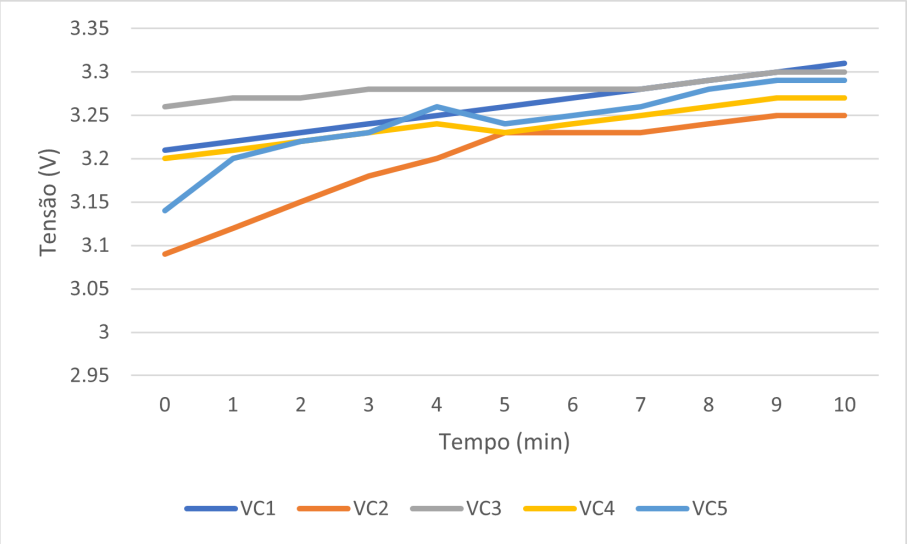


Figura 6.11: Curvas resultantes da tabela 6.3 relativas ao carregamento das células com o BMS ligado

Através da comparação dos dois gráficos, torna-se evidente o funcionamento do BMS.

Em relação a testes anteriores, onde havia um sobreaquecimento dos MOSFETs aquando do desligar do circuito, tornando-o inoperacional, verifica-se que a adição da rotina de *soft turn off*, bem como a substituição dos MOSFETs por outros de maior calibre, permitiu a anulação dos problemas observados, sendo que os MOSFETs operam agora a uma temperatura inferior em relação aos anteriores, estando "mornos"ao toque.

Procedeu-se à análise de eficiência do circuito, onde se compara a energia transferida pela fonte de tensão com a energia total do *pack* de LICs. Do instante 0 ao instante 4, verifica-se uma eficiência de 76%, e do instante 4 ao instante 10 uma eficiência de 34%. Isto indica que, quando as células estão relativamente balanceadas, a eficiência do circuito diminui significativamente. Recomenda-se então que o balanceamento seja desligado quando tal se verifica, de modo a aumentar a sua eficiência global.

6.1.4 Circuito de medição de tensões dos LICs

Neste teste, é utilizada uma fonte de tensão dupla, a placa do BMS, e um multímetro. Uma das saídas da fonte é ligada aos 5V e ao *ground* do circuito, enquanto que a restante saída é ligada aos diferentes terminais associados aos LICs, e é variada a tensão desta entre 2.2 a 3.8V, a gama de valores de tensão dos condensadores. Para cada tensão de entrada há uma tensão de saída de cada circuito amplificador de deteção de corrente, que será lido pelo multímetro. Esta tarefa será posteriormente realizada pelo microcontrolador, depois deste estar devidamente programado e calibrado para o efeito. Seguem-se os resultados na tabela 6.4 e no gráfico da figura 6.12:

Tabela 6.4: Tensão na saída dos amplificadores de deteção de corrente em relação à tensão de entrada

S	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9	3.0	3.1	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8
1	2	2.1	2.2	2.2	2.3	2.4	2.4	2.5	2.5	2.6	2.7	2.8	2.9	3	3.1	3.2	3.2
2	1.9	2	2.1	2.1	2.2	2.2	2.3	2.4	2.4	2.5	2.6	2.6	2.7	2.7	2.8	2.9	2.9
3	1.8	1.9	1.9	2	2	2.1	2.1	2.2	2.2	2.3	2.3	2.4	2.4	2.5	2.5	2.6	2.6
4	2.1	2.1	2.2	2.2	2.2	2.3	2.3	2.3	2.4	2.4	2.4	2.5	2.5	2.6	2.6	2.6	2.7
5	2	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.7	2.8	2.9	2.9	3	3.1	3.1	3.2	3.2

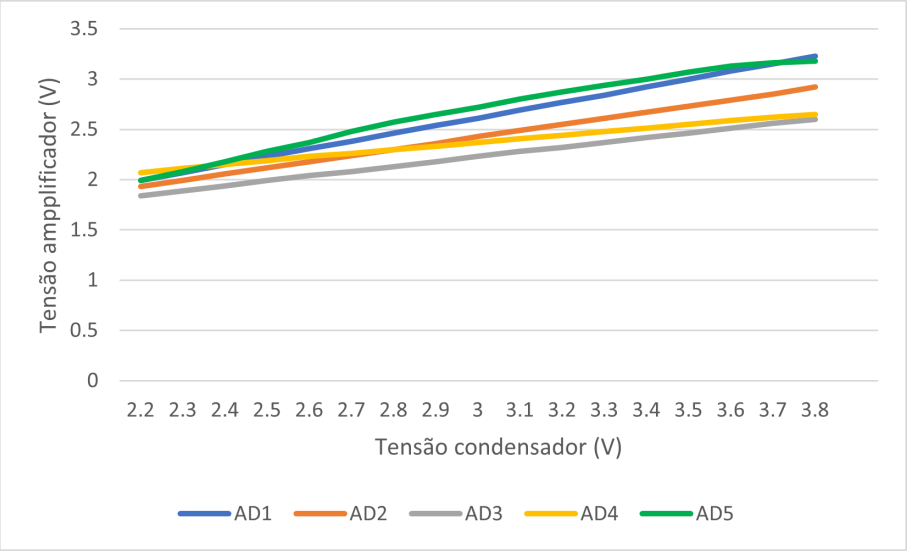


Figura 6.12: Curvas resultantes da tabela 6.4 correspondente à tensão de saída dos amplificadores de deteção de corrente em relação à tensão de entrada

Face aos resultados apresentados, observam-se desvios entre os 5 amplificadores. De notar também que os divisores resistivos tiveram de ser alterados, uma vez que cada amplificador subsequente apresentava uma tensão superior ao anterior. Outro fenómeno que foi testado posteriormente, com os condensadores todos ligados ao circuito, mostra que os amplificadores são afetados pelas tensões dos restantes condensadores, pelo que se conclui que a utilização de amplificadores de deteção de corrente não é desejável, sendo que se recomenda a substituição destes por amplificadores de tensão diferencial.

A funcionarem corretamente, os valores da regressão linear podem ser inseridos no programa do microcontrolador de modo a este ler as tensões dos LICs corretamente.

6.2 Conversor *Buck-Boost*

Os testes a serem realizados utilizam o mesmo pack de condensadores de iões de lítio e cabos apresentados nas figuras 6.3 e 6.4, respetivamente, bem como uma bateria de 12V 10Ah, apresentada na figura 6.13. A bateria não é a mesma a ser utilizada no protótipo final. Porém, o tamanho compacto justifica a sua utilização para os testes e o comportamento entre ambas as baterias é equivalente.



Figura 6.13: Bateria utilizada

Infelizmente, a placa projetada possui vários problemas, o que impossibilitou a realização de testes com alguma validade. O circuito de potência e o circuito de comando partilham o mesmo *ground*, o que representa um grande problema devido à configuração de um conversor *buck-boost*, à qual o terminal negativo da entrada está diretamente ligado com o terminal positivo da saída. De forma a reparar os erros do projeto, cortaram-se as ligações a *ground* dos circuitos de comando e interligaram-se entre si, criando um novo *ground* isolado do circuito de potência. Além disso, ligou-se um díodo STPS10H100C direcionado do terminal negativo da entrada para o terminal positivo da saída, de modo a cortar um fluxo de corrente contrário ao necessário. Também removeu-se o condensador eletrolítico, com o intuito de melhorar o funcionamento do conversor. As extensas modificações podem-se verificar na figura 6.15:

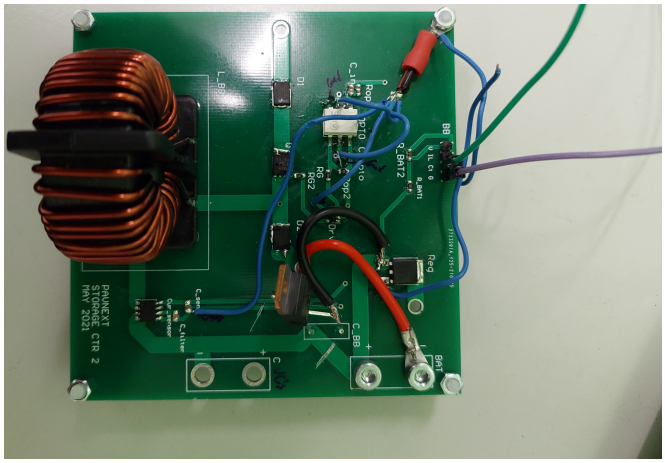


Figura 6.14: Placa do conversor Buck-Boost modificada

Após as modificações, verificou-se o funcionamento do circuito de comando. A figura mostra o sinal proveniente do dreno do MOSFET, após sr aplicado um sinal de comando PWM com *duty-cycle* de 10%, medido com recurso a um osciloscópio. Verifica-se que o circuito de comando está

a operar corretamente.

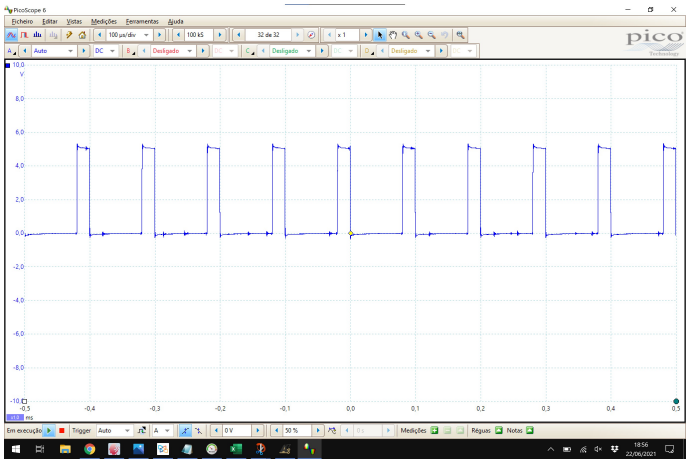


Figura 6.15: Sinal relativo ao dreno do MOSFET

Quanto ao circuito de potência, até depois das modificações, ainda estava a ocorrer curtos circuitos indevidos, sobreaquecendo a placa num dos terminais da bobine. O circuito de potência não foi mais testado, com o receio de danificar os LICs ou a bateria.

6.3 Conversor *Buck*

Face aos problemas detetados, foi repensado todo o circuito de potência, projetando assim um conversor *Buck* reutilizando os componentes do conversor *Buck-Boost*.

6.3.1 Simulações

De modo a validar o funcionamento correto deste, foi simulado o circuito com os mesmos valores da bobine e do condensador do anterior conversor. O esquema e resultados da simulação podem ser vistos nas figuras 6.16 e 6.17

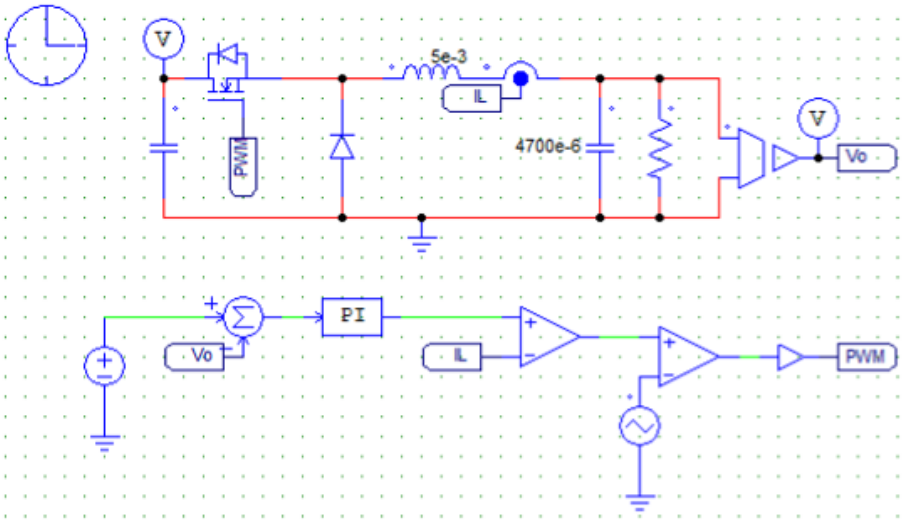


Figura 6.16: Esquema de simulação do conversor *Buck*

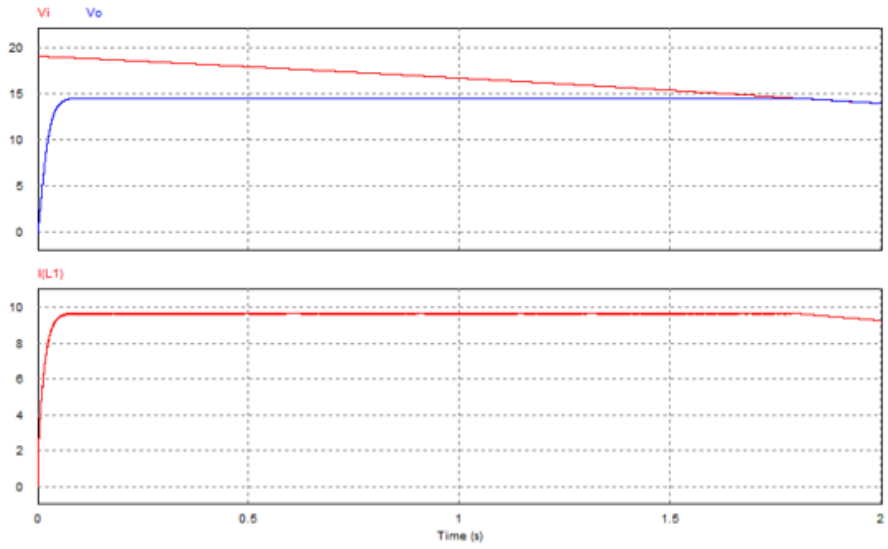


Figura 6.17: Esquemático da PCB do conversor *Buck*

Pode-se verificar pelos resultados de simulação que a tensão de saída mantém-se constante enquanto a tensão de entrada desce, bem como a corrente na bobine, sendo que descem apenas quando a tensão de entrada é menor que a tensão de saída, uma vez que o conversor *Buck* não eleva tensões.

6.3.2 Desenvolvimento da PCB e protótipo funcional

Feitas as simulações, foi projetada uma nova PCB, reutilizando os componentes do conversor *Buck-Boost* e reaproveitando o circuito de comando e monitorização deste. Segue-se o o esquemático da PCB desenvolvida na figura 6.18.

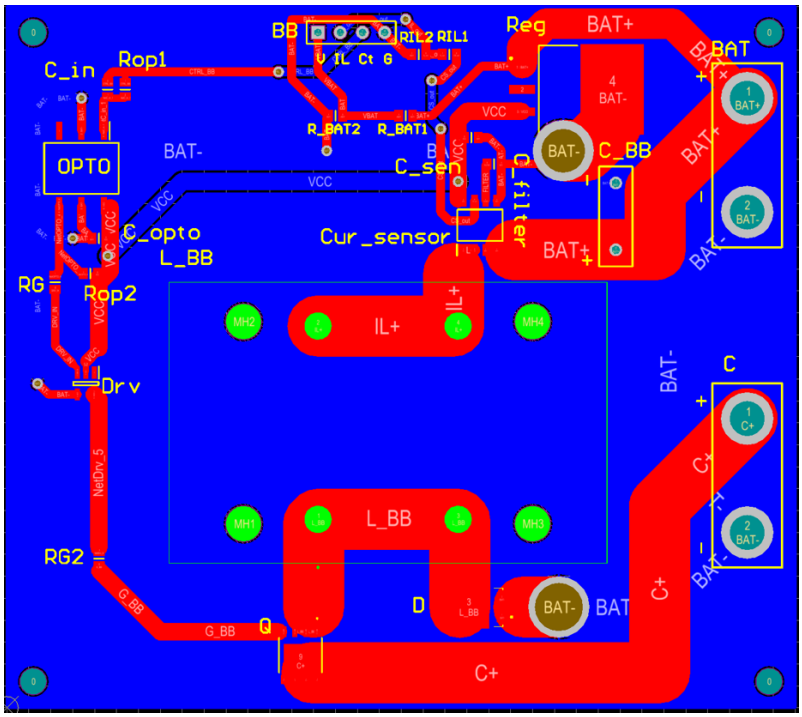


Figura 6.18: Esquemático da PCB do conversor *Buck*

Após a montagem desta, verificou-se que ainda existiam problemas no circuito de potência do conversor, relacionados com a partilha de *grounds*. Neste sentido, foram feitas modificações na placa na forma a isolar o circuito de comando e circuito de potência, pelo que o sistema ficou a funcionar dentro do esperado. No entanto, devido ao isolamento dos circuitos, a solução encontrada para medir a tensão da bateria, um divisor resistivo, deixou de ser viável para o efeito. Uma maneira de resolver este problema seria a adição de um amplificador de deteção de corrente ou de tensão diferencial. A PCB pode ser vista na figura 6.19.

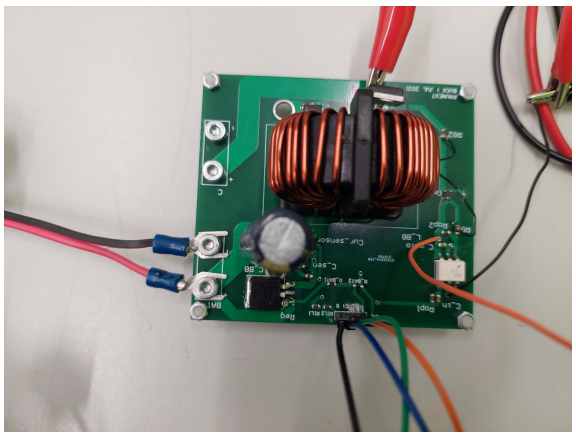


Figura 6.19: PCB do conversor *Buck*

6.3.3 Teste de transferência de energia dos LICs para a bateria

Após validado o funcionamento do conversor *Buck*, foi realizado o teste de descarga das células para a bateria, com o BMS ligado e o conversor Buck a operar com um duty-cycle de 95%. Não foi utilizado o controlador PI dado que não era possível ler a tensão da bateria, como já foi mencionado anteriormente. Segue-se na figura 6.20 os resultados obtidos.

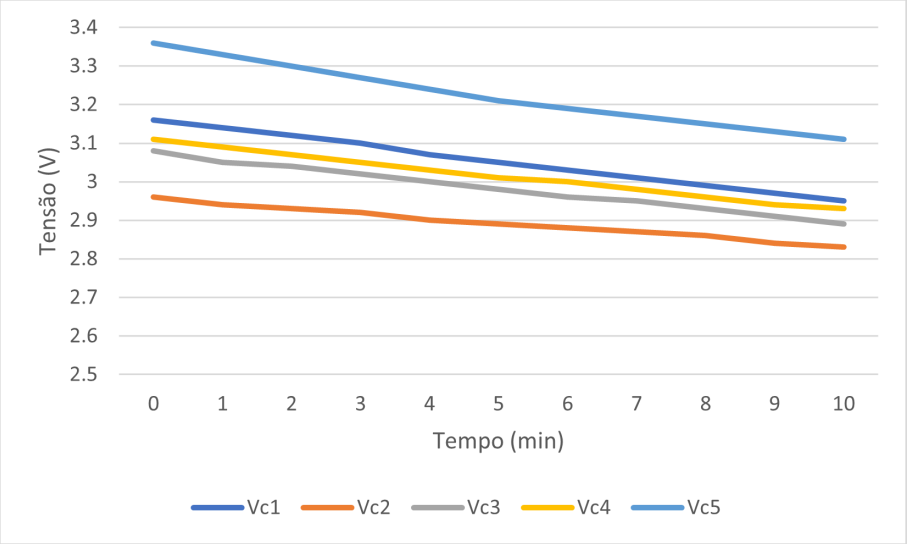


Figura 6.20: Resultados do balanceamento das células durante a descarga para a bateria

Pode-se verificar pelos resultados que o balanceamento das células é muito menos pronunciado em relação aos testes anteriores, um resultado comparável aos resultados de simulação apresentados na figura 3.4.

Em relação à bateria, esta elevou a sua tensão de 11.87V para 11.98V, validando o funcionamento do conversor BUck. No entanto, a corrente a passar na bobine era relativamente baixa, cerca de 600mA. Isto deve-se á diferença de tensões entre a bateria e o pack de LICs ser relativamente baixa mas principalmente deve-se à bobine utilizada, sendo que uma de indutância menor permitiria um melhor funcionamento do circuito.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo dão-se as conclusões da dissertação e são perspetivados desenvolvimentos futuros deste projeto.

7.1 Conclusões

Este projeto teve como objetivos a implementação de um sistema de controlo e monitorização do armazenamento de energia elétrica para o módulo de geração de energia da Pavnext.

Começou-se pela definição dos objetivos da dissertação. Como já foi aludido previamente, alguns dos aspetos da implementação tiveram de ser substituídos por outros de maior relevância, nomeadamente, o desenvolvimento de um sistema de balanceamento de condensadores de iões de lítio, em detrimento do desenvolvimento de um carregador de baterias de pequenos veículos elétricos.

Não obstante, após a abordagem teórica, foram simulados os três circuitos, incluindo o carregador de veículos elétricos. Os resultados das simulações foram maioritariamente favoráveis, pelo que se seguiu a seleção dos componentes. A situação pandémica, entre outros fatores, afetou negativamente a realização deste passo, com prazos de entrega de componentes elevados e a extremamente baixa disponibilidade de alguns destes nos vários distribuidores, causando atrasos na implementação e o uso de outros componentes em vez dos projetados.

Terminando a seleção de componentes, abordou-se a programação do microcontrolador. O maior desafio foi a geração de sinais PWM para o BMS, que têm de ser simultaneamente desfasados entre si em 180º, e inversos aos sinais pretendidos, uma vez que os acopladores óticos invertem os sinais na sua saída. Foi uma longa batalha entre aprender a utilizar a ferramenta de desenvolvimento DAVE IDE e a utilização das suas extensas funcionalidades para atingir os resultados pretendidos, mas no final conseguiu-se atingi-los.

Após a programação e a chegada dos componentes e das PCBs desenvolvidas com recurso à ferramenta *Altium Designer*, e da montagem destes, foram realizados os testes aos circuitos desenvolvidos, sendo estes o BMS que gere a carga dos LICs e o conversor *Buck-Boost* que transfere

a energia destes para uma bateria e 12V. Devido às restrições de tempo e a adição de novos requisitos, não foi desenvolvido um conversor *boost*, optando pela utilização de uma solução comercial para validação do conceito em ambiente real.

Regressando aos testes, do BMS foram extraídos resultados promissores que validam o funcionamento deste. Contudo, foram observados alguns problemas na sua implementação. De notar, problemas no espaçamento dos *headers* e alocação incorreta dos pinos destes, preocupações relativamente ao aquecimento das bobines e dos MOSFETs do circuito de potência e, principalmente, o fenómeno de *flyback* indutivo. Estes problemas foram retificados numa nova versão da placa, com espaçamento de headers correto e MOSFETs que melhor suportam as necessidades do sistema, bem como a implementação da função de *soft turn off* no programa de controlo e monitorização. Com o funcionamento em pleno do circuito de potência, foi revelado um novo problema por parte do circuito de monitorização, onde os amplificadores de deteção de corrente causa interfeência na leitura de valores entre si, sendo que a substituição destes por amplificadores de tensão diferencial poderá solucionar o problema.

Infelizmente, o circuito *Buck-Boost* que também fora projetado possuía problemas críticos que, até depois da reparação e mitigação destes, não foi possível tornar este circuito operacional. Um dos maiores problemas origina da configuração do conversor, que inverte a tensão na saída, causando confusão no projeto deste. Uma avaliação do funcionamento geral do sistema de armazenamento justifica a validade da substituição deste conversor por um conversor *Buck*, sem perdas significativas de funcionalidades deste, pelo que foi desenvolvido tal circuito, reutilizando os componentes do conversor *Buck-Boost*. Após o isolamento dos circuitos de comando e de potência, o conversor *Buck* funcionou dentro do esperado, embora tal isolamento dos circuitos inviabilizou o circuito responsável pela obtenção de tensão da saída, problema este que pode ser solucionado com recurso a um amplificador de deteção de corrente ou um amplificador de tensão diferencial.

Em suma, este projeto permitiu a aquisição de novos conhecimentos que serão úteis na minha vida profissional. Como estudante da área de microeletrónica e sistemas embarcados, o desenvolvimento de um projeto com uma forte componente de eletrónica de potência seria sempre um desafio, pelo que, naturalmente, aprofundei muitos conhecimentos da área, desde ferramentas de simulações de circuitos de potência ao projeto de circuitos de comando para controlo de vários MOSFETs em série. A nível de programação, foi possível também melhorar as minhas competências, utilizando um novo microcontrolador e uma ferramenta de desenvolvimento completamente diferente do que estou tipicamente habituado. Também tive a oportunidade de desenvolver uma interface de controlo e monitorização em tempo real que acompanhou o meu programa, algo que nunca tinha feito. Acredito que esta experiência me enriqueceu a nível de competências e serão úteis para o meu futuro profissional, tal como já referido.

7.2 Trabalho Futuro

Em relação ao BMS, recomenda-se a alteração dos amplificadores de deteção de corrente por amplificadores de tensão diferencial, de modo a que possam ser lidas as tensões dos condensadores

corretamente. Recomenda-se também o aumento da frequência de comutação do BMS, bem como do conversor Buck, para 30kHz, ou até 100kHz, de modo a que os circuitos não sejam audíveis pelo ouvido humano. Tal alteração implica também a substituição dos indutores do circuito por outros cuja indutância seja 3x ou 10x menor, respetivamente, de modo a reter as propriedades do sistema.

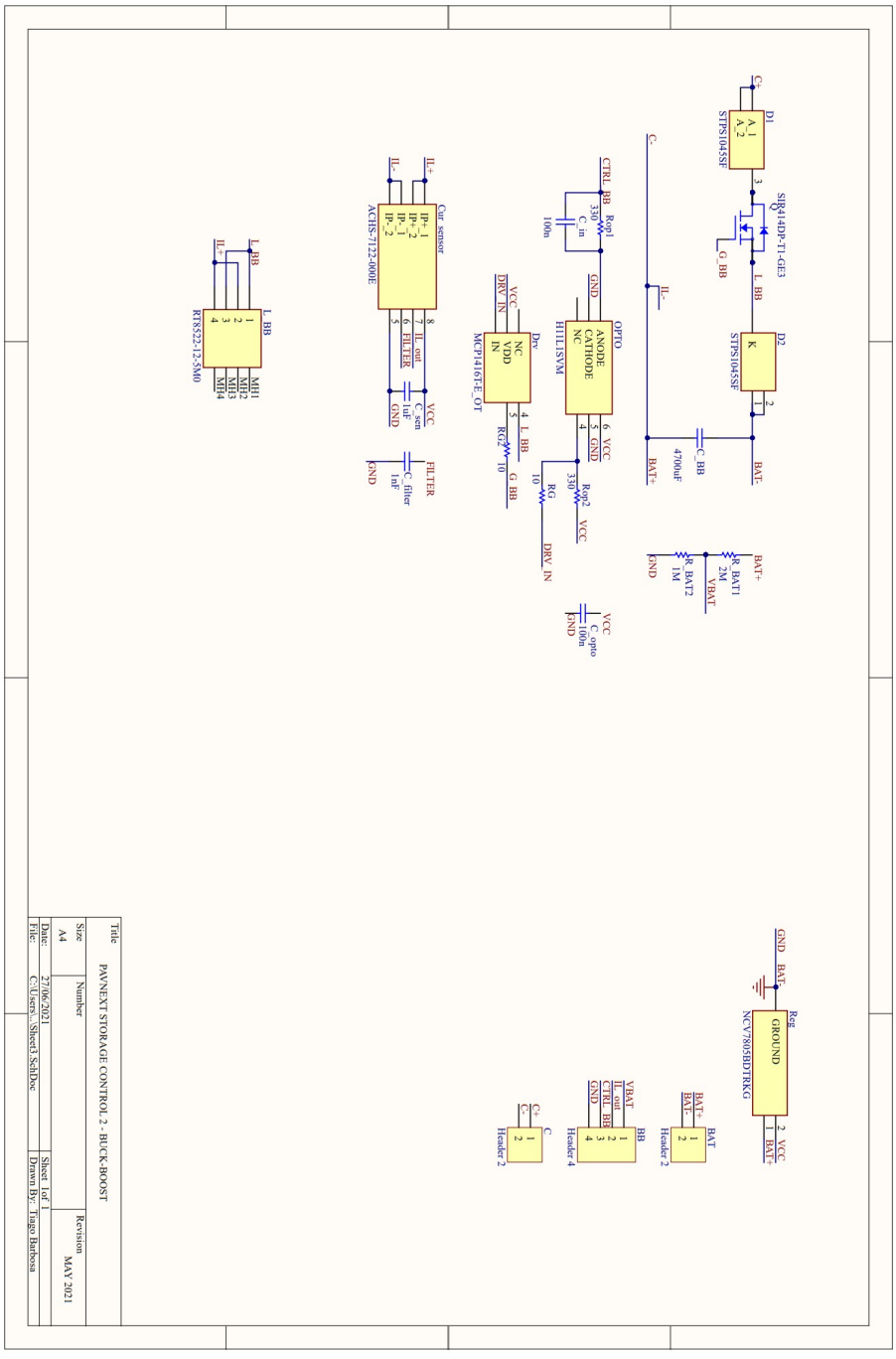
No que toca ao conversor *Buck*, é necessário a implementação de um amplificador de deteção de corrente ou um amplificador de tensão diferencial, de modo a que se possa ler a tensão de saída e se possa utilizar um controlador PI no conversor. Também recomenda-se a já mencionada subida da frequência de comutação e o cálculo de um novo valor de indutância, visto que a bobine utilizada é demasiado grande para os requisitos de corrente do sistema.

A nível de programação, seria interessante implementar uma rotina de controlo completamente autónoma de todo o sistema, que permite gerir as diferentes cargas deste. Tal rotina deveria ligar o BMS nas situações de carregamento ou descarga e desligar quando estas situações não se verificam ou quando as células já se encontram balanceadas. Em relação ao Buck, a rotina deveria ligar o circuito quando a tensão do pack de LIcs se encontra elevada e pronta para ser descarregada.

Por fim, propõe-se integrar o controlo de todo o circuito de geração e armazenamento de energia num único microcontrolador, que consiga gerir cada um dos patamares de energia autonomamente. Isto inclui o primeiro patamar de armazenamento do sistema, que não é tratado nesta dissertação. Alternativamente, podia ser estudada a substituição do XMC4500 por um XMC2go, reduzindo assim os custos e as perdas energéticas, com alterações mínimas do programa de controlo e monitorização desenvolvido.

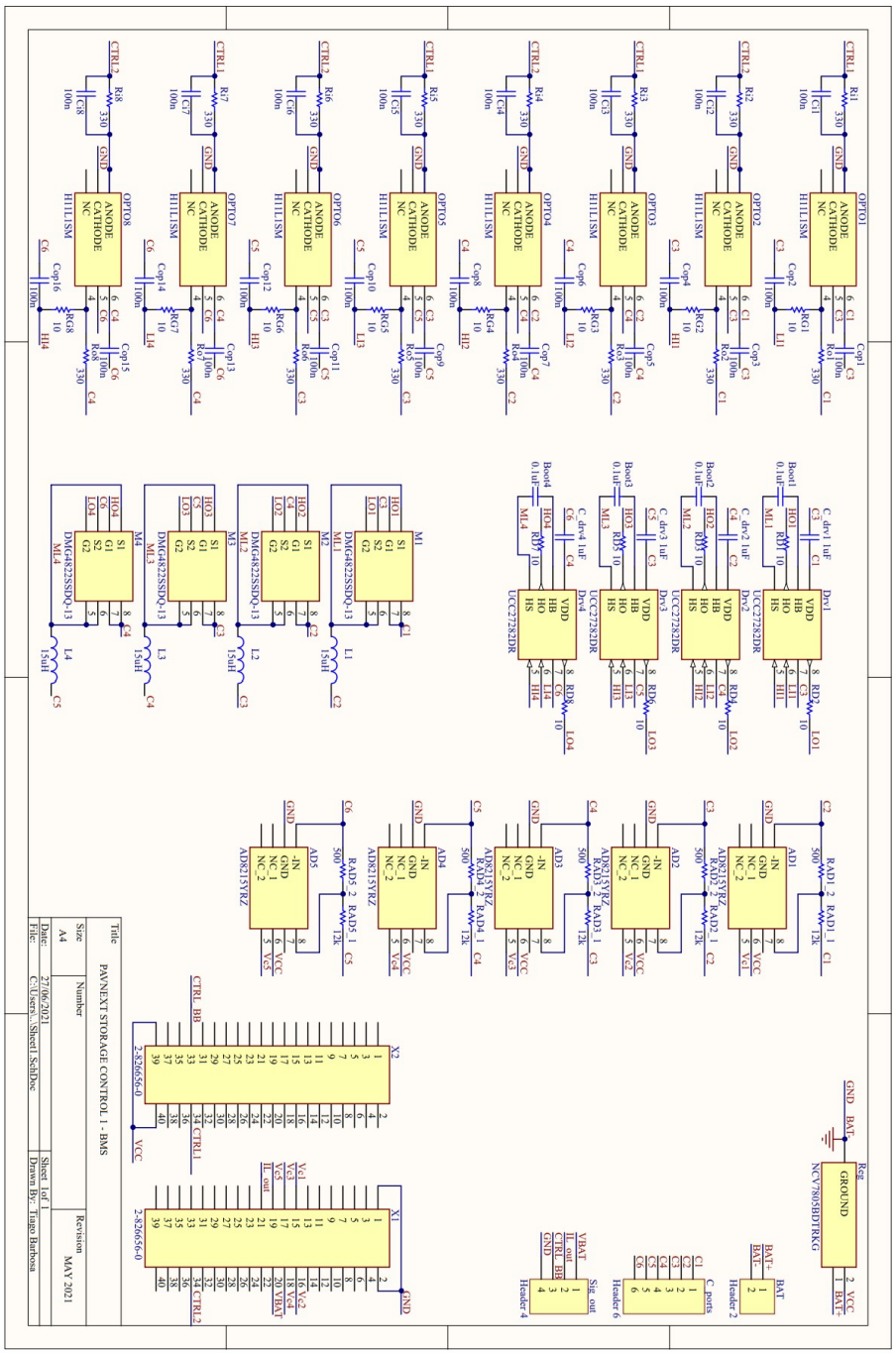
Anexo A

Esquemático da PCB do BMS



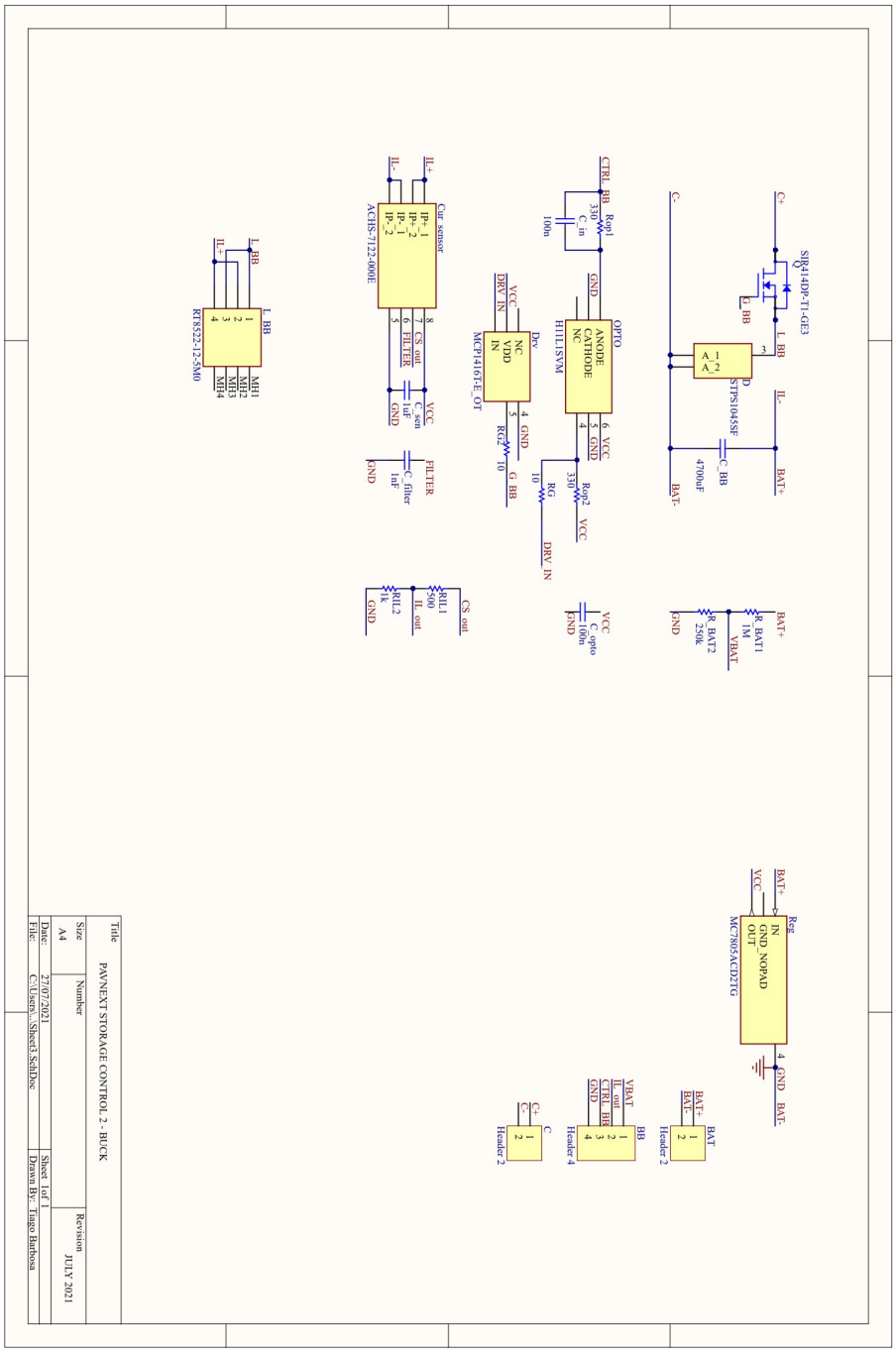
Anexo B

Esquemático da PCB do *Buck-Boost*



Anexo C

Esquemático da PCB do conversor *Buck*



Referências

[1] Arsalan Zaidi, Keith Sunderland, e Michael Conlon. Impact assessment of high-power domestic ev charging proliferation of a distribution network. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 14(24):5918–5926, 2020. URL: https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-gtd.2020.0673, arXiv:https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/iet-gtd.2020.0673, doi:https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2020.0673.

[2] David Grosspietsch, Marissa Saenger, e Bastien Girod. Matching decentralized energy production and local consumption: A review of renewable energy systems with conversion and storage technologies. *WIREs Energy and Environment*, 8(4):e336, 2019. URL: https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/wene.336, arXiv:https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/wene.336, doi:https://doi.org/10.1002/wene.336.

[3] WHAT WE DO – Pavnext. URL: https://www.pavnext.com/what-we-do/.

[4] APPLICATIONS – Pavnext. URL: https://www.pavnext.com/applications/.

[5] Francisco Duarte. *Pavement Energy Harvesting System to Convert Vehicles Kinetic Energy into Electricity*. Tese de doutoramento, 3 2018. URL: https://estudogeral.sib.uc.pt/handle/10316/79526.

[6] Marek Simcak e Pavol Spanik. Comparison of control methods for power stage of battery management systems with 4 cells. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 10 2020. doi:10.1109/EPE51172.2020.9269209.

[7] Binay Paudyal, Ashutosh Timilsina, Abinash Khanal, e Saugat Ghimire. Comparative analysis of cell balancing topologies in battery management system. 05 2019.

[8] Mohamed Daowd, Noshin Omar, Peter Van Den Bossche, e Joeri Van Mierlo. Passive and active battery balancing comparison based on matlab simulation. Em *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, páginas 1–7, 2011. doi:10.1109/VPPC.2011.6043010.

[9] D. P. Hohm e M. E. Ropp. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 11:47–62, 1 2003. URL: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:10668678#id-name=S2CID, doi:10.1002/pip.459.

[10] Mohammadmehdi Seyedmahmoudian, Arash Mohamadi, Swarna Kumary, Aman Maung Than Oo, e Alex Stojcevski. A comparative study on procedure and state of the art of conventional maximum power point tracking techniques for photovoltaic system. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 6:402–414, 2014. doi:10.17706/ijcee.2014.v6.859.

[11] Mohammadmehdi Seyedmahmoudian, Rasoul Rahmani, Saad Mekhilef, Amanullah Maung Than Oo, Alex Stojcevski, Tey Kok Soon, e Alireza Safdari Ghandhari. Simulation and hardware implementation of new maximum power point tracking technique for partially shaded pv system using hybrid depso method. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6:850–862, 7 2015. URL: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:34245477#id-name=S2CID, doi:10.1109/TSTE.2015.2413359.

[12] Mehdi Seyedmahmoudian, Ben Horan, Rasoul Rahmani, Aman Maung Than Oo, e Alex Stojcevski. Efficient photovoltaic system maximum power point tracking using a new technique. *Energies*, 9:147, 3 2016. doi:10.3390/en9030147.

[13] M. Seyedmahmoudian, B. Horan, T. Kok Soon, R. Rahmani, A. Muang Than Oo, S. Mekhilef, e A. Stojcevski. State of the art artificial intelligence-based mppt techniques for mitigating partial shading effects on pv systems – a review, 10 2016. doi:10.1016/j.rser.2016.06.053.

[14] Ned Mohan, Tore M. Undeland, e William P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, third edição, 2003.

[15] Por Wallison, Richard De, e Abreu Martins. Conversor boost aplicado a correção do fator de potência em fontes de alimentação chaveada, 2013. URL: https://bdm.ufpa.br:8443/jspui/handle/prefix/685.

[16] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits, and Applications (3rd Edition)*. Elsevier, 2011. URL: https://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpPEHDCAE1/power-electronics-handbook/power-electronics-handbook.

[17] Vishay. Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance. Relatório técnico, Vishay Siliconix, 2016. URL: https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf.

[18] Brigitte Hauke. Basic Calulation of a Boost Converter's Power Stage. Relatório técnico, Texas Instruments, 2009. URL: https://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf?ts=1613010991603&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.co.id%252F.

[19] Blanca Areli Martinez-Trevino, Abdelali El Aroudi, Hugo Valderrama-Blavi, Angel Cid-Pastor, Enric Vidal-Idiarte, e Luis Martinez-Salamero. Pwm nonlinear control with load power estimation for output voltage regulation of a boost converter with constant power load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36:2143–2153, 2 2021. doi:10.1109/TPEL.2020.3008013.

[20] Texas Instruments. LM5123-Q1 2.2-MHz Wide VIN Low-IQ Synchronous Boost Controller with VOUT Tracking, 2020. URL: www.ti.com.

[21] Buck boost converter. URL: https://www.electrical4u.com/buck-boost-converter/.

[22] Helder Lopes Ferreira, Raquel Garde, Gianluca Fulli, Wil Kling, e Joao Pecas Lopes. Characterisation of electrical energy storage technologies. *Energy*, 53:288–298, 5 2013. URL: https://www.engineeringvillage.com/share/document.url?mid=

inspec_M540059ad145419dcb0aM5db710178163125&database=ins&view=detailed, doi:10.1016/j.energy.2013.02.037.

[23] Pedro Alberto Macedo Silva. Supercondensadores, 2013. URL: https://recipp.ipp.pt/handle/10400.22/6271.

[24] Rajneesh Kumar Mishra, Gyu Jin Choi, Youngku Sohn, Seung Hee Lee, e Jin Seog Gwag. Reduced graphene oxide based supercapacitors: Study of self-discharge mechanisms, leakage current and stability via voltage holding tests. *Materials Letters*, 253:250–254, 10 2019. doi:10.1016/j.matlet.2019.06.073.

[25] N. Omar, J. Ronsmans, Yousef Firozu, Mohamed Abdel Monem, A. Samba, H. Gualous, O. Hegazy, J. Smekens, Th Coosemans, P. Van Den Bossche, e J. Van Mierlo. Lithium-ion capacitor - advanced technology for rechargeable energy storage systems. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 10 2014. URL: https://www.engineeringvillage.com/share/document.url?mid=inspec_524f361a14939ff11e7M4d3210178163125&database=ins&view=detailed, doi:10.1109/EVS.2013.6914718.

[26] Atmega328p 8-bit avr microcontroller with 32k bytes in-system programmable flash datasheet.

[27] STM32F103C8T6 - Blue Pill Development Board Pinout, Specs, Equivalent Datasheet. URL: https://components101.com/microcontrollers/stm32f103c8t8-blue-pill-development-board.

[28] ESP32 Wi-Fi Bluetooth MCU | Expressif Systems, 2021. URL: https://www.espressif.com/en/products/socs/esp32.

[29] Infineon AG Technologies. Reference Manual XMC4500 Microcontroller Series for Industrial Applications XMC4000 Family ARM ® Cortex ®-M4 32-bit processor core, 2016. URL: https://www.keil.com/dd/docs/datashts/infineon/xmc4500/xmc4500_um.pdf.

[30] XMC4500 - Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-industrial-microcontroller-based-on-arm-cortex-m/32-bit-xmc4000-industrial-microcontroller-arm-cortex-m4/xmc4500/.

[31] O que é o Multisim™? - NI. URL: https://www.ni.com/pt-pt/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-multisim.html.

[32] PSIM: Unbeatable Power Electronics Software | Powersim, Inc. URL: https://powersimtech.com/products/psim/capabilities-applications/.

[33] PLECS | Plexim. URL: https://www.plexim.com/products/plecs.

[34] Software | Arduino. URL: https://www.arduino.cc/en/software.

[35] A professional collaborative platform for embedded development · PlatformIO. URL: https://platformio.org/.

[36] 32-bit XMC™ Industrial Microcontroller based on Arm® Cortex®-M - Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-industrial-microcontroller-based-on-arm-cortex-m/?redirId=119169#!tools.

[37] EasyEDA - Online PCB design circuit simulator. URL: https://easyeda.com/.

[38] PCB Design Software and Tools | Altium. URL: https://www.altium.com/.

[39] Bodmer/TFT_eSPI: Arduino and PlatformIO IDE compatible TFT library optimised for the STM32, ESP8266 and ESP32 that supports different driver chips. URL: https://github.com/Bodmer/TFT_eSPI.

[40] Home - nextion. URL: https://nextion.tech/.

[41] XMC4500-E144X1024 AC - Infineon Technologies. URL: https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-industrial-microcontroller-based-on-arm-cortex-m/32-bit-xmc4000-industrial-microcontroller-arm-cortex-m4/xmc4500-e144x1024-ac/#!tools.

[42] Central symmetrical pwm configuration. URL: https://www.programmersought.com/article/66604502586/.

[43] Lm317 3-terminal adjustable regulator datasheet (rev. y). URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf.