

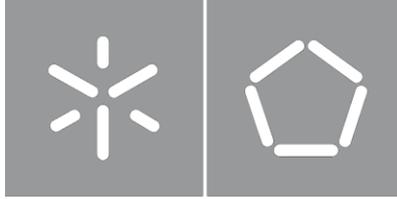


Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Rodrigo Manuel de Castro Pereira

Desenvolvimento de um Sistema de Interface para Baterias de uma Bicicleta Elétrica

Outubro de 2022



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Rodrigo Manuel de Castro Pereira

Desenvolvimento de um Sistema de Interface para Baterias de uma Bicicleta Elétrica

Dissertação Submetida na Universidade do Minho
para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de
Computadores

Trabalho realizado sob orientação de

Professor Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Professor Doutor João Luiz Afonso

Outubro de 2022

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações

CC BY-NC-ND

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

Aos meus pais e irmão.

Agradecimentos

A conclusão desta Dissertação de Mestrado não teria sido possível sem o apoio incondicional de um certo número de pessoas, às quais expresso os meus mais sinceros agradecimentos.

Primeiramente, quero agradecer à minha família, principalmente aos meus pais, por me darem a oportunidade de frequentar este curso, por me apoiarem durante todo o meu percurso académico e por sempre confiarem em mim. Desejo também agradecer ao meu irmão por estar sempre ao meu lado durante todos estes anos.

Gostaria também de agradecer aos meus orientadores, Doutor João Luiz Afonso e Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, por toda a disponibilidade e apoio prestados ao longo do desenvolvimento deste trabalho, assim como por todas as palavras de motivação que certamente fizeram a diferença em alguns momentos de dificuldade.

Aos meus amigos e colegas de trabalho que também se encontravam no laboratório do GEPE, por toda a ajuda prestada e pelos bons momentos que de certeza serão recordados para a posteridade. Um agradecimento especial aos meus amigos Nuno Rodrigues e Carlos Martins por se mostrarem sempre disponíveis e chegarem a interromper o seu próprio trabalho para me ajudar.

Aos alunos de doutoramento e investigadores do GEPE, Luís Barros, José Cunha e Sérgio Coelho pelo apoio, pelos conselhos e por todas as críticas construtivas demonstradas.

Ao meu círculo de amigos Do curso, Jorge Pinto, Carlos Ribeiro, João Borlido, José Gomes, Cátia Carneiro, Paulo Pereira, Diogo Cerqueira, Dinis Fernandes, Rui Lima, Inês Pires, Gabriela Viana, Eduardo Fernandes, Simão Leite, Daniel Cunha, Beatriz Machado e João Faria, por estarem comigo desde o início e nunca me abandonarem. Muito obrigado por todo o apoio e por todos os momentos passados ao longo destes cinco anos.

Por último, quero agradecer ao meu amigo José Faria pela amizade e pelos momentos passados e ao meu amigo João Martins por acreditar em mim e por estar sempre lá.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Resumo

A poluição atmosférica provocada pelos veículos com motores de combustão interna continua a ser um dos grandes problemas da esfera global. Os veículos elétricos são considerados uma das principais soluções no que toca à redução da emissão de gases com efeito estufa no setor dos transportes, no entanto, estes ainda apresentam algumas desvantagens que impedem a sua adoção numa escala global, como o seu elevado custo de aquisição, baixa autonomia, elevado tempo de carga e insuficientes postos de carregamento.

Nos últimos tempos as bicicletas elétricas têm ganho bastante popularidade a nível global. Estas possuem diversos benefícios como o seu tamanho compacto, baixo custo de aquisição, baixo custo de manutenção e versatilidade. Como estas permitem um uso mais eficiente do espaço podem ajudar na diminuição dos congestionamentos do trânsito e, dependendo do país em questão, não é necessária uma licença para a sua condução. Adicionalmente, as bicicletas elétricas são uma mais-valia no que toca à saúde do utilizador, pois ao pedalar estão a promover o exercício cardiovascular e a desgastar calorias. O auxílio proveniente do motor elétrico pode ainda ajudar o utilizador a percorrer maiores distâncias e em terrenos com maiores inclinações.

Nesta dissertação está apresentado o desenvolvimento e implementação de um sistema de carregamento de baterias de uma bicicleta elétrica a partir da rede elétrica e que, devido ao formato compacto, permite que todo o sistema seja de fácil transporte.

Ao longo da presente dissertação, é efetuada uma pesquisa sobre a importância das bicicletas elétricas globalmente, a sua história, o mercado em que estão inseridas e os diversos componentes que as constituem. Também é realizada uma análise bibliográfica aos conversores CA-CC e conversores CC-CC utilizados em sistemas de carregamento de baterias de bicicletas elétricas e efetuadas simulações computacionais de modo a validar as topologias escolhidas. Por fim, de modo a validar o funcionamento do sistema proposto, são apresentados os resultados experimentais obtidos durante a realização dos ensaios práticos.

Palavras-Chave: Mobilidade Elétrica, Bicicleta Elétrica, Conversores CA-CC, Conversores CC-CC, Sistemas de Carregamento de Baterias.

Abstract

Air pollution caused by vehicles with internal combustion engines continues to be a major problem in the global sphere. Electric vehicles are considered one of the main solutions when it comes to reducing greenhouse gas emissions in the transport sector, however, these still have some disadvantages that prevent their adoption on a global scale, such as their high acquisition cost, low autonomy, high charging time and insufficient charging stations.

In recent times electric bicycles have gained substantial global popularity. They have several benefits such as their compact size, low acquisition cost, low maintenance cost, and versatility. Since they allow for a more efficient use of space, they can help ease traffic congestions and, depending on the country in question, they do not require a license to ride. Electric bicycles are very beneficial when it comes to the user's health, they promote cardiovascular exercise and help burn some extra calories. The aid provided by the electric motor can also help the user to cover longer distances and travel through steeper terrains.

This dissertation will present the development and implementation of a battery interface system for an electric bicycle that allows charging the batteries of an electric bicycle and has a compact format, so that the whole system is easy to transport.

Throughout this dissertation, a research is carried out on the importance of electric bicycles globally, their history, the market in which they are inserted and the various components that constitute them. A literature review of the AC-DC converters and DC-DC converters used in electric bicycle battery charging systems is also carried out, and computer simulations are performed in order to validate the chosen topologies. Finally, in order to validate the operation of the proposed system, the experimental results obtained during the practical tests are presented.

Keywords: Electric Mobility, Electric Bicycle, AC-DC Converters, DC-DC Converters, Battery Charging Systems.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	v
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Acrónimos e Siglas	xv
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 A Importância das Bicicletas Elétricas	1
1.2 História da Bicicleta Elétrica	2
1.3 O Mercado das Bicicletas Elétricas	4
1.4 Motivações	6
1.5 Objetivos	6
1.6 Organização e Estrutura da Dissertação	7
Capítulo 2 Elementos Constituintes da Bicicleta Elétrica	9
2.1 Introdução	9
2.2 Tecnologias de Baterias	9
2.2.1 Tipos de Baterias	9
2.2.2 Modelo Elétrico de uma Bateria.....	12
2.2.3 Métodos de Carregamento de Baterias	13
2.3 Carregadores de Baterias para Bicicletas Elétrica	15
2.4 Motores Elétricos	16
2.4.1 Motor de Corrente Contínua (CC)	16
2.4.2 Motor <i>Brushless Direct Current</i> (BLDC)	17
2.4.3 Posicionamento do Motor.....	17
2.5 Tipos de Sensores da Pedaleira.....	19
2.5.1 Sensor de Cadência	19
2.5.2 Sensor de Binário.....	20
2.6 Controladores para Bicicletas Elétricas	21
2.7 Conclusão	21
Capítulo 3 Sistemas de Carregamento de Baterias para Bicicletas Elétricas	23
3.1 Introdução	23
3.2 Conversores de Eletrónica de Potência CA-CC	23
3.3 Conversores de potência CC-CC.....	25
3.3.1 Conversor CC-CC Unidirecional Não Isolado <i>Buck</i>	25
3.3.2 Conversor CC-CC Unidirecional Não Isolado <i>Boost</i>	27
3.3.3 Conversor CC-CC Unidirecional Isolado <i>Flyback</i>	28
3.3.4 Conversor CC-CC Unidirecional Isolado <i>Forward</i>	29

3.4	Circuitos <i>Snubber</i>	30
3.5	Conclusão	32
Capítulo 4	Simulações Computacionais do Sistema de Carregamento Proposto	33
4.1	Introdução	33
4.2	Modelo da Bateria.....	34
4.3	Modelo de Simulação.....	35
4.4	Simulação do Sistema de Carregamento	36
4.5	Conclusão	43
Capítulo 5	Implementação e Desenvolvimento do Sistema de Carregamento Proposto.....	44
5.1	Introdução	44
5.2	Sistema de Controlo.....	45
5.2.1	Controlador <i>UC3845</i>	45
5.2.2	Circuito de alimentação do controlador.....	47
5.2.3	Escolha da Frequência do Oscilador	48
5.2.4	Controlo da Corrente.....	49
5.2.5	Controlo da Tensão	50
5.3	Andar de Potência.....	52
5.3.1	Retificador Monofásico de Onda Completa Não Controlado	52
5.3.2	Conversor CC-CC Unidirecional Isolado <i>Flyback</i>	53
5.4	Sistema Completo.....	59
5.5	Conclusão	61
Capítulo 6	Resultados Práticos.....	63
6.1	Introdução	63
6.2	Resultados Experimentais do Retificador Monofásico de Onda Completa Não Controlado	64
6.3	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Unidirecional Isolado <i>Flyback</i>	65
6.4	Resultados Experimentais do Sistema de Carregamento Completo	66
6.5	Conclusão	72
Capítulo 7	Conclusão.....	73
7.1	Conclusões.....	73
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	75
Lista de Referências	78

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Primeira bicicleta elétrica, patenteada por Ogden Bolton Jr. em 1895 [4].	2
Figura 1.2 - Bicicleta elétrica desenvolvida por Hosea W. Libbey em 1897 [5].	2
Figura 1.3 - Bicicleta elétrica desenvolvida por Gordon John Scott em 1898 [6].	3
Figura 1.4 - Bicicleta elétrica desenvolvida por John Schnepf em 1899 [7].	3
Figura 1.5 - Bicicleta Elétrica PAS (Power Assist System) da marca japonesa <i>Yamaha</i> [8].	4
Figura 1.6 - Projeção de vendas de bicicletas na Europa até ao ano de 2030 [10].	5
Figura 1.7 - Bicicleta elétrica C800 Trekking da marca BEEQ [14].	6
Figura 2.1 – Bateria para bicicletas elétricas constituída por células de iões de lítio da marca Ciclotek.	12
Figura 2.2 – Circuito elétrico equivalente, de primeira ordem, de uma bateria.	13
Figura 2.3 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por corrente constante.	14
Figura 2.4 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por tensão constante.	14
Figura 2.5 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por corrente constante seguida de tensão constante.	15
Figura 2.6 - Carregador de bateria para bicicletas elétricas da marca <i>STCharger</i> .	16
Figura 2.7 – Posicionamento do sistema <i>Mid-Drive Motor</i> .	18
Figura 2.8 - Posicionamento do sistema <i>Hub-Drive Motor</i> : (a) Roda dianteira; (b) Roda traseira.	18
Figura 2.9 – Posicionamento do sistema <i>Friction-Drive Motor</i> .	19
Figura 2.10 – Sensor de cadência da marca <i>Aventon</i> [33].	20
Figura 2.11 – Sensor de binário utilizado na bicicleta elétrica Riverside 500E, fabricada pela <i>Decathlon</i> [34].	20
Figura 2.12 – Controlador de velocidade para bicicletas elétricas equipadas com motores BLDC, da marca TopBikeKit.	21
Figura 3.1 - Retificador monofásico de meia onda não controlado.	24
Figura 3.2 - Retificador monofásico de onda completa não controlado.	24
Figura 3.3 - Conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>buck</i> .	26
Figura 3.4 – Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>buck (on state)</i> .	26
Figura 3.5 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>buck (off state)</i> .	26
Figura 3.6 - Conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>boost</i> .	27
Figura 3.7 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>boost (on state)</i> .	27
Figura 3.8 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado <i>boost (off state)</i> .	28
Figura 3.9 - Conversor de potência CC-CC unidirecional isolado <i>flyback</i> .	29
Figura 3.10 - Conversor de potência CC-CC unidirecional isolado <i>forward</i> .	30
Figura 3.11 – Circuitos <i>Snubber</i> : (a) <i>Snubber RC</i> ; (b) <i>Snubber RCD</i> com configuração <i>rate of rise of voltage</i> ; (c) <i>Snubber RCD</i> com configuração <i>voltage clamp</i> .	31
Figura 3.12 – Circuito do <i>snubber TVS</i> .	31
Figura 4.1 – Modelo elétrico de primeira ordem de uma bateria no ambiente de simulação PSIM.	34
Figura 4.2 – Andar de potência do sistema de carregamento proposto em ambiente de simulação PSIM.	35
Figura 4.3 – Circuito de controlo do sistema de carregamento proposto em ambiente de simulação PSIM.	36

Figura 4.4 – Modelo de simulação do retificador monofásico de onda completa não controlado.....	37
Figura 4.5 – Formas de onda da tensão da rede elétrica e corrente de entrada no retificador durante a fase de carregamento da bateria.....	37
Figura 4.6 – Forma de onda da tensão presente no barramento CC durante a fase de carregamento da bateria.	38
Figura 4.7 – Modelo de simulação do conversor CC-CC unidirecional isolado <i>flyback</i>	38
Figura 4.8 – Modelo de simulação do transformador de alta frequência <i>flyback</i>	39
Figura 4.9 – Formas de onda do sinal de controlo proveniente do <i>C-Block</i> e da onda triangular necessária na modulação do PWM.....	40
Figura 4.10 – Forma de onda do sinal PWM aplicado à gate do MOSFET.	40
Figura 4.11 – Formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o processo de carregamento.	41
Figura 4.12 – Formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o processo de carregamento em detalhe: (a) Corrente na bateria; (b) Tensão aos terminais da bateria.....	41
Figura 4.13 – Formas de onda da tensão no transformador de alta frequência <i>flyback</i>	42
Figura 4.14 - Formas de onda da corrente no transformador de alta frequência <i>flyback</i>	42
Figura 4.15 – Valores da potência de entrada e da potência de saída do sistema de carregamento proposto.	43
Figura 5.1 – Camada superior da PCB desenvolvida.	44
Figura 5.2 - Camada inferior da PCB desenvolvida.	45
Figura 5.3 – Controlador adotado <i>UC3845</i> do fabricante <i>Texas Instruments</i>	46
Figura 5.4 – Pinout do controlador <i>UC3845</i>	46
Figura 5.5 – Circuito de alimentação para o controlador <i>UC3845</i>	47
Figura 5.6 – Circuito necessário para escolha da frequência de operação.....	48
Figura 5.7 – Circuito de leitura da corrente.	50
Figura 5.8 – Circuito de controlo de tensão do sistema.	50
Figura 5.9 – Esquema lógico do sistema de controlo de tensão e corrente do controlador.....	51
Figura 5.10 - Diagrama de blocos simplificado do circuito de potência do sistema de carregamento.	52
Figura 5.11 - Retificador monofásico de onda completa não controlado no protótipo final.	52
Figura 5.12 –Ficha fêmea AC de 2 pinos presente no protótipo final.	53
Figura 5.13 - Conversor CC-CC unidirecional isolado <i>flyback</i> no protótipo final.	54
Figura 5.14 – MOSFET da marca <i>Infineon</i> , modelo <i>IPP50R190CE</i>	54
Figura 5.15 - Transformador de alta frequência <i>flyback</i> utilizado.....	55
Figura 5.16 – Lado secundário do conversor CC-CC unidirecional isolado <i>flyback</i>	56
Figura 5.17 – Circuito LED para indicação do funcionamento do sistema.	56
Figura 5.18 – Vista exterior da caixa que abriga o protótipo final enquanto: (a) Este se encontra desligado; (b) Este se encontra em funcionamento.	57
Figura 5.19 – Esquemático de todos os circuitos <i>snubber</i> para os quais provisões foram alocadas na PCB desenvolvida. ..	58
Figura 5.20 – Diodo TVS com a referência <i>A5KP400A-G</i> , da marca <i>Comchip Technology</i>	58
Figura 5.21 – Dissipadores utilizados no protótipo final.	59
Figura 5.22 - Cortes efetuados na PCB entre o lado primário e secundário.	59
Figura 5.23 – Camada inferior da PCB desenvolvida com todos os componentes soldados.....	60
Figura 5.24 – Sistema completo desenvolvido e a respetiva caixa para acomodar e transportar o mesmo.....	60

Figura 5.25 – Aspeto final do sistema de carregamento desenvolvido	61
Figura 6.1 - Visão geral da bancada de ensaios.....	63
Figura 6.2 – Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 200V/div) e tensão no barramento CC (CH2: 50V/div).....	64
Figura 6.3 – Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET com duty-cycle máximo (CH1: 10V/div).....	65
Figura 6.4 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET (CH1: 10V/div), tensão de entrada do conversor (CH2: 10V/div) e tensão de saída do conversor (CH3: 20V/div).....	66
Figura 6.5 – Forma de onda da tensão de entrada do regulador de tensão <i>BA7820</i> (CH1: 20V/div) e forma de onda da tensão de saída do sistema (CH2: 20V/div) durante o arranque do sistema.	67
Figura 6.6 - Operação do sistema de carregamento completo sem carga: (a) Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 100V/div) e corrente de entrada (CH1: 5A/div); (b) Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 200V/div), tensão no barramento CC (CH2: 50V/div) e tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div).....	68
Figura 6.7 - Operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 72 Ω : (a) Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 100V/div) e corrente de entrada (CH1: 5A/div); (b) Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 500V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div).....	68
Figura 6.8 - Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 500V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div), durante a operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 36 Ω	69
Figura 6.9 - Tensão (CH1: 20V/div) e corrente de saída (CH4: 5A/div) do sistema durante a alteração da carga resistiva de 72 Ω para 36 Ω	70
Figura 6.10 - Tensão de saída do <i>variac</i> (CH1: 200V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div) durante a operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 18 Ω : (a) Com uma tensão eficaz de saída do <i>variac</i> de 220 V; (b) Com uma tensão eficaz de saída do <i>variac</i> de 118 V.....	71
Figura 6.11 – Tensão no primário (CH1: 100V/div) e secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência <i>flyback</i> durante a operação com uma tensão de entrada eficaz de 90 V e uma carga resistiva de 72 Ω	71

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparação entre o motor CC com escovas e o motor BLDC (baseado em [29]).	17
Tabela 4.1 – Valores escolhidos para os componentes do modelo da bateria a simular.	34
Tabela 5.1 – Funções dos pinos do controlador <i>UC3845</i> .	47
Tabela 5.2 – Características do transformador de alta frequência <i>flyback</i> utilizado.	55

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
AGM	<i>Absorbed Glass Mat</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FLA	<i>Flooded Lead Acid</i>
LED	Light Emitting Diode
LEV	<i>Light Electric Vehicle</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PAS	<i>Power Assist System</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SLA	<i>Sealed Lead Acid</i>
SMD	Surface Mount Device
SoC	<i>State of Charge</i>
SOIC	<i>Small Outline Integrated Circuit</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppressor</i>
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 A Importância das Bicicletas Elétricas

As emissões de gases de escape provenientes dos veículos com motor de combustão interna são parte da razão pela qual o planeta enfrenta problemas relacionados com poluição atmosférica [1]. Por esta razão a União Europeia planeia acelerar o processo de troca de veículos a combustão por veículos elétricos, sendo uma das propostas efetuadas por estes a proibição de venda de novos carros a combustão (a gasóleo e gasolina) a partir de 2035 [2].

Dentre os veículos elétricos, as bicicletas elétricas têm recebido muita atenção a nível mundial devido aos seus benefícios. Estas permitem um uso mais eficiente de espaço devido ao seu tamanho compacto, ajudam na diminuição dos congestionamentos do trânsito e podem atravessar diversos tipos de terrenos, o que as torna mais flexíveis em relação a outros veículos elétricos. As bicicletas elétricas também contam com um custo de compra inferior em relação aos outros veículos elétricos, assim como um baixo custo de manutenção, e dependendo do país em questão não precisam de pagar seguro, impostos de circulação ou de licença para a sua condução [1].

Além disso, as bicicletas elétricas são consideradas um meio de transporte saudável pois promovem o exercício físico [1]. Mesmo com a assistência fornecida pelo motor elétrico que auxilia o utilizador na sua viagem, não é necessário que o utilizador realize tanto esforço em terrenos acidentados ou em colinas, pois continuam a ter de pedalar, o que resulta no desgaste de calorias e também num ótimo exercício cardiovascular que pode ajudar a trabalhar os músculos e a aumentar a resistência do utilizador. O ciclismo pode também ajudar na saúde mental do utilizador pois permite a este exercitar no exterior e até mesmo perto da natureza, o ar puro e a mudança de cenário ajudam a melhorar o humor, reduzir o stresse e até aumentar a produtividade [3].

1.2 História da Bicicleta Elétrica

Segundo as patentes disponíveis, as primeiras versões da bicicleta elétrica apareceram nos Estados Unidos da América no final do século XIX. Em 1895, *Ogden Bolton Jr.*, patenteou a invenção de uma bicicleta elétrica com um motor de corrente contínua (CC) de seis pólos acoplado na roda traseira. Os enrolamentos do motor eram bobinados especificamente para que este pudesse operar a baixas tensões com elevadas correntes e o controlo de velocidade do mesmo era alcançado através da variação de um reóstato localizado no guiador da bicicleta [4].

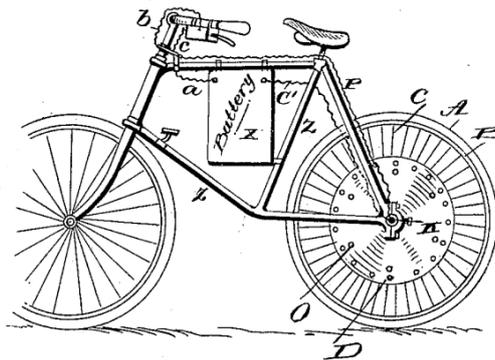


Figura 1.1 – Primeira bicicleta elétrica, patenteada por Ogden Bolton Jr. em 1895 [4].

Em 1897, *Hosea W. Libbey*, inventou uma bicicleta elétrica que dispunha de dois motores elétricos acoplados ao eixo da pedaleira. Os motores eram conectados à roda traseira da bicicleta elétrica através de uma corrente e de uma roda dentada em ambos os lados da bicicleta. Esta configuração permitia ao utilizador utilizar apenas um dos motores em terrenos planos e ambos em terrenos com maior inclinação, permitindo assim uma maior facilidade no que toca à propulsão da bicicleta elétrica nestas condições, contribuindo então com maior tração para a roda traseira [5].

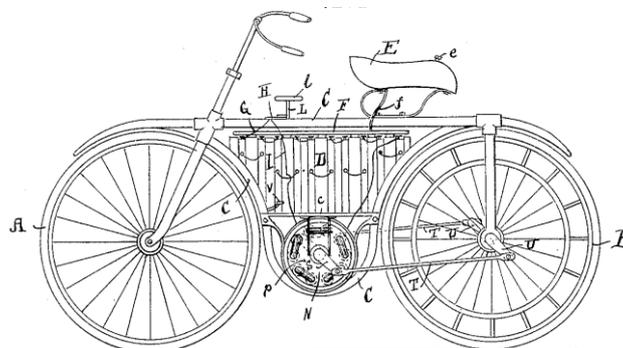


Figura 1.2 - Bicicleta elétrica desenvolvida por Hosea W. Libbey em 1897 [5].

Em 1898, *Gordon John Scott*, inventou uma bicicleta elétrica que utilizava um dínamo em vez de uma bateria. Nesta o utilizador através do movimento de rotação dos pedais, conectados ao dínamo através

de um sistema de polia e correia, conseguia gerar energia elétrica, de modo a alimentar o motor que proporcionava tração à roda traseira. O conceito seria que o utilizador poderia pedalar a uma velocidade constante em qualquer terreno, sendo que o motor trataria da variação de velocidade da bicicleta consoante a dificuldade e inclinação do terreno, dispensando assim o uso de sistemas de engrenagens mais complexos [6].

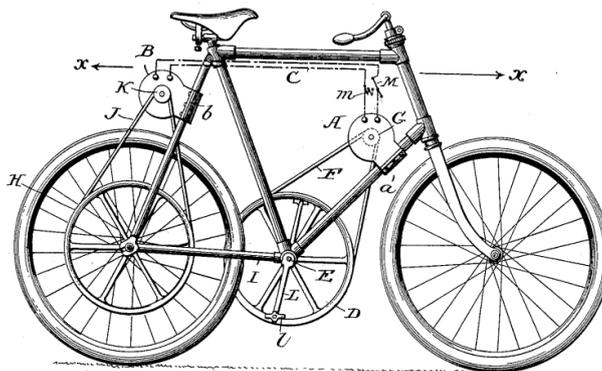


Figura 1.3 - Bicicleta elétrica desenvolvida por Gordon John Scott em 1898 [6].

Em 1899, *John Schnepf*, inventou um dispositivo capaz de adaptar qualquer bicicleta ordinária numa bicicleta elétrica. Este dispositivo consistia num motor elétrico montado no quadro da bicicleta, conectado a uma polia com ranhuras que se encontrava posicionada no cimo da roda traseira, em contacto com a mesma. Esta polia friccionava a roda traseira de maneira a esta obter tração. Este sistema poderia ser utilizado com, ou sem a utilização conjunta dos pedais e permitia o carregamento da bateria em descidas com o motor a funcionar como gerador [7].

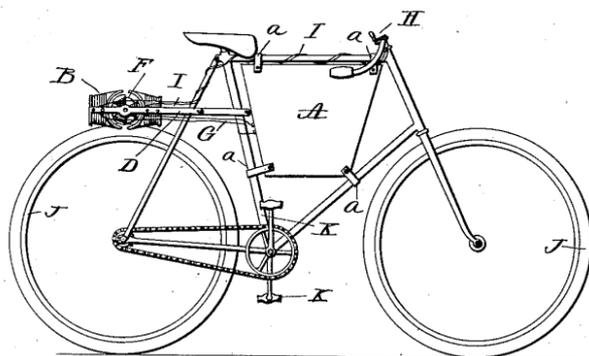


Figura 1.4 - Bicicleta elétrica desenvolvida por John Schnepf em 1899 [7].

As bicicletas elétricas continuaram a ser desenvolvidas durante o século XX, no entanto foi a partir da década de 90 do mesmo que se observaram os desenvolvimentos mais significativos. Foi também durante este período que as bicicletas elétricas começaram a ser comercializadas ao público, sendo a bicicleta *PAS* (Power Assist System) da marca japonesa *Yamaha* a primeira do mundo a ser

comercializada em 1993. Esta pesava 31 kg e possuía um motor CC de escovas com uma potência de 235 W, assim como uma autonomia de 20 km [8].



Figura 1.5 - Bicicleta Elétrica PAS (Power Assist System) da marca japonesa *Yamaha* [8].

Outras inovações substanciais para a evolução da bicicleta elétrica nesta época foram os sensores de binário, que permitiam um controlo mais preciso da energia fornecida ao motor aumentando a eficiência, e os sistemas de redução mecânica de engrenagens acoplados ao motor elétrico, que permitiam um aumento do binário oferecido na propulsão da bicicleta elétrica sem o aumento adicional de corrente, aumentando a vida útil da bateria. A investigação e desenvolvimento da bicicleta elétrica continua até aos dias de hoje com muitas outras inovações.

Atualmente, em Portugal, segundo o Decreto-Lei n.º 102-B/2020, as bicicletas elétricas são consideradas velocípedes equipados com um motor auxiliar. Estas podem contar com uma potência máxima contínua de 1,0 kW, cuja alimentação é reduzida progressivamente com o aumento da velocidade e interrompida ao atingir a velocidade de 25 km/h, ou se o utilizador deixar de pedalar. No caso do desrespeito destas características técnicas o utilizador pode sofrer uma coima de 60 a 300 euros e o veículo será apreendido de imediato [9].

1.3 O Mercado das Bicicletas Elétricas

A pandemia imposta pelo vírus do Covid-19 impulsionou um grande aumento no ciclismo, levando à rutura de estoque de bicicletas em muitas das lojas na Europa durante os primeiros meses de isolamento. Espera-se que na Europa sejam vendidas mais 10 milhões de bicicletas por ano em 2030, um aumento de 47% em relação ao ano de 2019. No total, os 30 milhões de vendas de bicicletas por ano serão mais do dobro que os carros de passageiros registados por ano na União Europeia na atualidade. Nas bicicletas

elétricas espera-se um crescimento dos 3,7 milhões de bicicletas vendidas no ano de 2019 para 17 milhões no ano de 2030 [10].

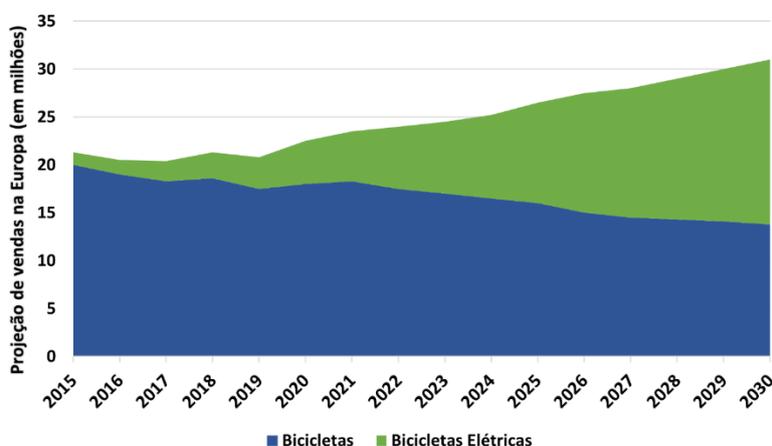


Figura 1.6 - Projeção de vendas de bicicletas na Europa até ao ano de 2030 [10].

Nos Estados Unidos da América o número de bicicletas elétricas vendidas no ano de 2020 rondava as 500 mil. Em comparação, o número de carros elétricos vendidos no mesmo período rondava os 230 mil. Mundialmente é expectado que o número de vendas de bicicletas elétricas entre 2020 e 2023 seja de 130 milhões e, de momento, tudo aparenta para que o veículo elétrico mais vendido no mundo seja a bicicleta elétrica [11].

Portugal é o maior produtor de bicicletas na Europa, contando com quase um quarto da cota do mercado, sendo que a vertente elétrica das mesmas representa 40% da produção. Em 2020 voltou a bater o recorde de exportações, cerca de 424 milhões de euros, um acréscimo de 5% em comparação com 2019 [12][13].

Uma das principais produtoras de bicicletas elétricas portuguesa é a BEEQ, esta é uma marca da RTE, uma das principais fabricantes de bicicletas na Europa, com sede em Vila Nova de Gaia. Atualmente a BEEQ dispõe de 5 modelos de bicicletas elétricas, um deles denominado de C800 Trekking, e vencedor do prémio Melhor Veículo LEV (*Light Electric Vehicle*) 2020 nos *Global Moby Awards Prio* [14].

A C800 Trekking possui um quadro em alumínio com tubos hidroformados para maior robustez e integração completa da bateria e do motor. Esta também conta com um motor elétrico BROSE DRIVE S com 250 W de potência e 90 Nm de binário, assim como, uma bateria de 504 Wh de capacidade e uma tensão de 36 V. Tem 4 modos de assistência, uma autonomia entre os 40 km a 100 km e pode ser adquirida pelo preço de 2299 euros [14].



Figura 1.7 - Bicicleta elétrica C800 Trekking da marca BEEQ [14].

1.4 Motivações

Em consequência aos problemas energéticos e ambientais enfrentados na atualidade, os veículos elétricos são cada vez uma opção mais popular, a aposta na mobilidade elétrica é um fator chave no que toca à sustentabilidade ambiental uma vez que esta permite a utilização de energias renováveis em substituição dos combustíveis fósseis e contribui para a redução da emissão de gases poluentes. Dentro dos veículos elétricos, as bicicletas elétricas são a melhor solução no que toca às deslocações de curta distância em meios urbanos. Nos dias de hoje o mercado das bicicletas elétricas conta com um elevado crescimento, pois estas oferecem várias vantagens ao seu utilizador face a outros meios de transporte como baixo custo de aquisição, utilização e manutenção, assim como o benefício da atividade física proporcionada. Para além disto, as bicicletas elétricas também contribuem para o descongestionamento do tráfego devido ao seu tamanho reduzido, e para uma melhor organização dos meios urbanos sendo que um lugar de estacionamento normal de um automóvel pode acomodar até dez bicicletas elétricas.

1.5 Objetivos

O principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um protótipo de um carregador unidirecional capaz de realizar o carregamento de uma bateria de íões de lítio presente numa bicicleta elétrica, de forma segura e eficiente. Este também deve possuir um tamanho compacto para que possa ser facilmente transportado. Para tal, o desenvolvimento desta dissertação passa pela concretização dos seguintes objetivos:

- Pesquisa e estudo do estado da arte dos diferentes sistemas de carregamento de baterias para bicicletas elétricas;

- Pesquisa dos conversores de eletrónica de potência e algoritmos de controlo utilizados no carregamento de baterias de iões de lítio;
- Estudo, através de simulações computacionais, utilizando a ferramenta de simulação PSIM, de estratégias de controlo e topologias aplicáveis ao sistema a implementar;
- Estudo do controlador a utilizar para controlo de todos os parâmetros necessários, de forma a garantir o correto funcionamento do sistema;
- Projeto, dimensionamento e implementação da *Printed Circuit Board* (PCB) com a integração dos sistemas de controlo e de potência num formato compacto;
- Realização de ensaios ao carregador de baterias em laboratório, de modo a comprovar os objetivos propostos.

1.6 Organização e Estrutura da Dissertação

Nesta dissertação é descrito o desenvolvimento de um sistema de carregamento unidirecional de uma bateria de iões de lítio para uma bicicleta elétrica. Desta forma, o presente documento encontra-se estruturado em sete capítulos distintos.

No Capítulo 1, são enumerados os vários fatores pelos quais a bicicleta elétrica representa um elemento-chave para o futuro do transporte pessoal de curtas e médias distâncias, também é apresentada uma breve história sobre a bicicleta elétrica, assim como, uma descrição da corrente legislação portuguesa e a atualidade do mercado para as mesmas.

No Capítulo 2, são apresentados e analisados alguns dos elementos constituintes de uma bicicleta elétrica, tais como, as baterias, os carregadores, os motores, os sensores e os controladores. Também será apresentado o modelo elétrico da bateria que será utilizado nas simulações computacionais a realizar e os processos de carga e descarga das baterias presentes nas bicicletas elétricas.

No Capítulo 3, são apresentados os conversores de eletrónica de potência mais utilizados no carregamento de baterias de iões de lítio. Tendo em consideração o tema escolhido, apenas serão abordadas as topologias indicadas para as potências por norma encontradas neste tipo de sistemas de carregamento de baterias para bicicletas elétricas.

No Capítulo 4, são expostas as simulações computacionais do sistema proposto, realizadas na plataforma PSIM. Os resultados obtidos nestas simulações são essenciais no estudo e planificação do conversor de eletrónica de potência e pretendem ser o mais próximo possível das condições reais.

No Capítulo 5, é exposta toda a implementação do sistema desenvolvido de forma detalhada, justificando todas as escolhas dos componentes escolhidos e os pormenores relevantes à conceção da PCB desenvolvida.

No Capítulo 6, são apresentados e discutidos os resultados experimentais, obtidos sobre diferentes condições de operação, de maneira a comprovar o funcionamento do sistema.

No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões de todo o trabalho realizado ao longo da dissertação. Com base nestas, são também referidos quais os principais aspetos que poderão vir a ser melhorados num trabalho futuro.

Capítulo 2

Elementos Constituintes da Bicicleta Elétrica

2.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados alguns aspetos de elevada relevância para a compreensão e realização deste projeto, incidindo este numa análise aos sistemas de armazenamento de energia utilizados em bicicletas elétricas e noutros dos principais elementos constituintes das mesmas. Inicialmente serão apresentados os principais tipos de baterias recarregáveis utilizadas nas bicicletas elétricas, assim como o modelo elétrico da bateria que será utilizado nas simulações computacionais a realizar, e os processos de carga e descarga das baterias. De seguida será efetuada uma breve explicação sobre o funcionamento dos motores elétricos utilizados nas bicicletas elétricas, assim como o seu posicionamento na bicicleta. Serão ainda apresentados os tipos de sensores de pedaleira mais utilizados e, por último será realizada uma breve explicação sobre a função de um controlador para bicicletas elétricas.

2.2 Tecnologias de Baterias

Dentro dos sistemas de armazenamento de energia existentes são os eletroquímicos, mais propriamente as baterias, os utilizados em bicicletas elétricas. As baterias são dispositivos capazes de armazenar energia elétrica através de reações eletroquímicas que ocorrem no seu interior. As baterias podem ser subdivididas em duas categorias, as primárias que apenas fornecem energia elétrica uma vez após a sua produção, não podendo ser recarregadas, e as secundárias que podem ser recarregadas um número finito de vezes, sendo por isso muito mais vantajosas em termos ambientais.

2.2.1 Tipos de Baterias

As baterias são uma parte indispensável das bicicletas elétricas, visto que são estas que armazenam a energia elétrica necessária para a alimentação do motor elétrico, fornecendo assim a assistência necessária ao utilizador. Os tipos de baterias mais utilizados nas bicicletas elétricas são: chumbo-ácido (PbA); níquel-cádmio (NiCd); níquel-hidreto-metálico (NiMH); iões de lítio (Li-ion); e iões de lítio polímero (Li-Pol).

2.2.1.1 Bateria de Ácido-Chumbo (PbA)

A bateria de chumbo-ácido foi inventada em 1859 pelo físico francês *Gaston Planté* e foi o primeiro tipo de bateria recarregável a ser desenvolvida. Estas têm como vantagens o seu baixo custo, facilidade de reciclar, robustez e capacidade de fornecer elevadas correntes de pico, no entanto possuem baixa densidade energética, elevado tempo de carregamento e ciclos de vida útil limitados alinhados à redução de vida útil quando são realizados descarregamentos totais repetidamente. Apesar das suas desvantagens estas são utilizadas nos mais diversos tipos de aplicações, tais como sistemas de armazenamento de energia *off-grid*, UPS (*uninterruptible power supplies*), scooters elétricas, cadeiras de rodas elétricas, carros de golf, submarinos e nos automóveis a combustão convencionais para o acionamento do motor de arranque que necessita de ser providenciado com uma elevada corrente [15].

Existem dois principais tipos de baterias de chumbo-ácido, as FLA (*flooded lead acid*) e as SLA (*sealed lead acid*). As baterias FLA são o tipo de baterias de chumbo-ácido mais comuns, nestas o elemento eletrolítico é composto por uma solução aquosa e de ácido sulfúrico, fazendo com que algumas das mesmas necessitem de manutenção periódica através da adição de água e com que a sua montagem tenha de ser efetuada corretamente de modo a evitar derrames. As baterias SLA, também conhecidas por VRLA (*valve regulated lead acid*) podem ser divididas em dois tipos as AGM (*absorbed glass mat*) e as de Gel. Ao contrário das baterias FLA estas quase não necessitam de manutenção e possuem outras vantagens tais como uma menor resistência interna [16].

2.2.1.2 Bateria de Níquel-Cádmio (NiCd)

A bateria de níquel-cádmio foi inventada em 1899 pelo sueco Waldemar Jungner, numa altura em que o único competidor direto a esta era a bateria de chumbo-ácido. Esta é composta por diversos metais como Níquel, Cádmio, Ferro e Potássio e tem uma diversa gama de tamanhos e capacidades. Comparativamente a outros tipos de baterias as de níquel-cádmio oferecem um bom ciclo de vida e performance a baixas temperaturas, assim como uma boa capacidade e elevadas taxas de descarga. No entanto, estas baterias são mais caras que as de chumbo-ácido e têm elevadas taxas de auto descarga [17]. Estas baterias foram em tempos utilizadas em diversos dispositivos eletrónicos portáteis, mas a capacidade superior das baterias de níquel-hidreto metálico e o seu preço inferior acabou por as substituir. Além disso, o impacto ambiental da eliminação das mesmas também levou à sua redução de utilização. Hoje em dia, estas só podem ser adquiridas para certos tipos de equipamentos, como por exemplo, dispositivos médicos [17].

2.2.1.3 Bateria de Níquel-Hidreto Metálico (NiMH)

A bateria de níquel-hidreto metálico foi inventada em 1967 e é muito semelhante à bateria de níquel-cádmio, sendo a principal diferença o uso de hidreto metálico em vez de cádmio. No entanto estas podem ter duas a três vezes mais capacidade que as baterias de níquel-cádmio com o mesmo tamanho, devido à sua superior densidade energética, e têm um menor impacto ambiental na sua eliminação. No entanto estas baterias possuem um custo superior às baterias de níquel-cádmio, assim como uma superior taxa de auto-descarga e uma limitação na corrente de descarga de modo a aumentar o seu tempo de vida útil [18]. As primeiras células para uso geral começaram a ser comercializadas em 1989. Estas são normalmente utilizadas para substituir baterias alcalinas não recarregáveis nos dispositivos elétricos portáteis e fizeram parte da primeira geração de veículos híbridos como o Toyota Prius e o Honda Insight. Apesar da migração de grande parte deste mercado para a tecnologia de íões de lítio ainda hoje são utilizadas baterias de níquel-hidreto metálico em alguns veículos híbridos como o Toyota Highlander 2020 [18].

2.2.1.4 Bateria de Íões de Lítio (Li-ion)

A primeira bateria de íões de lítio comercializada foi desenvolvida pela Sony e pela Asahi Kasei Corporation em 1991. Estas baterias têm uma elevada densidade energética, não sofrem do efeito de memória e têm uma baixa taxa de auto descarga. Em adição, as células de baterias de íões de lítio podem fornecer até 3.6 V, o que corresponde a um valor três vezes superior a outras tecnologias de baterias como as de níquel-cádmio e níquel-hidreto metálico. Devido às suas vantagens, as baterias de íões de lítio dominam o mercado dos dispositivos eletrónicos portáteis e veículos elétricos, e a sua popularidade está a crescer em aplicações militares e aeroespaciais. No entanto, estas baterias têm uma tendência de sobreaquecimentos e podem ser danificadas a elevadas tensões, o que pode, em alguns casos resultar na sua combustão. Por esta razão as baterias de íões de lítio necessitam de mecanismos de segurança de modo a limitar a tensão e as pressões internas, o que pode aumentar o seu peso e limitar a sua performance em alguns casos. Outro fator que limita a expansão da sua adoção é o seu custo, 40% mais elevado que as baterias de níquel-cádmio. Por fim, apesar das baterias de íões de lítio terem a maior densidade energética comparativamente aos outros tipos de baterias, elas ainda são centenas de vezes menos energeticamente densas que a gasolina [19][20]. Na Figura 2.1, é possível observar uma bateria constituída por células de íões de lítio da marca Cyclotek. Esta bateria possui uma tensão nominal de 36 V, uma capacidade 11 Ah e uma taxa de descarga com o fator de 2 C. Em termos

de dimensões esta bateria tem 36 cm de comprimento por 9 cm de largura, uma massa de 3,25 kg e um encaixe específico para a sua montagem no quadro da bicicleta que permite a fácil remoção para carregamento ou substituição. Outra característica desta bateria é o facto de a mesma possuir um indicador de nível de carga constituído por quatro leds [21].



Figura 2.1 – Bateria para bicicletas elétricas constituída por células de iões de lítio da marca Ciclotek.

2.2.1.5 Bateria de Iões de Lítio Polímero (Li-Pol)

As baterias de iões de lítio polímero usam a mesma tecnologia do que as baterias de iões de lítio apresentadas anteriormente, no entanto estas possuem o seu elemento eletrolítico na forma de um gel semi-sólido e com elevada condutividade, ao contrário das baterias de iões de lítio que possuem o seu eletrolítico no estado líquido. Devido a este fator estas baterias possuem um peso inferior comparativamente às baterias de iões de lítio e conseguem ter um formato fino e maleável sendo utilizadas em aplicações onde o peso é um aspeto crítico, como dispositivos móveis, aviões telecomandados e alguns veículos elétricos. No entanto estas também possuem algumas desvantagens, tais como o seu elevado preço, número de ciclos de vida mais reduzido e o facto de expandirem e se poderem incendiar no caso de ocorrerem sobrecargas [22].

2.2.2 Modelo Elétrico de uma Bateria

Na última década o interesse no estudo académico e nas aplicações das baterias de iões de lítio tem vindo a aumentar, principalmente devido ao facto de estas serem empregues no mais variado tipo de sistemas eletrónicos. Dito isto, é da mais elevada importância perceber e ser capaz de controlar o comportamento da bateria durante as diferentes condições de funcionamento, quer em termos químicos, térmicos ou eletrónicos. O desenvolvimento de modelos de baterias para a sua simulação desempenha por isso um papel muito importante no desenvolvimento e otimização destes sistemas.

O modelo de bateria de primeira ordem, também conhecido como modelo de *Thévenin*, é composto por uma resistência R_s que representa a resistência interna da bateria, uma fonte de tensão contínua ideal V_{oc} que representa a tensão de circuito aberto, assim como um circuito RC paralelo que permite simular o comportamento dinâmico da bateria. Neste circuito a resistência R_p representa as reações químicas durante os processos de carga e descarga e o condensador C representa o estado de carga. Apesar destas características, este modelo não permite efetuar a simulação de variação da resistência consoante os valores de temperatura e do *State of Charge* (SoC), no entanto para a realização deste projeto esses fatores não são relevantes [23].

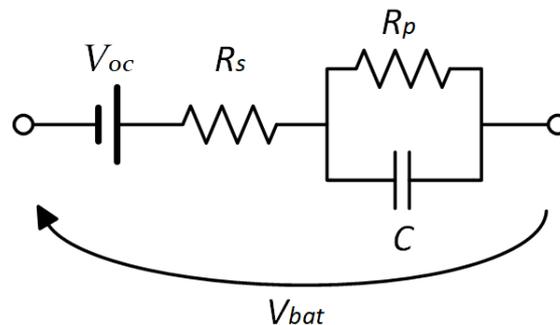


Figura 2.2 – Circuito elétrico equivalente, de primeira ordem, de uma bateria.

2.2.3 Métodos de Carregamento de Baterias

Os diferentes algoritmos de carregamento têm uma forte influência na performance das baterias e na sua vida útil. Assim sendo, muitos algoritmos têm sido desenvolvidos e implementados, estes podem variar em diversos fatores como, tempo de carregamento, eficiência, impacto nos ciclos de vida das baterias, complexidade de implementação, sensores necessários, custo e popularidade. Os algoritmos utilizados com maior frequência são o carregamento por corrente constante, tensão constante e corrente constante seguida de tensão constante [24].

2.2.3.1 Carregamento por Corrente Constante

O carregamento por corrente constante é um método simples que consiste em aplicar uma corrente constante à bateria, de acordo com os valores estabelecidos pelo fabricante, até se alcançar a tensão nominal da bateria. Na Figura 2.3, é possível se observar as formas de onda teóricas deste tipo de carregamento [25].

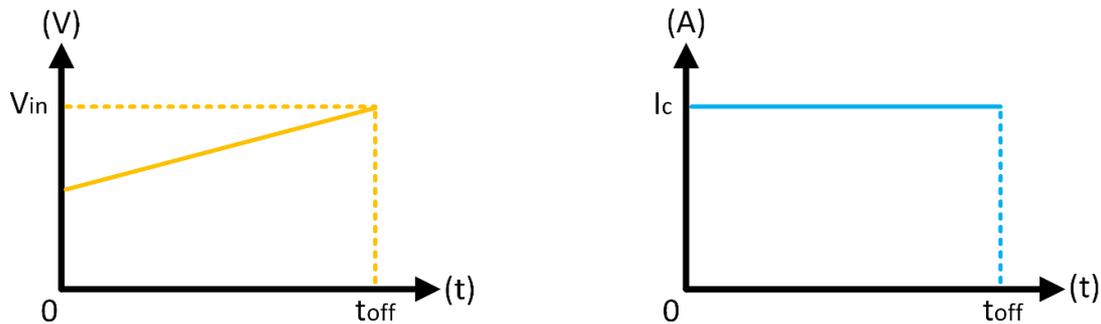


Figura 2.3 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por corrente constante.

2.2.3.2 Carregamento por Tensão Constante

O carregamento por tensão constante é uma técnica simples de implementar, uma tensão constante é fornecida aos terminais da bateria que, por sua vez, vai definir a corrente de carga. A corrente de carga também irá variar consoante as características químicas da bateria em questão. O fim do carregamento da bateria ocorre quando a corrente se anula como é possível observar na Figura 2.4 [25].

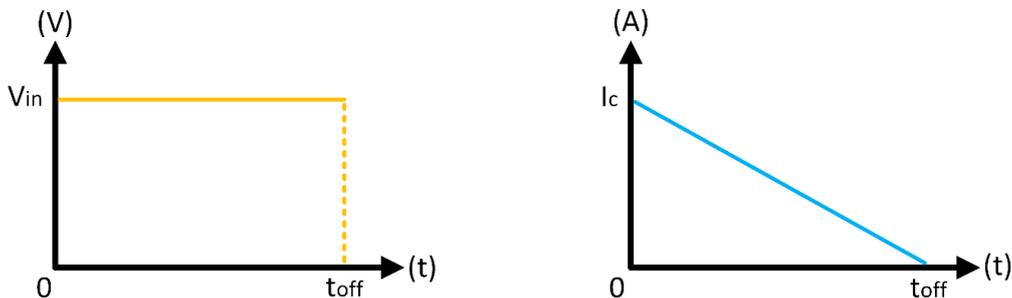


Figura 2.4 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por tensão constante.

2.2.3.3 Carregamento por Corrente Constante seguida de Tensão Constante

O carregamento por corrente constante seguida de tensão constante é um algoritmo bastante desenvolvido e vastamente utilizado no carregamento de baterias de íões de lítio devido à sua simplicidade e facilidade de implementação. Neste tipo de carregamento primeiramente é efetuado um carregamento por corrente constante até ser atingido um valor de tensão pré-definido, após isso sucede um carregamento por tensão constante até que o valor da corrente se anule, como pode ser observado na Figura 2.5 [24][26]. Este algoritmo de controlo será o algoritmo utilizado nas simulações computacionais realizadas.

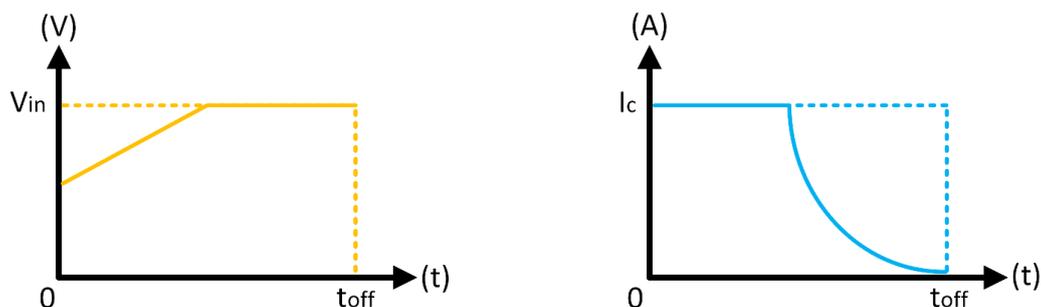


Figura 2.5 - Formas de onda teóricas do algoritmo de carregamento por corrente constante seguida de tensão constante.

2.3 Carregadores de Baterias para Bicicletas Elétrica

Os carregadores de baterias para bicicletas são um elemento fundamental para o funcionamento de todo o sistema, visto que sem eles não seria possível o carregamento da bateria da bicicleta elétrica impossibilitando a sua utilização a longo prazo. Como foi referido anteriormente, o carregamento das baterias de lítio é um processo delicado e necessita de ser efetuado de acordo com os parâmetros fornecidos pelo fabricante, de modo a prolongar a vida útil da bateria e de garantir que todo o processo é realizado em segurança. Os carregadores também necessitam de ser suficiente compactos e leves para que possam ser transportados facilmente, caso o utilizador pretenda carregar a bateria da bicicleta em diferentes localizações.

Na Figura 2.6, é apresentado o carregador de bateria para bicicletas elétricas da marca *STCharger* disponibilizado para o carregamento da bateria da marca *Ciclotek* mencionada anteriormente. Este carregador permite um carregamento por corrente constante seguida de tensão constante, sendo a corrente de carregamento máxima de 2 A. O carregador foi desenhado para o carregamento de baterias de lítio com tensão nominal de 36 V, permitindo o carregamento até uma tensão máxima de 42 V e o input requerido proveniente da rede é de 220 VAC-240 VAC a 50 Hz ou 60 Hz. Este carregador tem uma eficiência superior a 91% e encerra a sua operação de carregamento a partir do momento em que o valor da corrente de carregamento seja inferior a 170 mA [27].



Figura 2.6 - Carregador de bateria para bicicletas elétricas da marca *STCharger*.

2.4 Motores Elétricos

Um motor elétrico é uma máquina elétrica que converte energia elétrica em energia mecânica. Estes são utilizados diariamente nos mais diversos sectores da indústria e no quotidiano, possuem uma construção simples e utilização versátil. Nas bicicletas elétricas os motores elétricos mais utilizados são os motores CC (Corrente Contínua) e os motores BLDC (*brushless direct current*).

2.4.1 Motor de Corrente Contínua (CC)

O motor de corrente contínua (CC) foi durante muitos anos o motor de eleição no que toca à propulsão elétrica, possuindo a capacidade de produzir elevado binário a baixas velocidades. Neste tipo de motores são as escovas que fornecem corrente pelo comutador para as bobinas localizadas no rotor. A sua rotação é alcançada ao controlar os campos magnéticos gerados pelas bobinas no rotor, enquanto o campo magnético gerado pelos ímãs estacionários permanece fixo. O seu controlo é simples visto que de modo a alterar a velocidade de rotação, basta alterar a tensão nas bobinas. No entanto, este tipo de motores sofre do facto de possuir um tamanho volumoso, inferior eficiência quando comparado com outros tipos e maior manutenção devido ao facto deste possuir anéis comutadores e escovas que sofrem de desgaste [28].

2.4.2 Motor *Brushless Direct Current* (BLDC)

O motor *brushless direct current* (BLDC), é um motor que não utiliza escovas. Nestes, o rotor é um íman permanente e as bobinas encontram-se fixas no estator. Como as bobinas não estão em rotação, não existe a necessidade de um motor deste tipo ter escovas ou um comutador. O movimento de rotação é realizado pelo íman permanente. A rotação é alcançada ao alterar a direção dos campos magnéticos gerados pelas bobinas estacionárias que se encontram em torno do íman permanente. Para controlar a sua rotação, é necessário ajustar-se a magnitude e a direção da corrente nas bobinas [28][29].

Uma das grandes vantagens do motor BLDC é a sua eficiência, pois estes motores podem ser controlados para operarem continuamente com binário máximo. Para um motor CC fornecer o mesmo binário que um motor BLDC equivalente, este precisaria de ímanes maiores. Essa é a razão pela qual os motores BLDC conseguem fornecer uma potência considerável com um tamanho reduzido [28][29].

Como os motores BLDC podem ser controlados através de mecanismos de feedback, estes podem fornecer com precisão o binário e a rotação necessários. Esta precisão no controlo dos mesmos, ajuda a reduzir o consumo de energia. Os motores BLDC também podem oferecer uma alta durabilidade e baixo ruído devido à inexistência de escovas [28][29].

Tabela 2.1 – Comparação entre o motor CC com escovas e o motor BLDC (baseado em [29]).

Características	Motor CC com Escovas	Motor BLDC
Vida útil	Curta (devido à presença de escovas)	Longa
Velocidade/Binário	Média (o atrito das escovas em altas velocidades prejudica o binário)	Alta
Eficiência	Média (devido à queda de tensão nas escovas)	Alta
Ruído elétrico	Ruidoso (devido à geração de um arco elétrico nas escovas)	Silencioso
Custo	Baixo	Médio (devido à existência de ímanes permanentes dispendiosos)

2.4.3 Posicionamento do Motor

As bicicletas elétricas da atualidade possuem diferentes tipos de posicionamento do motor. Sendo os mais utilizados o sistema *Mid-Drive Motor* e o sistema *Hub-Drive Motor* [30].

No sistema *Mid-Drive Motor*, o motor encontra-se no centro do quadro da bicicleta entre os pedais e utiliza um sistema de engrenagens que funciona em conjunto com as engrenagens da bicicleta. Este sistema assegura uma maior eficiência e faz com que seja mais fácil pedalar em subidas e em trajetos montanhosos. O seu posicionamento baixo e centrado, garante um bom centro de gravidade, ajudando a estabilidade da bicicleta. No entanto, devido à sua complexidade, pode requerer de mais manutenção que um sistema *Hub-Drive Motor* e também é mais ruidoso e volumoso [31].

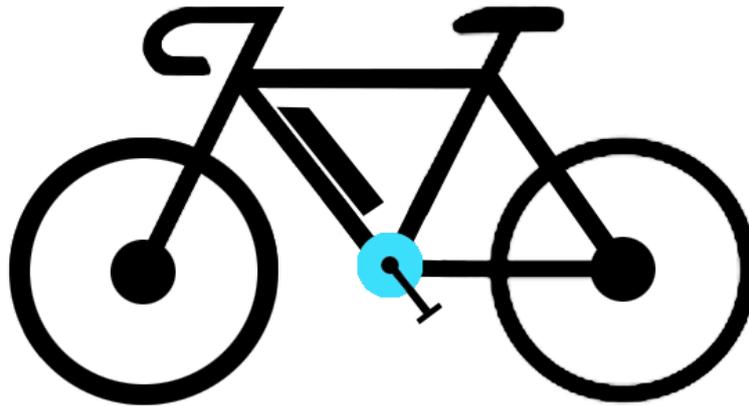


Figura 2.7 – Posicionamento do sistema *Mid-Drive Motor*.

No sistema *Hub-Drive Motor*, o motor é posicionado no cubo de uma das rodas da bicicleta, sendo o mais fácil colocar o motor no cubo da roda dianteira, fazendo com que a bicicleta tenha tração em ambas as rodas, o que pode ajudar em certos terrenos. No entanto, o peso do motor no cubo da roda dianteira pode ser demasiado, fazendo com que a mesma perca a tração em terrenos inclinados e em condições húmidas. Posicionar o motor no cubo da roda traseira oferece mais equilíbrio e uma sensação mais natural de utilização. O sistema *Hub-Drive Motor* necessita de menos manutenção que o sistema *Mid-Drive Motor*, pois este não adiciona nenhum stress extra à correia de transmissão da bicicleta pois não está conectado ao sistema de pedais. A maioria dos sistemas *Hub-Drive Motor* têm uma redução fixa, sendo menos eficientes em colinas íngremes que os sistemas *Mid-Drive Motor* [31].

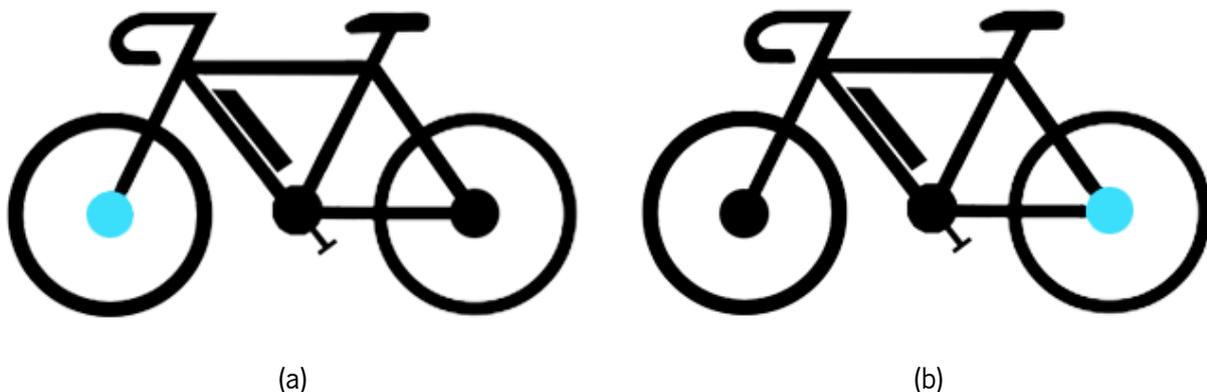


Figura 2.8 - Posicionamento do sistema *Hub-Drive Motor*: (a) Roda dianteira; (b) Roda traseira.

Outro exemplo de posicionamento do motor menos utilizado é o sistema *Friction-Drive Motor*. Neste o motor é instalado perto de uma das rodas da bicicleta, e uma pequena roda acoplada ao seu eixo faz contacto com o pneu, friccionando-o e auxiliando o movimento de rotação da roda. Este tipo de sistema é o mais fácil de se instalar de modo a converter uma bicicleta convencional numa bicicleta elétrica, mas, no entanto, possui várias desvantagens, como o desgaste adicional dos pneus e a falta de eficiência [30].

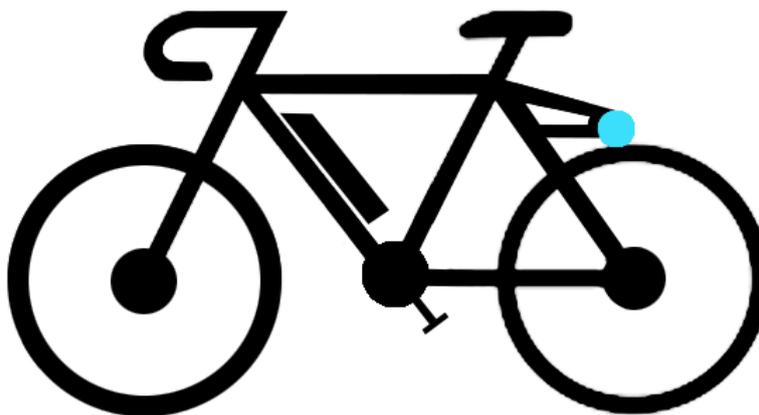


Figura 2.9 – Posicionamento do sistema *Friction-Drive Motor*.

2.5 Tipos de Sensores da Pedaleira

As bicicletas elétricas necessitam de sensores para determinar a potência necessária a ser fornecida pelo motor, de modo a assistir o utilizador. Existem dois principais tipos de sensores para desempenhar esta função, sensores de cadência e sensores de binário [32].

2.5.1 Sensor de Cadência

O sensor de cadência é dos mais utilizados nas bicicletas elétricas, este utiliza os dados da pedaleira para determinar quando o utilizador está a pedalar e o quão rápido os pedais se estão a mexer. Estes sensores são baratos, fáceis de instalar e de substituir, fazendo com que as bicicletas elétricas equipadas com os mesmos sejam menos dispendiosas. Numa bicicleta elétrica com um sensor de cadência, o motor fornece a potência dependendo da velocidade dos pedais e do modo de assistência escolhido. O problema com os sensores de cadência nesta aplicação, é que proporcionam uma assistência pouco precisa e por vezes desnecessária [32].



Figura 2.10 – Sensor de cadência da marca *Aventon* [33].

2.5.2 Sensor de Binário

O sensor de binário, por outro lado, mede o binário aplicado pelo utilizador durante a rotação da pedaleira. Este tipo de sensores consegue ser um melhor indicador de esforço do utilizador, sendo assim possível variar a resposta de assistência do motor de forma mais dinâmica. Por exemplo, em situações de maior inclinação, o utilizador não tem a necessidade de alterar o modo de assistência para incrementar a potência fornecida pelo motor pois, o sensor de binário consegue medir o aumento da força exercida pelo utilizador na pedaleira. Este tipo de resposta intuitiva cria uma sensação muito mais natural de utilização e possibilita a extensão da vida útil da bateria devido à sua superior eficiência comparativamente a sensores de cadência [32].



Figura 2.11 – Sensor de binário utilizado na bicicleta elétrica Riverside 500E, fabricada pela *Decathlon* [34].

2.6 Controladores para Bicicletas Elétricas

Os controladores para bicicletas elétricas são a peça fundamental que controla o funcionamento do motor em função dos parâmetros obtidos. Estes parâmetros dependem da topologia da bicicleta elétrica, qual o tipo de motor, o sensor de pedaleira escolhido, entre outros variando o nível de complexidade requerida pelo controlador. O controlador também é responsável por garantir que os parâmetros legais são cumpridos, tais como o limite de velocidade máxima e que o auxílio proveniente do motor só atua quando o utilizar se encontra a pedalar. Este tipo de dispositivo também pode oferecer opções de proteção contra subtensões, sobretensões, sobre temperaturas, sobre correntes, entre outras.

Na Figura 2.12 é possível observar um controlador de velocidade para bicicletas elétricas equipadas com motores BLDC, da marca TopBikeKit. Este controlador é compatível com motores BLDC com uma potência nominal de até 250 W, deve ser alimentado com uma tensão de 36 V e possui proteção contra subtensões, caso a tensão de alimentação seja inferior a 30 V. Para além disso, este controlador tem uma corrente contínua de saída de 7 A e consegue suportar até 15 A de correntes de pico. Relativamente ao controlo, este controlador faz uso de um sensor de cadência na pedaleira e permite escolher entre quatro modos de assistência.



Figura 2.12 – Controlador de velocidade para bicicletas elétricas equipadas com motores BLDC, da marca TopBikeKit.

2.7 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram estudados e abordados diversos assuntos relacionados com sistemas de armazenamento de energia e componentes constituintes das bicicletas elétricas. Primeiramente, foram abordadas as diferentes topologias de baterias elétricas e os métodos de carregamento mais

utilizados, sendo escolhido o carregamento por corrente constante seguida de tensão constante para utilização nas seguintes simulações computacionais. Foram também analisadas as características dos carregadores de baterias de bicicletas elétricas disponíveis no mercado atualmente.

De seguida foram abordados os diferentes tipos de motores elétricos utilizados nas bicicletas elétricas, sendo realizado um comparativo sobre as vantagens e desvantagens de cada um. Foram também estudados os diferentes posicionamentos que os motores elétricos podem ocupar numa bicicleta elétrica e qual a diferença em termos de comportamento que seria possível experienciar.

Por fim, foram analisados os diferentes tipos de sensores da pedaleira utilizados: o sensor de cadência e o sensor binário. Foi também realizada uma pequena exposição ao funcionamento dos controladores para bicicletas elétricas e o seu papel no esquema geral de operação de uma bicicleta elétrica.

Capítulo 3

Sistemas de Carregamento de Baterias para Bicicletas Elétricas

3.1 Introdução

No decorrer deste capítulo serão apresentadas as topologias de conversores de potência mais utilizadas no carregamento das baterias de bicicletas elétricas. Primeiramente serão abordados os conversores de potência CA-CC e de seguida os conversores de potência CC-CC, ambos necessários no desenvolvimento da topologia completa de carregamento. Após a análise das características de todos os conversores abordados neste capítulo, será efetuada a escolha das topologias a implementar na realização da presente dissertação de mestrado. No final deste capítulo, serão também analisados os circuitos *snubber* que têm como objetivo a redução do stresse elétrico presente nos terminais dos semicondutores durante as comutações, sendo estes frequentemente adicionados aos conversores de potência presentes no mercado.

3.2 Conversores de Eletrónica de Potência CA-CC

Os conversores de potência CA-CC, também denominados de retificadores, são dispositivos eletrónicos capazes de converter corrente alternada em corrente contínua. Este tipo de conversores é extremamente popular devido ao facto de diversos dispositivos eletrónicos que operam com corrente contínua utilizarem a rede elétrica como principal fonte de alimentação. Conforme a aplicação, estes conversores de potência podem ser monofásicos ou trifásicos, para além disso consoante o nível de complexidade do sistema, estes conversores podem ainda ser classificados como controlados ou não controlados. Os conversores de potência não controlados caracterizam-se pelo facto de utilizarem díodos para as comutações.

O retificador monofásico de meia onda e o retificador monofásico de onda completa são dois exemplos de conversores de potência CA-CC monofásicos não controlados. A diferença entre os dois é que o retificador monofásico de onda completa possibilita a conversão de ambos os semiciclos do sinal

sinusoidal de entrada, enquanto o retificador monofásico de meia onda apenas possibilita a conversão de um dos semiciclos [35].

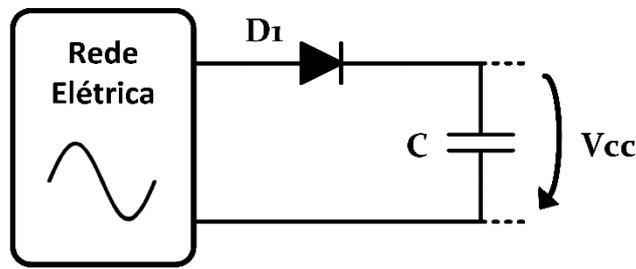


Figura 3.1 - Retificador monofásico de meia onda não controlado.

O retificador monofásico de onda completa é constituído por quatro díodos de potência, sendo que durante o semiciclo positivo os díodos D_1 e D_4 conduzem enquanto os díodos D_2 e D_3 se encontram inversamente polarizados. No semiciclo negativo o inverso acontece, ficando os díodos D_2 e D_3 a conduzir enquanto os díodos D_1 e D_4 se encontram inversamente polarizados. Neste conversor é normalmente utilizado um filtro capacitivo na sua saída de modo a estabilizar a tensão de saída (V_{CC}), no entanto como este se trata de um conversor não controlado, não é possível controlar o valor específico dessa tensão (V_{CC}), sendo esse valor definido pelo valor máximo da tensão de pico do sinal sinusoidal de entrada [35].

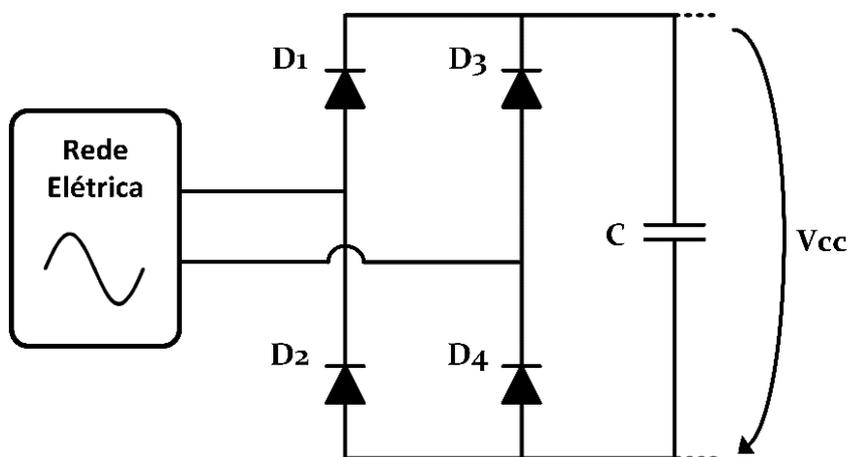


Figura 3.2 - Retificador monofásico de onda completa não controlado.

Os conversores controlados podem considerar-se semi-controlados se utilizarem tirístores convencionais, que apenas permitem controlar o momento inicial de condução, desligando se a partir do momento em que a corrente passa a ser nula, ou então totalmente controlados, fazendo uso de semicondutores comutáveis, estes permitem o controlo do momento de entrada e de saída de condução. Os conversores totalmente controlados são maioritariamente utilizados em aplicações trifásicas que envolvam grandes

potências, enquanto os conversores não controlados são principalmente utilizados em aplicações monofásicas de baixa potência, como por exemplo no carregamento de dispositivos móveis devido à sua simplicidade e custo reduzido [35].

3.3 Conversores de potência CC-CC

Os conversores de potência CC-CC são utilizados para regular a tensão de alimentação de cargas, quando esta não se encontra dentro dos valores pretendidos. Assim sendo, estes conversores são capazes de converter uma tensão ou corrente contínua com uma certa amplitude, noutra tensão ou corrente contínua com uma amplitude diferente. A tensão de saída pode ser, superior, inferior ou igual à tensão de entrada, dependendo da topologia do conversor escolhido, sendo o objetivo manter um valor de tensão de saída constante independentemente das variações que possam existir na entrada do mesmo. Estes conversores podem ser classificados como isolados ou não isolados, dependendo da existência ou não de um isolamento galvânico, proporcionado por um transformador de alta-frequência. Os conversores não isolados são normalmente utilizados nas aplicações de baixa potência, em topologias como *buck*, *boost* e *buck-boost*. Enquanto, os conversores isolados são por norma utilizados em aplicações de maior potência por questões de segurança, no entanto existem topologias como *flyback* e *forward* que possuem isolamento, mas que por norma são utilizadas em aplicações de menor potência. De seguida, serão apresentadas as topologias de conversores de potência CC-CC mais adequadas para a realização deste projeto de dissertação.

3.3.1 Conversor CC-CC Unidirecional Não Isolado *Buck*

O conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *buck* (abaixador) é um conversor que permite obter uma tensão de saída (V_o) inferior à tensão de entrada (V_i). Estes conversores são por norma encontrados nas motherboards dos dispositivos móveis como computadores e smartphones, mas também em carregadores de baterias e carregadores solares. Na Figura 3.3 é possível observar o esquema elétrico deste conversor, o mesmo é constituído por um condensador de desacoplamento, C_1 , um semicondutor de potência totalmente controlado, S_1 , um diodo, D_1 , uma bobine, L_1 , um segundo condensador na saída, C_2 , e uma carga, R .

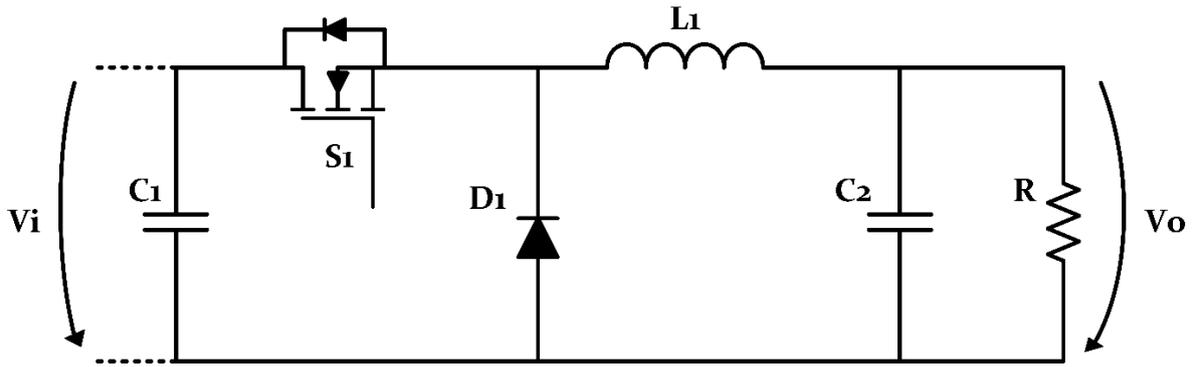


Figura 3.3 - Conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *buck*.

Relativamente ao seu funcionamento, quando o semicondutor S_1 se encontra em condução, a corrente de entrada flui através da bobine L_1 , do condensador C_2 e da carga R presente na saída do conversor V_o , alcançando desta forma um aumento da energia armazenada pela bobine L_1 e por consequência um aumento linear da corrente de entrada V_i .

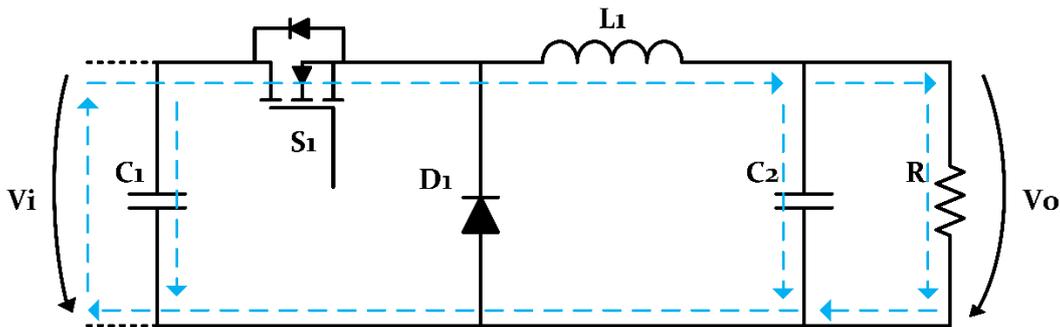


Figura 3.4 – Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *buck (on state)*.

Quando o semicondutor S_1 se encontra em aberto a carga R presente à saída do conversor V_o é agora alimentada pela energia proveniente da bobine L_1 e do condensador C_2 , armazenada no estado anterior, resultando numa redução linear da corrente, isto é possível devido ao diodo D_1 de *freewhelling* que fica diretamente polarizado providenciando um caminho à corrente [36][37].

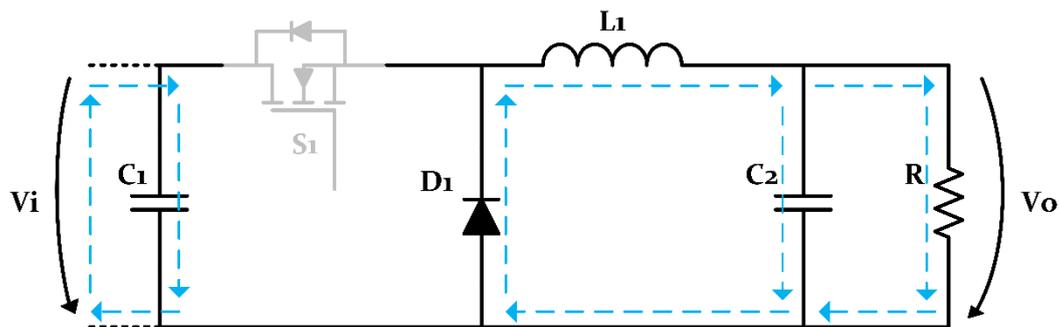


Figura 3.5 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *buck (off state)*.

3.3.2 Conversor CC-CC Unidirecional Não Isolado *Boost*

O conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *boost* é um conversor que permite obter uma tensão de saída (V_o) superior à tensão de entrada (V_i). Este tipo de conversor pode ser utilizado em diversas aplicações de sistemas de eletrônica de potência, como por exemplo sistemas de interface com painéis solares fotovoltaicos. Este conversor é constituído pelos mesmos componentes que o conversor *buck* (abaixador), no entanto estes encontram-se dispostos de maneira diferente como é possível observar na Figura 3.6.

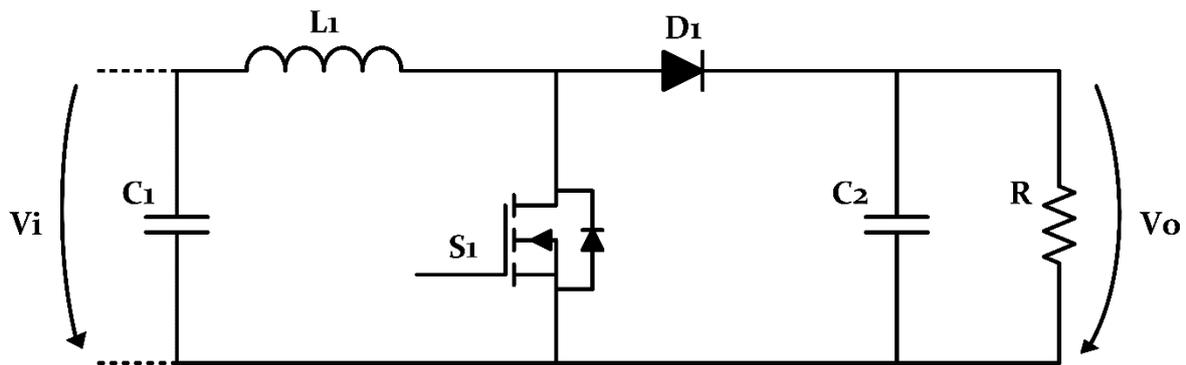


Figura 3.6 - Conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *boost*.

Quando o semicondutor S_1 se encontra em condução, o diodo D_1 está inversamente polarizado não permitindo a passagem de corrente para o condensador C_2 e para a carga R . Assim sendo, a energia armazenada na bobine L_1 aumenta, consequentemente provocando um aumento da corrente de entrada. Nesta fase, a carga R é alimentada pela energia armazenada no condensador C_2 .

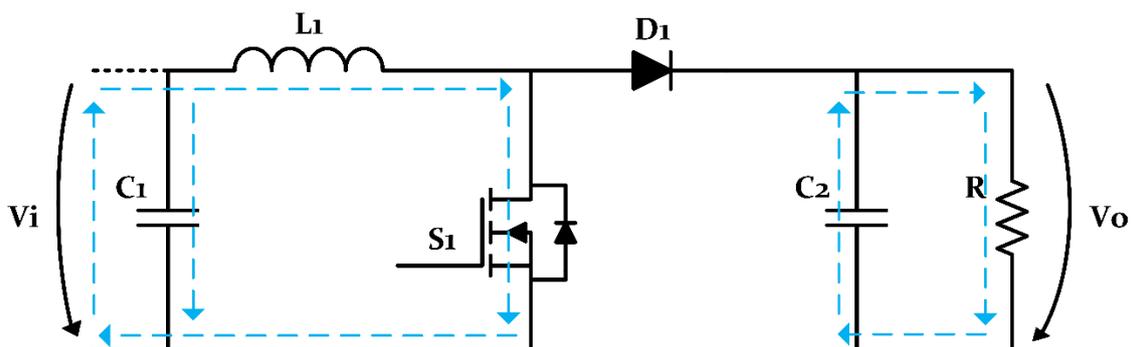


Figura 3.7 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *boost* (*on state*).

Por sua vez, quando o semicondutor S_1 se encontra em aberto o diodo D_1 fica diretamente polarizado e permite a passagem de corrente para o condensador C_2 carregando-o, e para a carga R , diminuindo a energia armazenada na bobine L_1 e também a corrente de entrada [36][37].

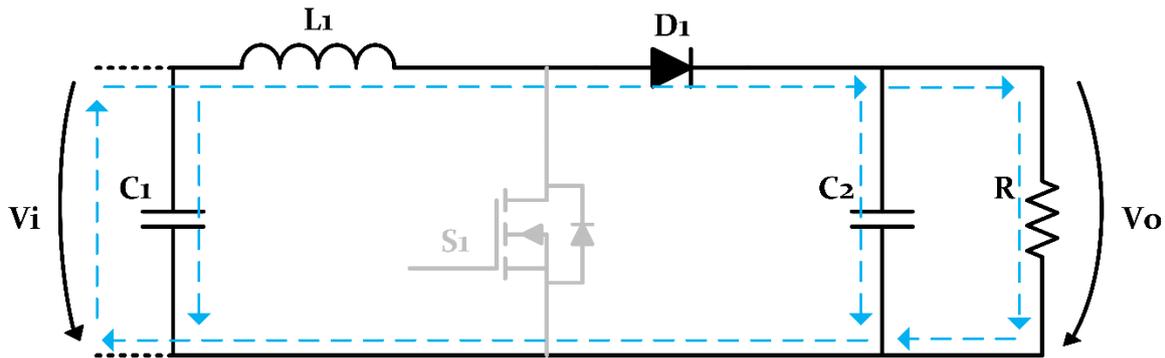


Figura 3.8 - Operação do conversor de potência CC-CC unidirecional não isolado *boost* (*off state*).

3.3.3 Conversor CC-CC Unidirecional Isolado *Flyback*

O conversor de potência CC-CC unidirecional isolado *flyback* é uma das topologias mais utilizadas nos dias de hoje, o design simplista deste conversor oferece um tamanho e preço competitivos, assim como uma elevada eficiência dentro de um regime de potência entre aproximadamente os 2 W e os 100 W. Este conversor possui os mesmos componentes básicos presentes na maioria dos outros conversores de potência CC-CC, como é possível observar na Figura 3.9, mas com a vantagem de não necessitar de uma bobine adicional. O elemento diferenciador deste conversor é o transformador de alta-frequência *flyback* que proporciona isolamento galvânico e funciona como um indutor acoplado, armazenando energia.

Quando o semicondutor S_1 se encontra em condução, a corrente flui da entrada do conversor (V_i) para o primário do transformador *flyback* armazenando energia no mesmo. Neste estado a carga R é alimentada pelo condensador C_2 , e nenhuma da corrente passa pelo diodo D_1 como este se encontra inversamente polarizado. Como o condensador C_2 é o único elemento a fornecer energia à carga R neste estado, o mesmo tem de ser dimensionado de maneira a obter um *ripple* aceitável à saída do conversor (V_o).

Contudo, quando o semicondutor S_1 se encontra aberto a corrente é impedida de circular no circuito primário enquanto a energia acumulada no enrolamento primário do transformador é agora transferida para o enrolamento secundário. A corrente proveniente do enrolamento secundário do transformador flui pelo diodo D_1 , recarregando o condensador C_2 para o próximo ciclo da comutação e alimentando a carga R [36][37].

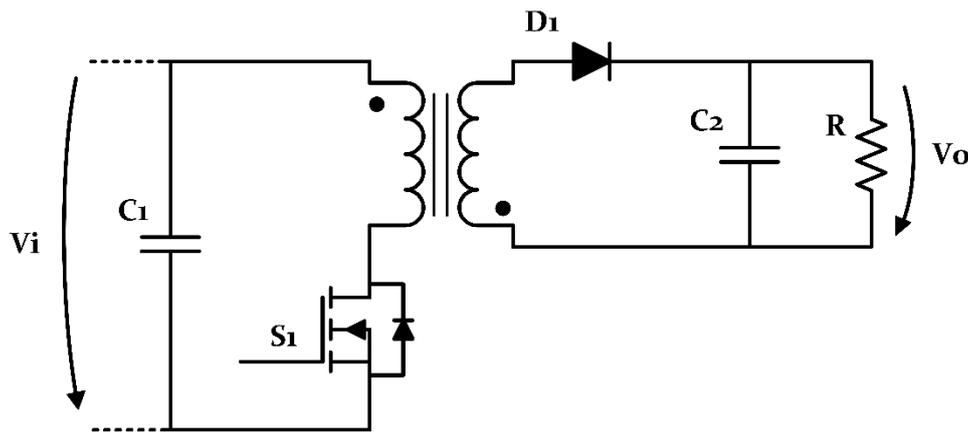


Figura 3.9 - Conversor de potência CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

3.3.4 Conversor CC-CC Unidirecional Isolado *Forward*

O conversor de potência CC-CC unidirecional isolado *forward*, tal como o conversor *flyback*, pode oferecer uma tensão de saída mais baixa ou mais elevada que a tensão de entrada e providência isolamento elétrico com a utilização de um transformador de alta frequência. Embora este seja mais complexo que o conversor *flyback*, pode ser utilizado em aplicações de maior potência, aproximadamente até os 200 W, e é geralmente mais eficiente.

Quando o semicondutor S_1 se encontra em condução a corrente flui pelos enrolamentos primário e secundário do transformador, e pelo diodo D_1 . A energia é armazenada na bobine L_1 e no condensador C_2 , e nenhuma da corrente passa pelo terceiro enrolamento do transformador devido ao diodo D_3 que se encontra inversamente polarizado.

Quando o semicondutor S_1 se encontra em aberto, a corrente fica impossibilitada de fluir pelos enrolamentos primário e secundário do transformador, e assim a carga R é agora alimentada pela bobine L_1 e pelo condensador C_2 . O diodo D_2 providência um caminho de regresso à corrente, contudo os enrolamentos do transformador continuam a agir com um indutor acoplado, daí ser necessário adicionar um terceiro enrolamento que permita o retorno dessa energia acumulada no núcleo do transformador, de volta à entrada do conversor (V_i) [36].

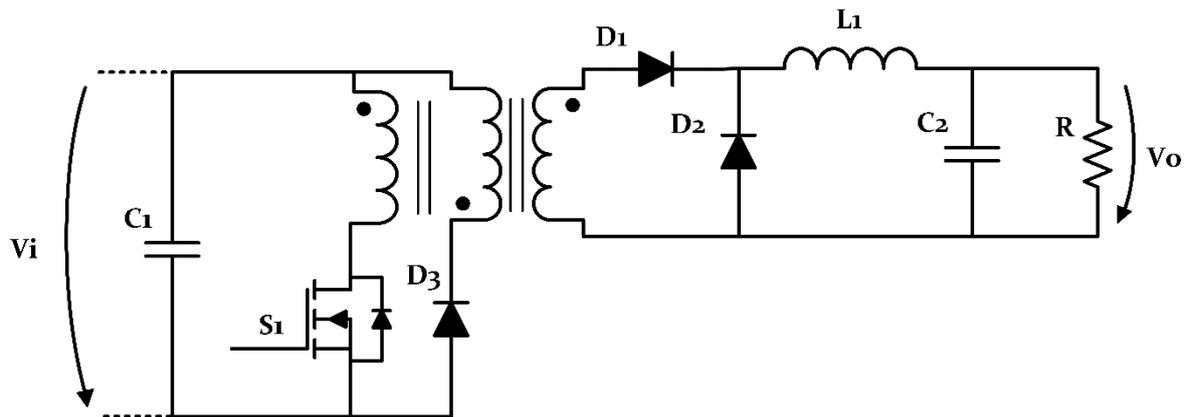


Figura 3.10 - Conversor de potência CC-CC unidirecional isolado *forward*.

3.4 Circuitos *Snubber*

Os circuitos *snubber* têm a função de controlar os efeitos provocados pelos elementos reativos presentes nos circuitos de comutação de potência, absorvendo a energia proveniente dos mesmos. Isto reduz significativamente o nível de stress a que os semicondutores estão expostos, e permite aos circuitos de comutação de potência, onde estes estejam inseridos, uma melhor fiabilidade, maior frequência de comutação e menor interferência eletromagnética (EMI). Quando os circuitos *snubber* são devidamente projetados e implementados, permitem assegurar que o semicondutor possua uma menor dissipação de potência, assim como estejam sujeitos a menores picos de tensão e de corrente durante a sua operação.

Existem dois principais tipos de circuitos *snubber*, os passivos e os ativos. Os passivos apenas apresentam na sua constituição elementos como resistências, condensadores, bobines e díodos, enquanto os ativos podem incluir transistores ou outro tipo de semicondutores, sendo mais complexos. Os circuitos *snubber* também podem ser classificados de acordo com a maneira como transferem energia. Se a energia presente no circuito *snubber* for dissipada através de uma resistência, o circuito *snubber* é classificado como dissipativo, mas se a energia for transferida de volta para a entrada do circuito de potência, ou para a sua saída, o circuito *snubber* é classificado como não dissipativo [38][39].

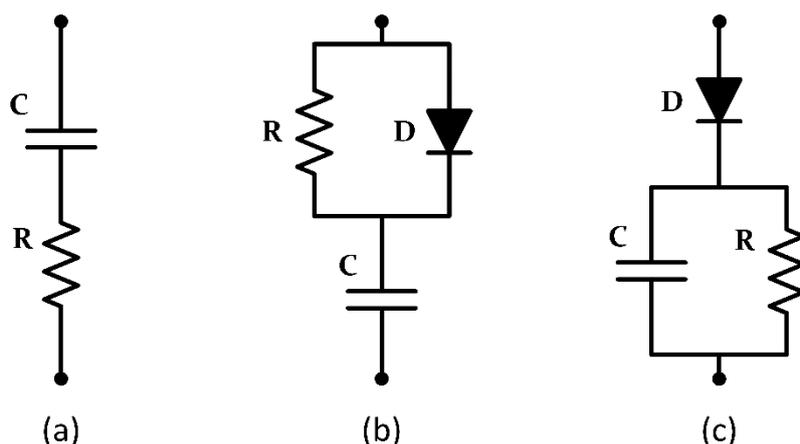


Figura 3.11 – Circuitos *Snubber*: (a) *Snubber RC*; (b) *Snubber RCD* com configuração *rate of rise of voltage*; (c) *Snubber RCD* com configuração *voltage clamp*.

O circuito *snubber RC*, Figura 3.11(a), embora simples, tem a capacidade de amortecer ressonâncias parasíticas nos circuitos de potência, e é um dos circuitos *snubber* mais utilizados. Pode ser frequentemente encontrado à saída dos secundários dos transformadores de alta frequência, indutores e semicondutores.

O circuito *snubber RCD*, pode ser configurado como *rate of rise of voltage*, Figura 3.11(b), ou *voltage clamp*, Figura 3.11(c). Sendo a diferença entre os dois o facto de a configuração *rate of rise of voltage* permitir a redução das sobretensões nos semicondutores quando estes desligam. A utilização comum deste tipo de circuitos *snubber* consiste no controlo das tensões dos semicondutores utilizados nas topologias de conversores de eletrónica de potência como o *flyback*, o *forward* ou o *boost*.

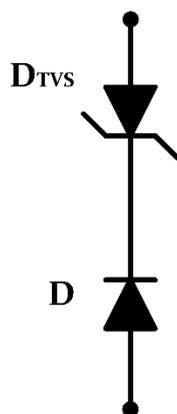


Figura 3.12 – Circuito do *snubber TVS*

O *snubber TVS (Transient Voltage Suppressor)*, cujo esquemático pode ser encontrado na Figura 3.12, é vastamente utilizado em aplicações de menor potência como os conversores de potência *flyback*. Este é constituído por dois diodos, sendo um deles um diodo TVS, e serve para suprimir os picos de tensão e

reduzir efeito de *ringing* provocados pela dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência *flyback* [40].

3.5 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram apresentados e descritos os conversores de potência que podem ser utilizados num sistema de carregamento unidirecional de baterias de uma bicicleta elétrica. Sendo apresentadas topologias de conversores CA-CC não controladas, providenciando maior simplicidade e robustez, assim como topologias de conversores CC-CC tanto não isoladas como isoladas, demonstrando as vantagens e desvantagens de cada uma. De maneira a assegurar o bom funcionamento do sistema, foram também apresentados alguns circuitos *snubber*, que vão acrescentar uma melhor fiabilidade e eficiência ao sistema de carregamento a desenvolver. Após uma análise detalhada das topologias de conversores de potência CA-CC e CC-CC apresentadas, foram escolhidas as topologias de conversores de potência que mais se enquadravam nesta aplicação, sendo essas o retificador monofásico de onda completa não controlado, para a conversão CA-CC, em conjunto com o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. A escolha do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* deve-se ao facto de este apresentar uma elevada eficiência dentro do regime de potência onde o carregador a desenvolver irá funcionar, ser um design simplista que necessita de poucos componentes e ainda por garantir isolamento galvânico, algo de extrema importância visto que a alimentação do carregador será efetuada a partir da rede elétrica. O sistema proposto composto por estas duas topologias será testado via simulação no próximo capítulo.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Sistema de Carregamento Proposto

4.1 Introdução

Após a escolha dos conversores mais apropriados para a implementação de um sistema de carregamento de baterias para bicicletas elétricas, torna-se necessário, previamente ao desenvolvimento do protótipo físico, recorrer a simulações computacionais de modo a auferir o correto funcionamento do sistema. As ferramentas de simulação computacional são fulcrais para o desenvolvimento e análise de sistemas de eletrônica de potência e de sistemas eletrônicos no geral. Estas permitem validar e otimizar o funcionamento teórico do sistema, sem a necessidade de adquirir hardware adicional, poupando dinheiro, e ainda possibilitam a execução dos testes de forma segura, sem a possibilidade de se danificar o hardware ou as pessoas envolvidas, tendo em conta a perigosidade que pode estar presente nos sistemas de eletrônica de potência.

A ferramenta de simulação computacional escolhida foi o software PSIM, da empresa *Powersim*. Esta ferramenta é vocacionada para a área de eletrônica de potência e permite a simulação do circuito de potência, assim como a simulação do circuito de controlo, através de uma série de componentes que possibilitam a realização de um controlo analógico, mas também de blocos programáveis, que permitem a utilização de algoritmos em linguagem C, semelhantes aos utilizados nos microcontroladores.

Neste capítulo será apresentado o modelo de simulação realizado para o sistema pretendido, sendo este constituído pelo retificador monofásico de onda completa não controlado, para a conversão CA-CC, e pelo conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. Serão igualmente apresentados, o modelo da bateria e os resultados de maior relevância das simulações efetuadas, com a finalidade de avaliar o desempenho da topologia de carregamento adotada.

4.2 Modelo da Bateria

De modo a realizar as simulações necessárias para a realização desta dissertação tomou-se a escolha de recorrer ao modelo de bateria de primeira ordem, também conhecido como modelo de *Thévenin* referido anteriormente na secção 2.2.2, devido ao facto de a versão utilizada da ferramenta PSIM não possuir na sua biblioteca modelos de baterias. Este modelo permite a simulação do processo de carga de uma bateria com recurso a relativamente poucos componentes, na Figura 4.1 é possível observar o seu esquema elétrico, utilizado nas simulações realizadas no âmbito desta dissertação.

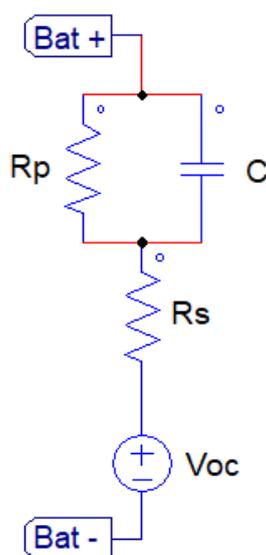


Figura 4.1 – Modelo elétrico de primeira ordem de uma bateria no ambiente de simulação PSIM.

Neste modelo a resistência R_s representa a resistência interna da bateria, a fonte de tensão contínua ideal V_{oc} representa a tensão de circuito aberto e o circuito RC paralelo permite simular o comportamento dinâmico da bateria. Na Tabela 4.1 é possível encontrar os valores escolhidos para os componentes presentes no modelo acima, baseados nas características da bateria de iões de lítio que se pretende carregar, à exceção do valor do compensador de carga (C), onde foi escolhido um valor pequeno para que o tempo de simulação pudesse ser reduzido.

Tabela 4.1 – Valores escolhidos para os componentes do modelo da bateria a simular.

Resistência interna (R_s)	125 m Ω
Fonte de Tensão Contínua Ideal (V_{oc})	33 V
Condensador de carga (C)	0.02 F
Resistência de auto-descarga (R_p)	1 M Ω

4.3 Modelo de Simulação

Nas Figura 4.2 e Figura 4.3 abaixo é possível observar o modelo de simulação desenvolvido na ferramenta de simulação PSIM. O mesmo encontra se dividido em duas partes, sendo que a primeira, exposta na Figura 4.2, representa o andar de potência do sistema de carregamento proposto, constituído por um retificador monofásico de onda completa não controlado e por um conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*, conectados através de um barramento CC. Também é possível se visualizar os sensores de tensão e corrente, posicionados de maneira a permitir a leitura dos parâmetros necessários, de modo a garantir um correto funcionamento do sistema.

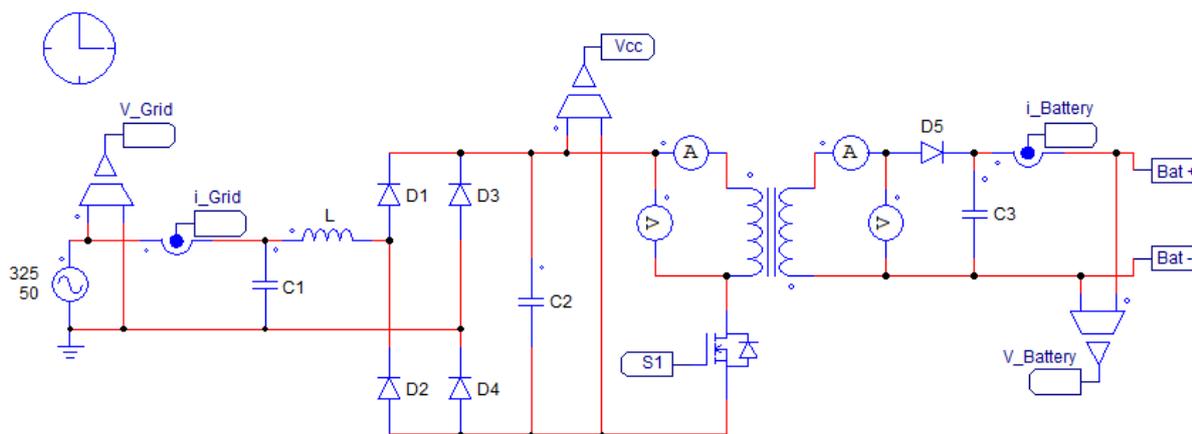


Figura 4.2 – Andar de potência do sistema de carregamento proposto em ambiente de simulação PSIM.

A segunda parte do modelo de simulação, exibida na Figura 4.3, representa o circuito de controlo do sistema de carregamento proposto. Este permite implementar todo o controlo necessário para assegurar o bom funcionamento do sistema, assim como visualizar todas as variáveis necessárias.

No lado esquerdo, é possível observar o bloco de processamento designado por *C-Block*, este permite a implementação de algoritmos de controlo em linguagem C, possibilitando a migração dos mesmos para outros softwares que também utilizem a mesma linguagem. Os seus inputs provenientes dos sensores de tensão e corrente são obtidos com uma determinada frequência de amostragem, definida pelo *Zero-Order Hold* (ZOH), e após o processamento dos dados pelos algoritmos de controlo implementados, as variáveis de controlo ou leitura geradas podem ser encontradas nos seus *outputs*.

A meio da figura em questão pode ser encontrado o circuito analógico responsável por gerar o sinal *Pulse Width Modulation* (PWM) necessário para o controlo dos semicondutores, este é composto por um amplificador operacional comparador, cujas entradas consistem de um sinal de controlo, proveniente do

bloco computacional *C-Block*, e de uma onda triangular, que define a frequência de comutação do sistema. À saída do comparador é se obtido o sinal PWM pretendido.

No lado direito encontram-se expostas as *labels* das variáveis escolhidas para leitura, importantes no sentido de verificar o correto funcionamento do sistema. Através destas torna-se possível observar todos os valores de tensão e corrente, assim como os valores lógicos de controlo, durante todo o período de simulação, facilitando os ajustes no dimensionamento de componentes e no controlo do sistema.

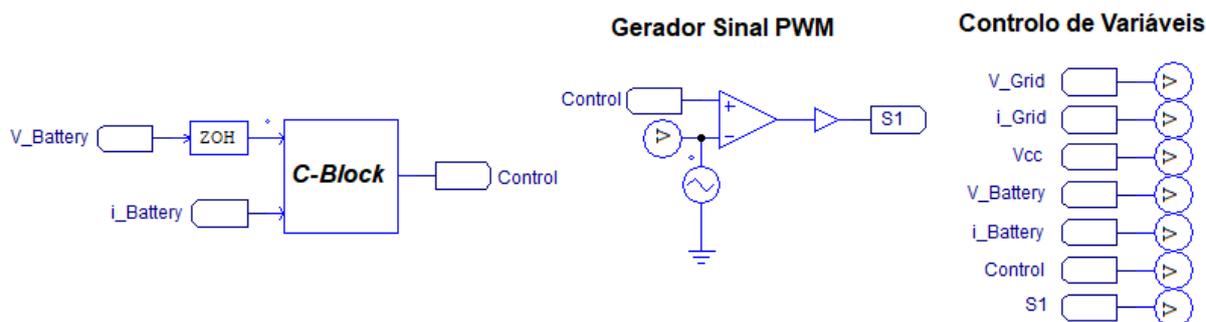


Figura 4.3 – Circuito de controlo do sistema de carregamento proposto em ambiente de simulação PSIM.

4.4 Simulação do Sistema de Carregamento

Na Figura 4.4 é possível observar o modelo de simulação do retificador monofásico de onda completa não controlado implementado na ferramenta de simulação PSIM. Este encontra-se conectado à rede de distribuição de energia elétrica monofásica com uma tensão de 230 V a uma frequência de 50 Hz. O retificador é constituído por quatro díodos e um filtro LC passa-baixo, composto por uma bobine de acoplamento à rede de 1 mH e por um condensador de 0.068 μF , dimensionado através das equações (4.1) e (4.2).

$$\omega_o = 2\pi \frac{f_{\text{comutação}}}{10} \quad (4.1)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

Para além destes componentes também se encontra presente no retificador o condensador (C_2) referente ao barramento CC, responsável por estabilizar a tensão de saída.

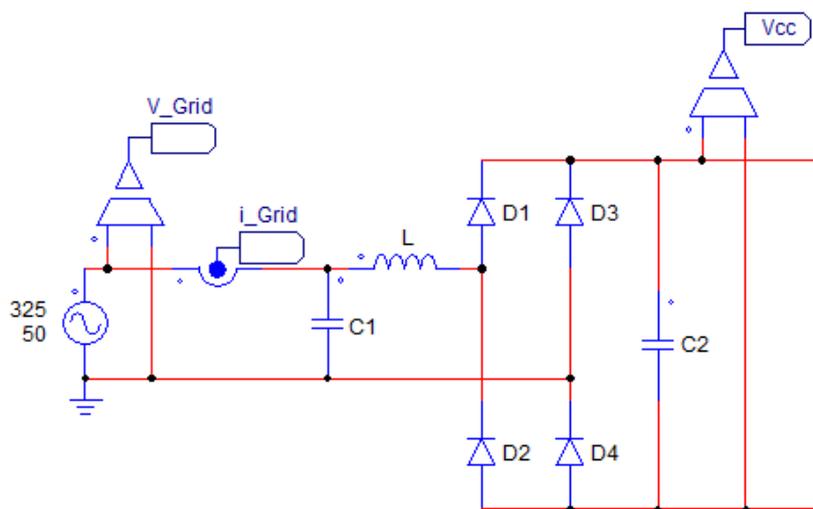


Figura 4.4 – Modelo de simulação do retificador monofásico de onda completa não controlado.

Relativamente aos resultados de simulação, na Figura 4.5 apresentam-se as formas de onda da tensão da rede elétrica e corrente de entrada no retificador durante a fase de carregamento da bateria por corrente constante. Através da ferramenta de visualização de gráficos *Simview* do PSIM, pode-se comprovar que o fator de potência entre a tensão da rede elétrica e a corrente de entrada do retificador é de apenas 0,44. O valor eficaz da corrente de entrada do retificador durante esta fase do carregamento é de 0,85 A.

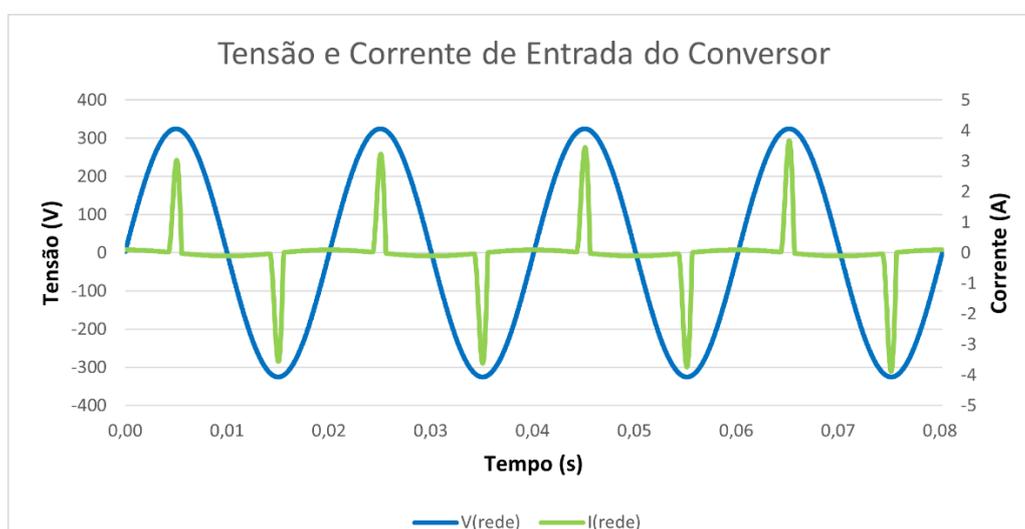


Figura 4.5 – Formas de onda da tensão da rede elétrica e corrente de entrada no retificador durante a fase de carregamento da bateria.

Na Figura 4.6 é apresentada a forma de onda da tensão presente no barramento CC durante a fase de carregamento da bateria por corrente constante. O valor do condensador (C_2) utilizado é de 120 μF . O

valor de tensão do barramento CC é iniciado a 325 V, e como se pode comprovar, o mesmo mantém-se estável com um *ripple* de 20 V pico-a-pico.

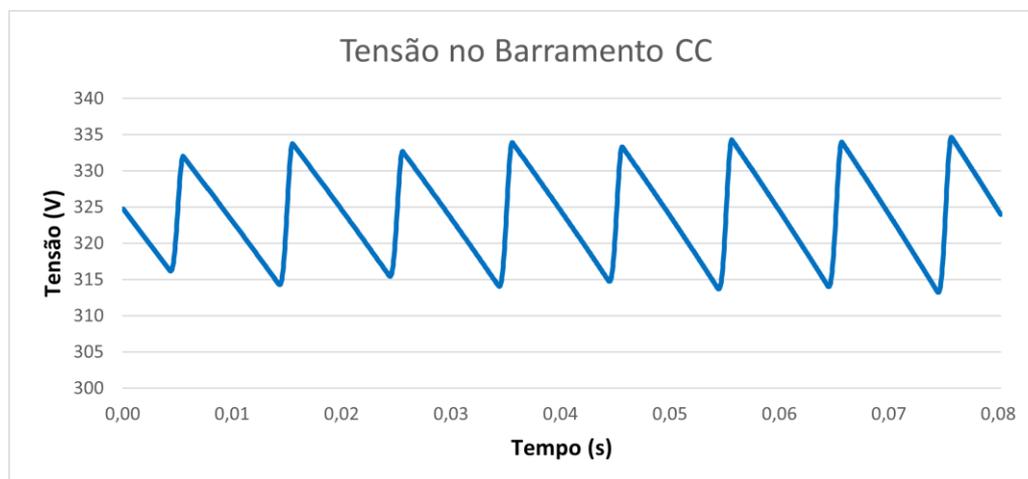


Figura 4.6 – Forma de onda da tensão presente no barramento CC durante a fase de carregamento da bateria.

O modelo de simulação, implementado na ferramenta de simulação PSIM, do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* pode ser encontrado na Figura 4.7. Este é constituído por um transformador de alta frequência *flyback*, um diódo (D_5), um condensador (C_3), por um MOSFET e o seu respetivo diódo em antiparalelo. Também se encontra presente na figura o condensador (C_2) referente ao barramento CC.

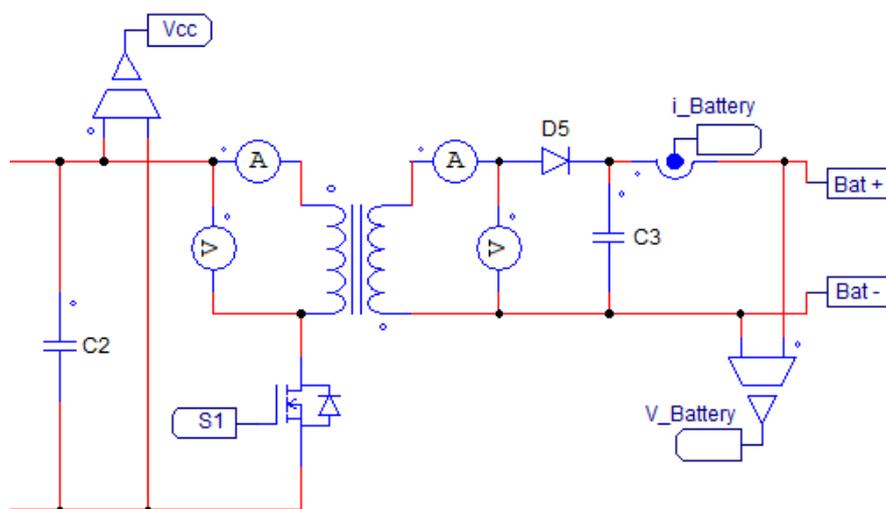


Figura 4.7 – Modelo de simulação do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

De modo que os resultados das simulações realizadas se aproximassem o mais possível da realidade, foram utilizados os parâmetros reais do transformador de alta frequência *flyback*, que será posteriormente utilizado nesta dissertação na fase de implementação do sistema de carregamento. Na

Figura 4.8 é possível observar o modelo de simulação do transformador de alta frequência *flyback* na ferramenta de simulação PSIM e os parâmetros utilizados para o mesmo.

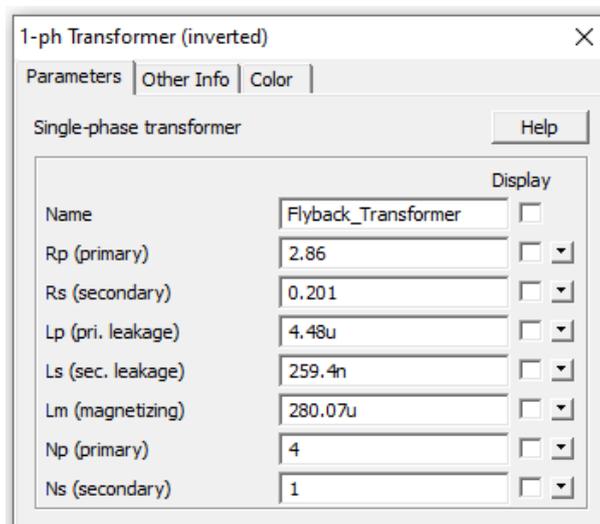


Figura 4.8 – Modelo de simulação do transformador de alta frequência *flyback*.

Relativamente ao sistema de controlo desenvolvido, a maior parte foi implementada de forma digital, recorrendo à utilização do *C-Block*. No entanto, devido ao facto da ferramenta de simulação PSIM não conseguir gerar um sinal de PWM digital, foi utilizado um pequeno circuito analógico, com a finalidade de produzir o sinal de PWM necessário para o controlo do MOSFET presente no circuito de potência. O circuito em questão encontra-se presente na Figura 4.3, assim como o bloco computacional *C-Block*, onde foram implementados algoritmos de controlo proporcional-integral (PI) em linguagem C. O *C-Block* possui como *inputs* as variáveis ($V_Battery$) e ($i_Battery$), que providenciam respetivamente os valores da tensão aos terminais da bateria e da corrente de carregamento da mesma. Estes valores são obtidos através das leituras dos sensores de tensão e corrente integrados no circuito de simulação. Através do bloco ZOH é possível definir a frequência de amostragem para a leitura destas variáveis, que neste caso tomou o valor de 60 kHz. Em relação aos outputs, para o sistema em questão o *C-Block* possui uma variável de saída (*Control*), gerado através das técnicas de controlo implementadas.

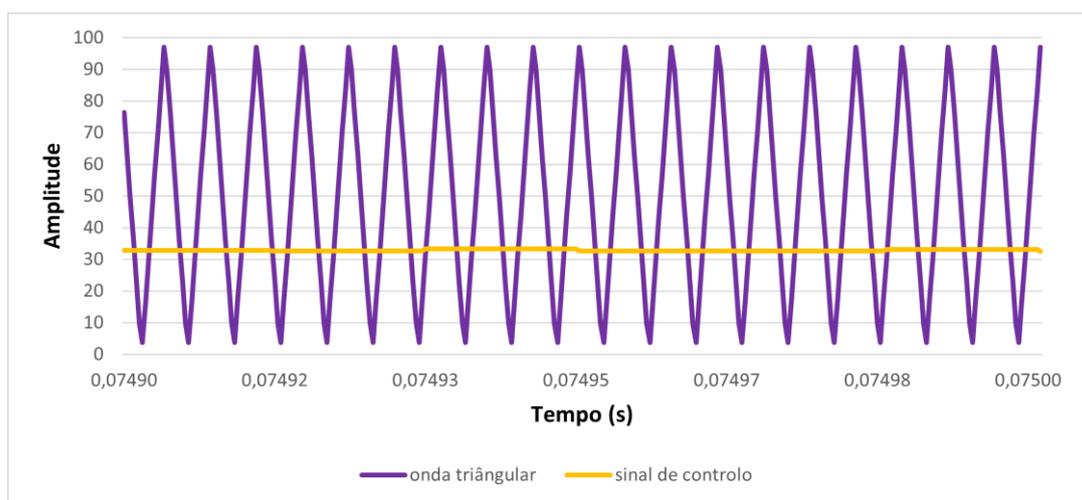


Figura 4.9 – Formas de onda do sinal de controlo proveniente do *C-Block* e da onda triangular necessária na modulação do PWM.

Na Figura 4.9 é possível visualizar a forma de onda do sinal de controlo (*Control*) proveniente do *C-Block*, assim como uma onda triangular com uma frequência de 200 kHz e uma amplitude de 100 V. Estes dois sinais são conectados à entrada de um comparador de sinais, produzindo à sua saída o sinal de PWM, presente na Figura 4.10, que será aplicado à gate do MOSFET presente no circuito de potência através da *flag* S1.

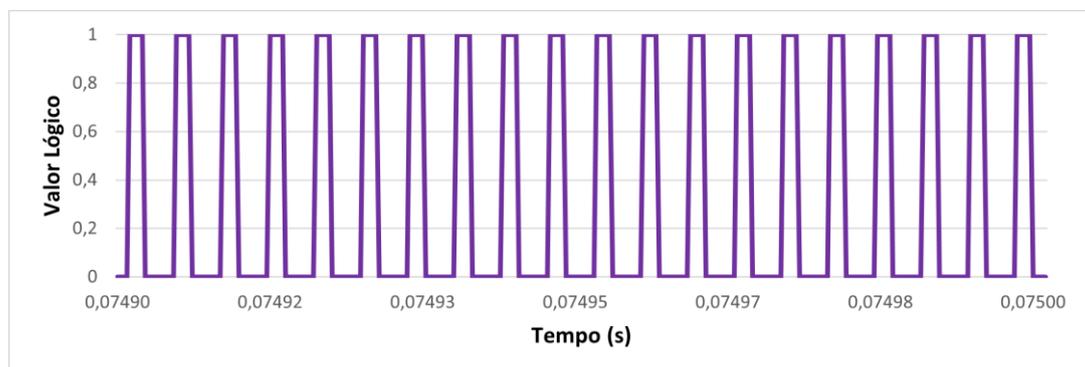


Figura 4.10 – Forma de onda do sinal PWM aplicado à gate do MOSFET.

Tal como referido anteriormente nesta dissertação, o método escolhido para o carregamento da bateria trata-se do carregamento por corrente constante seguida de tensão constante. Assim sendo, o circuito de controlo irá limitar o valor escolhido para a corrente, mantendo a constante, e após esta fase do carregamento será fornecida uma tensão constante aos terminais da bateria até ao fim do processo completo do carregamento. De acordo com os parâmetros fornecidos pelo fabricante para a bateria a utilizar na fase de implementação foi escolhido o valor máximo de corrente de 2 A e o valor de referência de tensão de 42 V.

Na Figura 4.11 é possível se observar as formas de onda da tensão (linha azul) e da corrente (linha verde) na bateria durante o processo de carregamento. Pode-se comprovar que no instante $t=0,0875$ s, o valor de tensão aos terminais da bateria iguala o valor de tensão de referência e é se iniciada a etapa de carregamento por tensão constante.

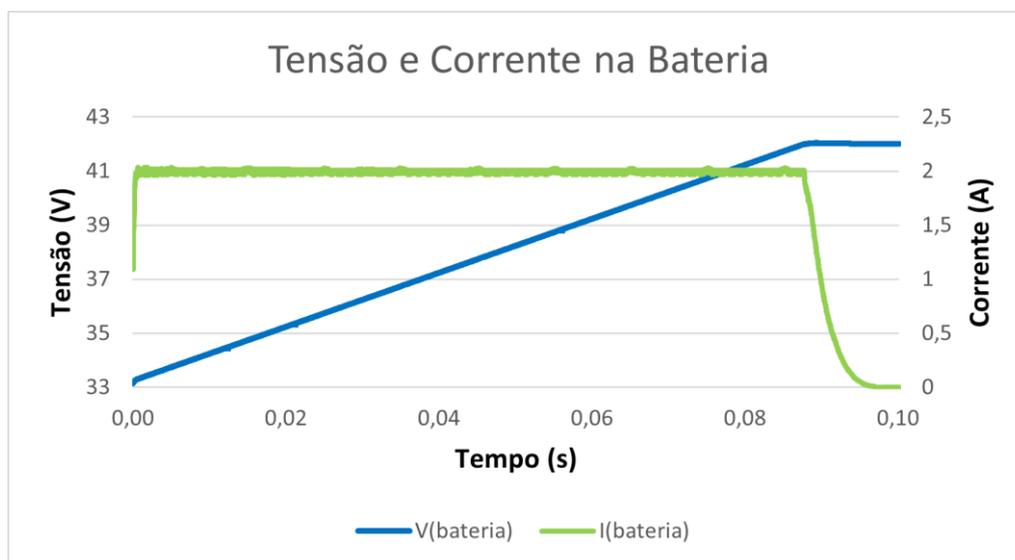


Figura 4.11 – Formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o processo de carregamento.

Observando em mais detalhe as formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o processo de carregamento, é se possível verificar que o valor médio da corrente se encontra nos 2 A (Figura 4.12 (a)) e que a tensão converge em direção ao valor de referência definido anteriormente (Figura 4.12 (b)).

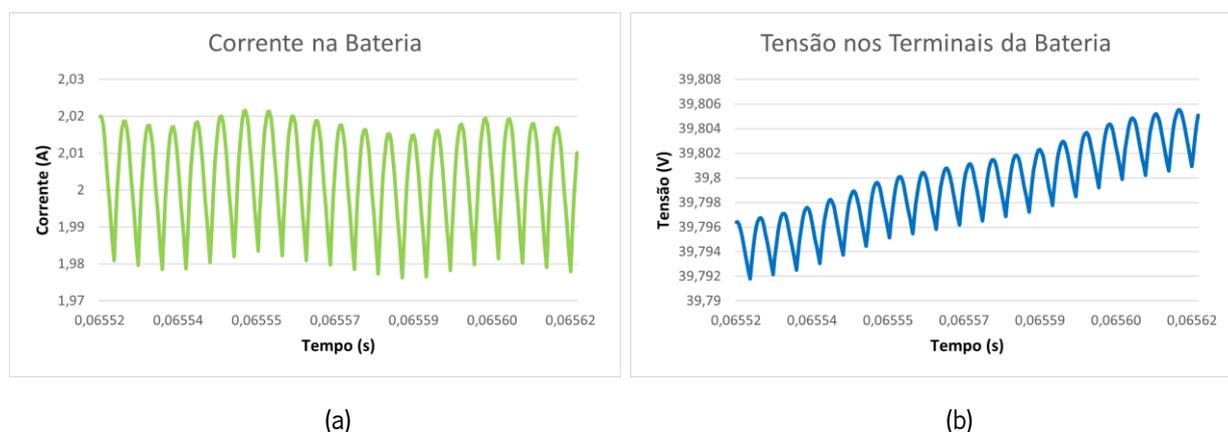


Figura 4.12 – Formas de onda da tensão e da corrente na bateria durante o processo de carregamento em detalhe: (a) Corrente na bateria; (b) Tensão aos terminais da bateria.

Na Figura 4.13 são apresentadas as formas de onda da tensão no transformador de alta frequência *flyback* durante um pequeno instante do processo de carregamento da bateria. Como se é possível

observar o conversor está a operar com a topologia *flyback*, resultando na transferência de energia do primário do transformador para o secundário do mesmo a cada ciclo de comutação do MOSFET. Também é evidente a redução no valor da amplitude da tensão no secundário do transformador, em comparação com o valor da amplitude da tensão no primário do mesmo, devido à razão de transformação deste.

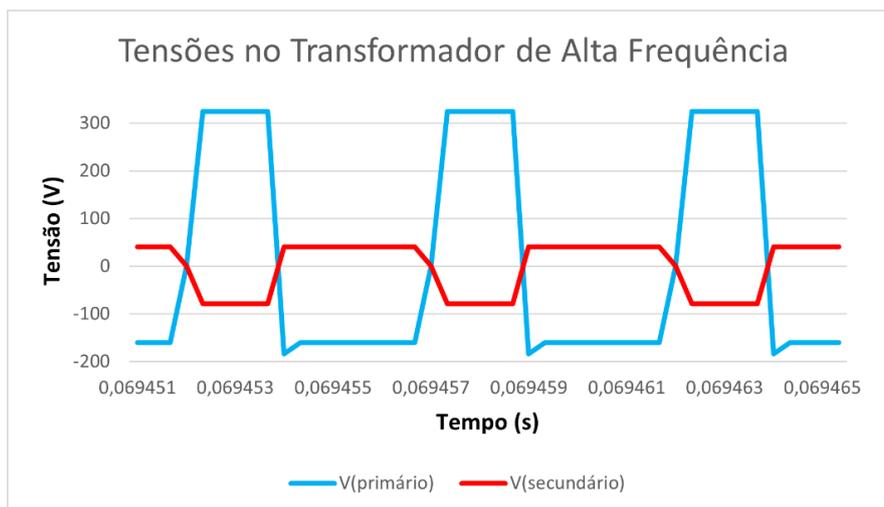


Figura 4.13 – Formas de onda da tensão no transformador de alta frequência *flyback*.

Por fim, na Figura 4.14, são apresentadas as formas de onda da corrente no transformador de alta frequência *flyback*. É possível novamente se comprovar que esta se trata de uma topologia *flyback* devido ao método de transferência de energia e pode-se ainda comprovar que o valor de pico da corrente no secundário do transformador é claramente maior de que o valor de pico da corrente no primário.

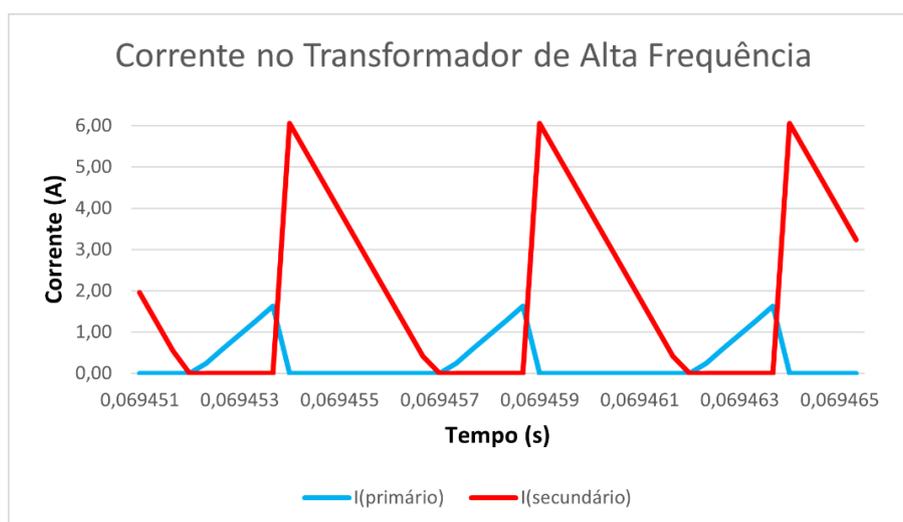


Figura 4.14 - Formas de onda da corrente no transformador de alta frequência *flyback*.

De modo a se determinar a eficiência do sistema de carregamento foi mais uma vez utilizada a ferramenta visualização de gráficos *Simview*, esta permite a visualização dos valores da potência real das simulações realizadas.

Real Power	
Time From	3.3333300e-007
Time To	9.9999900e-002
V_Grid vs. i_Grid	7.8117255e+001
V_Battery vs. i_Battery	6.8041310e+001

Figura 4.15 – Valores da potência de entrada e da potência de saída do sistema de carregamento proposto.

Na Figura 4.15 é se possível verificar os valores da potência de entrada e da potência de saída do sistema de carregamento, obtidos após o período completo de simulação para o carregamento da bateria. Assim sendo, é possível afirmar que o sistema proposto dispõe de uma eficiência de carregamento de 87 %, de acordo com a equação (4.3).

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{V_{saída} I_{saída}}{V_{entrada} I_{entrada}} \quad (4.3)$$

4.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado e analisado o modelo de simulação do sistema de carregamento proposto em ambiente de simulação PSIM, composto por um retificador monofásico de onda completa não controlado e por um conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. Também foi apresentado o modelo da bateria a ser utilizado nas simulações, assim como o sistema de controlo desenvolvido.

Através das simulações realizadas, foi possível obter um melhor entendimento de todo o sistema e do seu comportamento durante o carregamento de uma bateria. Além disto, as simulações permitiram aprimorar a resposta do sistema e o dimensionamento dos componentes. Após a validação do correto funcionamento do sistema proposto é possível confirmar que a topologia utilizada e os respetivos algoritmos de controlo são capazes de proceder ao carregamento de baterias, tal como pretendido.

Capítulo 5

Implementação e Desenvolvimento do Sistema de Carregamento Proposto

5.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação do protótipo do sistema de carregamento de baterias desenvolvido no laboratório do GEPE ao longo desta dissertação de mestrado e previamente validado por meio de simulações computacionais.

Este capítulo será dividido em duas partes, primeiramente será apresentada a componente referente ao sistema de controlo e de seguida o andar de potência desenvolvido. Em ambas as partes será apresentado todo o hardware utilizado, o porquê da sua escolha e uma breve explicação do seu funcionamento.

A PCB concebida no âmbito desta dissertação de mestrado foi desenvolvida de raiz de modo a apresentar um tamanho reduzido, sendo esta capaz de ser integrada numa pequena caixa, facilitando o seu transporte e utilização, mas mantendo a sua capacidade de suportar os níveis de potência requeridos de modo a efetuar o carregamento da bateria.

Na Figura 5.1 é apresentada a camada superior da PCB desenvolvida após a sua impressão, enquanto na Figura 5.2 é apresentada a sua camada inferior. O software escolhido para o desenvolvimento desta PCB foi o *Altium Designer*.

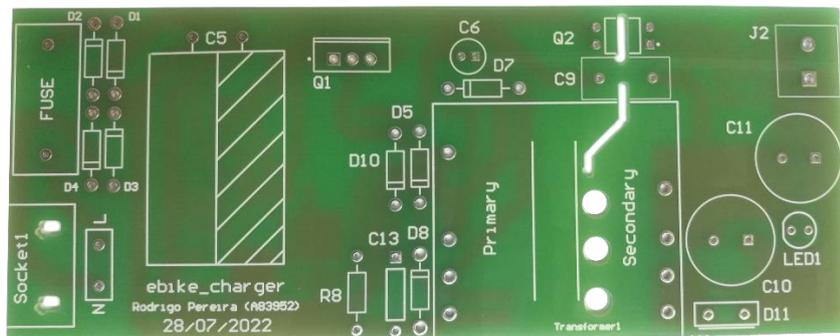


Figura 5.1 – Camada superior da PCB desenvolvida.

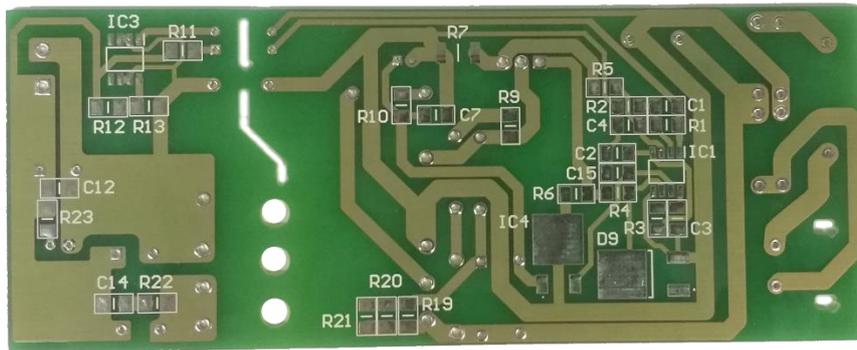


Figura 5.2 - Camada inferior da PCB desenvolvida.

5.2 Sistema de Controlo

Nesta secção será apresentado todo o sistema de controlo, o seu desenvolvimento e implementação, procedendo ainda à caracterização de cada um dos seus elementos constituintes. Serão também descritos todos os cálculos efetuados para o dimensionamento dos componentes utilizados e realizada uma apresentação do controlador escolhido, responsável pela leitura das variáveis necessárias e pela geração do sinal de PWM requerido. A PCB desenvolvida têm a capacidade de acomodar todos os circuitos necessários para o correto funcionamento do sistema, dispensando a utilização de qualquer elemento externo.

5.2.1 Controlador *UC3845*

De modo a conseguir alcançar o tamanho da PCB desejado foi escolhido para o controlo do sistema o controlador *UC3845* da *Texas Instruments*, visível na Figura 5.3. Apesar da primeira versão do mesmo datar o ano de 1997, este continua a ser extremamente popular nos dias de hoje devido à sua simplicidade e robustez. Este controlador é denominado pelo fabricante como um *Current-Mode PWM Controller*, otimizado para aplicações que envolvam conversores CC-CC, e vai permitir neste caso realizar o controlo para o método de carregamento adotado na atual dissertação, ou seja, o carregamento por corrente constante seguida de tensão constante. Algumas das características deste controlador são a sua operação até uma frequência de 500 kHz, a sua proteção contra subtensões e a sua funcionalidade de limitação de corrente [41]. Dentro da família de controladores *UCx84x*, a vertente *UC3845* foi a escolhida pelo facto de esta contar com a limitação de *duty-cycle* a 50 % e se encontrar disponível para aquisição localmente, ao contrário da vertente *UC3844*, que seria ainda mais indicada por possuir a especificação de proteção contra subtensões recomendada nas aplicações que utilizem a rede elétrica

na sua alimentação, no entanto esta não se entrava disponível para aquisição localmente em formato SOIC.



Figura 5.3 – Controlador adotado *UC3845* do fabricante *Texas Instruments*.

De forma a garantir um sistema o mais compacto possível, o formato do controlador escolhido foi o *small outline integrated circuit* (SOIC), este é o formato mais pequeno em que este controlador se encontra disponível e como este componente se trata de um surface-mount device (SMD), será possível realizar a montagem do mesmo na camada inferior da PCB desenvolvida, promovendo uma melhor gestão do espaço disponível.

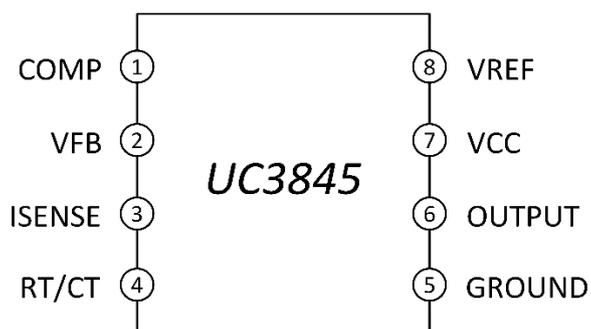


Figura 5.4 – Pinout do controlador *UC3845*.

Na Figura 5.4 é se possível observar o pinout do controlador *UC3845*, e na Tabela 5.1 são apresentadas as funções de cada pino do mesmo. A compreensão total do funcionamento do controlador em questão torna-se indispensável para que o circuito de controlo a implementar não apresente qualquer tipo de falhas, de modo que o andar de potência possa operar de acordo com o expectável.

Para assegurar o funcionamento correto do controlador em questão terão de ser implementados circuitos para a alimentação do mesmo, a escolha da frequência desejada e a escolha da tensão e corrente de referência pretendidas para a realização do método de carregamento proposto.

Tabela 5.1 – Funções dos pinos do controlador UC3845.

Pinos	Descrição
COMP (1)	Pino de compensação do amplificador de erro interno.
VFB (2)	Pino referente ao input inverso do amplificador de erro interno.
ISENSE (3)	Pino de sentido de corrente no lado primário do conversor.
RT/CT (4)	Pino utilizado na escolha da frequência do oscilador.
GROUND (5)	Pino referente ao ground analógico e também de potência.
OUTPUT (6)	Pino de output do driver do controlador para controlo do MOSFET.
VCC (7)	Pino de alimentação do controlador.
VREF (8)	Pino com uma tensão de output de 5 V para referência.

5.2.2 Circuito de alimentação do controlador

Tendo em conta que o único input externo de todo o sistema de carregamento é a sua alimentação, proveniente da rede elétrica de 230 V, 50 Hz, torna-se necessário implementar um circuito auxiliar para a alimentação do sistema de controlo, mais propriamente do próprio controlador UC3845 utilizado.

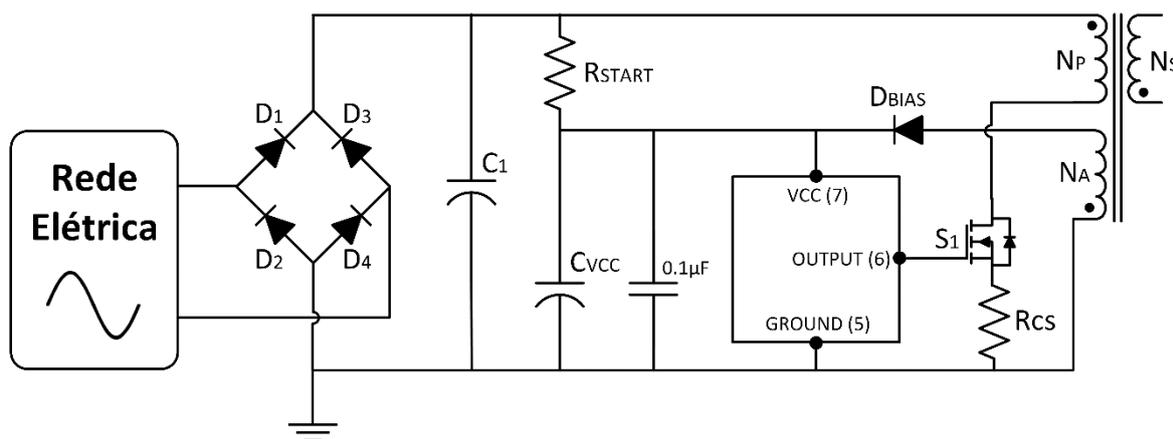


Figura 5.5 – Circuito de alimentação para o controlador UC3845.

Na Figura 5.5, é possível observar o circuito a implementar, o controlador em questão inicia a sua operação a partir de uma tensão de 8.4 V e depois do início de operação este aceita tensões entre os 7.6 V e os 30 V, caso a tensão de alimentação seja inferior a 7.6 V o controlador termina a sua operação.

No arranque do sistema o condensador C_{VCC} é carregado através da resistência R_{START} que limita a corrente. A partir do momento em que o condensador se encontra carregado com uma tensão de 8.4 V aos terminais o controlador inicia a sua operação. Após o arranque do sistema, o condensador e controlador passam a ser alimentados pelo enrolamento auxiliar do transformador de alta frequência, que apesar de se tratar de um enrolamento diferente do enrolamento primário, não possui isolamento em relação a este e serve unicamente para esta função. Como a tensão proveniente do enrolamento auxiliar não é contínua, é necessário introduzir o diodo D_{BIAS} para tratar da sua retificação. O valor da resistência R_{START} escolhido foi de 100 k Ω , segundo a equação (5.1). Em relação ao condensador C_{VCC} , este será um condensador eletrolítico com uma capacidade nominal de 47 μ F, apto para suportar valores tensão até 50 V. Para garantir um funcionamento fiável e robusto do sistema, para além dos componentes descritos anteriormente, também foi integrado no circuito o regulador de tensão *BA7820FP*, do fabricante *ROHM Semiconductor*. Este regulador irá regular a tensão de entrada do controlador *UC3845* para uma tensão estável de 20 V.

$$R_{START} = \frac{V_{C1}}{3.25 \cdot 10^{-3}} \quad (5.1)$$

5.2.3 Escolha da Frequência do Oscilador

De modo a escolher a frequência pretendida para o sinal de PWM, que se encontra à saída do pino OUTPUT (6) do controlador, é necessário primeiramente escolher a frequência de operação do oscilador do mesmo. No controlador *UC3845* a frequência do sinal PWM será sempre metade da frequência do oscilador devido a um flip-flop do tipo T, que elimina um em cada dois ciclos de *clock*, providenciando assim um valor de *duty-cycle* máximo inferior a 50 %.

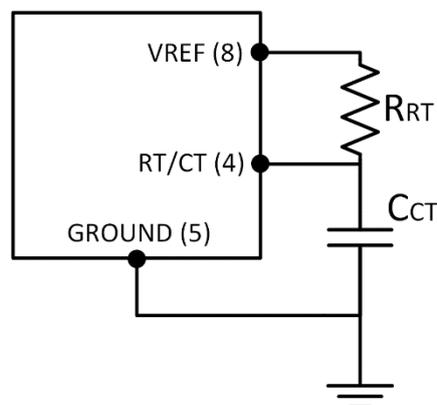


Figura 5.6 – Circuito necessário para escolha da frequência de operação.

Na Figura 5.6, é apresentado o circuito a implementar para a escolha da frequência de operação pretendida. A resistência R_{RT} determina a corrente de carga do condensador C_{CT} e o sinal produzido por estes define a frequência do oscilador interno. De forma a garantir o correto funcionamento do circuito deverá ser utilizada uma resistência R_{RT} maior ou igual a $5\text{ k}\Omega$ e um condensador C_{CT} com valor igual ou superior a 1 nF . Segundo a equação (5.2) foram escolhidos os valores de $5.1\text{ k}\Omega$ para a resistência R_{RT} e 1 nF para o condensador C_{CT} , alcançado assim a frequência máxima do oscilador dentro dos valores recomendados pelo fabricante, de 337 kHz . Como a frequência do sinal de PWM que comanda a gate do MOSFET é metade da frequência do oscilador interno do controlador, o sinal de PWM vai poder contar com uma frequência de 168 kHz .

$$f_{osc} = \left(\frac{1.72}{R_{RT} C_{CT}} \right) \quad (5.2)$$

5.2.4 Controlo da Corrente

Sabendo que o método de carregamento escolhido para o sistema de carregamento a ser desenvolvido nesta dissertação é o método de carregamento por corrente constante seguida de tensão constante, torna-se necessário conseguir controlar o valor da corrente presente no circuito durante toda a sua operação. Para tal o controlador UC3845 possui o pino ISENSE (3) que se encontra ligado à entrada não inversora do comparador PWM que se encontra dentro do controlador. Este comparador PWM tem a função de comparar o sinal ISENSE com um sinal proporcional ao sinal proveniente do amplificador de erro da tensão de saída do sistema. Esta comparação irá resultar numa compensação do sinal de PWM de saída para a gate do MOSFET. A resistência R_{CS} é a responsável por permitir a leitura da corrente de pico ao pino ISENSE (3), sendo esta corrente convertida para um valor de tensão de modo a permitir a sua comparação dentro do controlador.

$$I_{SENSE} = \left(\frac{1\text{ V}}{R_{CS}} \right) \quad (5.3)$$

A resistência R_{CSF} e o condensador C_{CSF} formam um filtro RC, necessário para suprimir os transientes provocados pela recuperação inversa do diodo do lado secundário do conversor e as impedâncias parasitas do circuito. O circuito para leitura da corrente pode ser encontrado na Figura 5.7. Como a corrente pretendida à saída do conversor e a corrente de pico no primário do transformador podem tomar valores diferentes consoante as características do transformador de alta frequência que se esteja a

utilizar, será utilizado o valor de corrente de pico obtido por simulação na ferramenta de simulação PSIM, no cálculo da resistência R_{CS} . Assim sendo, o valor escolhido para a resistência R_{CS} será de 0.5Ω , segundo a equação (5.3). Para o filtro RC foram escolhidos os valores de $1 \text{ k}\Omega$ para a resistência R_{CSF} e 470 pF para o condensador C_{CSF} .

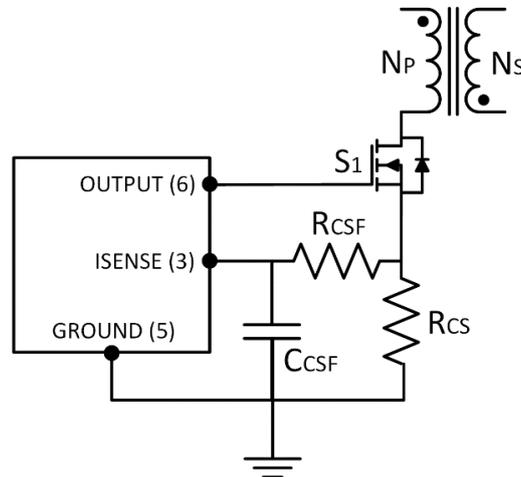


Figura 5.7 – Circuito de leitura da corrente.

5.2.5 Controlo da Tensão

De modo a manter um controlo de tensão constante à saída do sistema é utilizado um divisor resistivo juntamente com o regulador de tensão ajustável TL431. Este regulador atua como um diodo de zener regulável sendo possível escolher a tensão de condução inversa do mesmo através do divisor resistivo formado pelas resistências R_{DIV1} e R_{DIV2} . O valor destas resistências é calculado de forma a se obter o valor de tensão de saída do sistema pretendido.

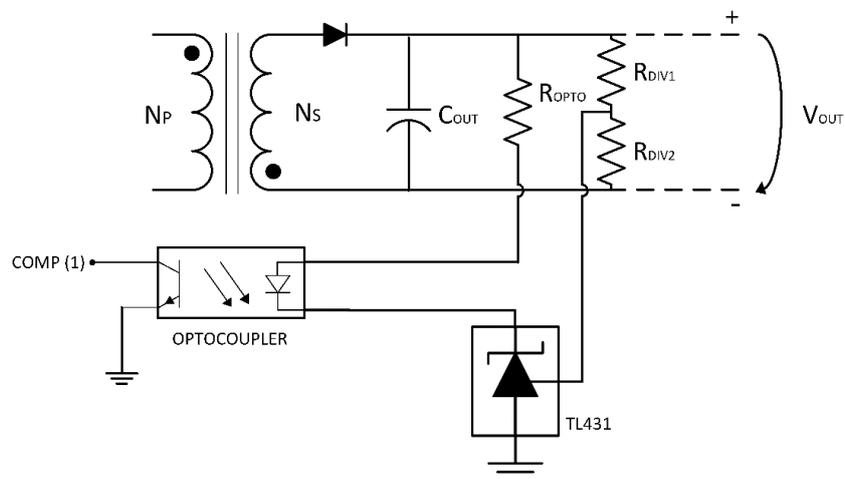


Figura 5.8 – Circuito de controlo de tensão do sistema.

De modo a manter o isolamento providenciado pelo transformador de alta frequência *flyback* torna-se necessária a utilização de um optocoupler para que o sinal de controlo seja corretamente transmitido ao controlador *UC3845* que se encontra no lado primário do sistema. O circuito responsável por esta função encontra-se apresentado na Figura 5.8. Relativamente ao método de controlo de tensão do controlador *UC3845* neste modo, o sinal de controlo proveniente do optocoupler deverá ser conectado ao pino COMP (1) do controlador enquanto o pino VFB (2) deve ser ligado ao ground do sistema, o circuito lógico que desempenha as funções de controlo da tensão e corrente dentro do controlador *UC3845* pode ser encontrado na Figura 5.9. A resistência R_{OPTO} necessária na limitação da corrente que atravessa o diodo emissor de luz (LED) do optocoupler irá tomar o valor de 1 k Ω , segundo a equação (5.4).

$$R_{OPTO} = \frac{V_{OUT} - 1.35}{0.035} \quad (5.4)$$

As resistências R_{DIV1} e R_{DIV2} irão tomar o valor de 47 k Ω e 3.6 k Ω respetivamente, segundo a equação (5.5).

$$2.5 = \frac{V_{OUT} R_{DIV2}}{(R_{DIV1} + R_{DIV2})} \quad (5.5)$$

Infelizmente o valor de tensão de saída máximo do sistema de carregamento realizado nesta dissertação não poderá contar com o valor proposto de 42 V, devido às limitações internas do regulador TL431, tornando assim o valor máximo de tensão de saída do sistema o de 36 V. Para que fosse possível ajustar a tensão de saída para 42 V, teria de ser implementado na PCB um circuito auxiliar para o regulador TL431, que na altura do seu desenvolvimento era um facto desconhecido.

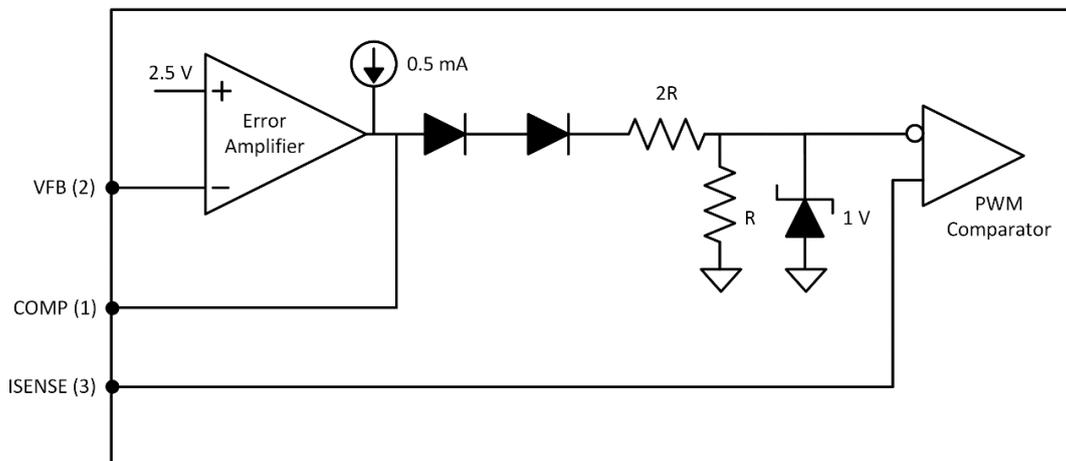


Figura 5.9 – Esquema lógico do sistema de controlo de tensão e corrente do controlador.

5.3 Andar de Potência

O andar de potência pode ser dividido em duas partes principais, sendo estas o retificador monofásico de onda completa não controlado e o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. Para com um destes será necessário proceder ao dimensionamento dos seus componentes de forma a garantir o correto funcionamento de todo o sistema, de forma a atingir os objetivos propostos para a realização desta dissertação. Também serão apresentadas as especificações de operação do sistema e estipulados os limites mínimos e máximos de tensão e corrente em diversos pontos do circuito. Na Figura 5.10, pode ser encontrado um diagrama de blocos simplificado do circuito de potência em questão.

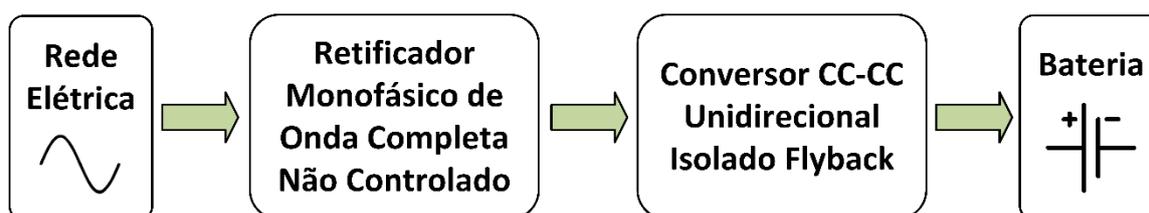


Figura 5.10 - Diagrama de blocos simplificado do circuito de potência do sistema de carregamento.

5.3.1 Retificador Monofásico de Onda Completa Não Controlado

Na Figura 5.11, encontra-se delineada a parte do protótipo final referente ao retificador monofásico de onda completa não controlado.

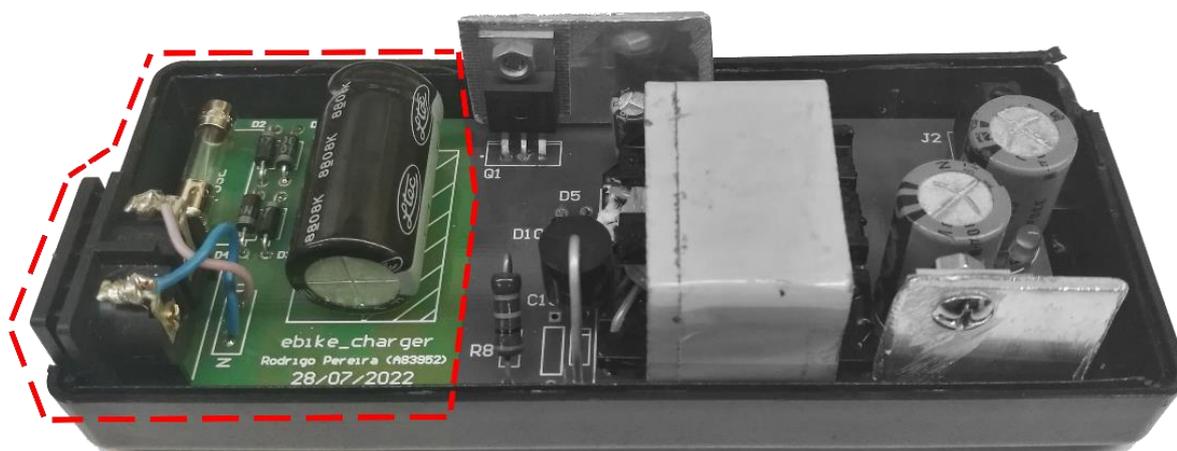


Figura 5.11 - Retificador monofásico de onda completa não controlado no protótipo final.

O primeiro componente presente à entrada deste sistema trata-se de uma ficha fêmea AC de 2 pinos, capaz de suportar a potência pretendida, na Figura 5.12 é possível se observar uma melhor perspetiva da mesma. De seguida, o próximo componente presente neste circuito trata-se de um fusível para

corrente alternada de 250 V com limite de corrente de 4 A, sendo esta a primeira barreira de proteção do circuito.



Figura 5.12 –Ficha fêmea AC de 2 pinos presente no protótipo final.

Relativamente à retificação, foram utilizados díodos *1N4007*, estes podem operar com uma tensão eficaz máxima (V_{RMS}) de 700 V e uma tensão inversa de pico máxima (V_{RRM}) de 1000 V. A queda de tensão em cada diodo, V_F , é de 1.1 V e a corrente máxima $I_{F(AV)}$ suportada por estes é de 1 A contínuo. No entanto, para o caso de corrente alternada, os díodos podem suportar correntes de até 30 A, caso a duração de cada pico seja igual ou inferior a 8.3 ms, o que torna possível a sua utilização neste sistema [42].

O componente final desta parte do circuito é o condensador eletrolítico, relativo ao barramento CC do sistema, este conta com uma capacidade nominal de 100 μF e suporta valores tensão de até os 400 V.

5.3.2 Conversor CC-CC Unidirecional Isolado *Flyback*

Na Figura 5.13, encontra-se delineada a parte do protótipo final referente ao conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

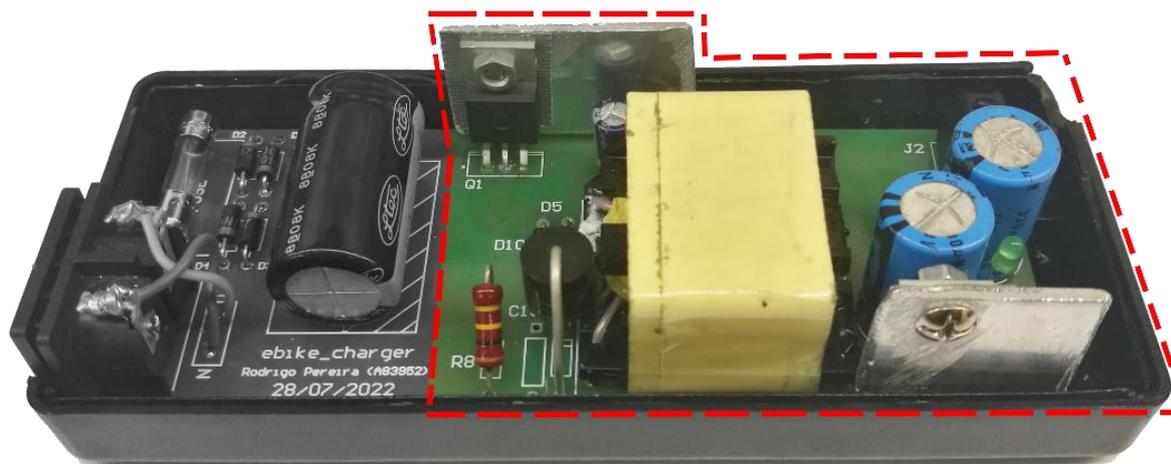


Figura 5.13 - Conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* no protótipo final.

O primeiro componente do circuito de potência deste conversor é o MOSFET com a referência *IPP50R190CE*, da marca *Infineon*, apresentado na Figura 5.14. Este MOSFET foi selecionado por possuir todas as características necessárias para este projeto e se encontrar presente no laboratório do GEPE. Segundo o seu *datasheet* este possui um tempo de comutação inferior a 80 ns, uma tensão *drain-source* máxima de 500 V (V_{DS}) e uma corrente *drain-source* máxima de 24.8 A (I_{DS}) [43]. O encapsulamento escolhido foi o TO 220, sendo este o mais pequeno disponível, contribuindo para a implementação de um sistema compacto, como é o objetivo, e permite uma dissipação de potência de 152 W à temperatura de 25 °C. Em relação ao valor da resistência de condução, R_{DS} , este é de somente 170 m Ω e por essa mesma razão é expectável que as perdas também sejam de baixo valor.



Figura 5.14 – MOSFET da marca *Infineon*, modelo *IPP50R190CE*.

O transformador de alta frequência *flyback* utilizado é proveniente de um carregador de computadores portáteis que se encontrava danificado e que foi reaproveitado para este projeto. Por esse motivo não existe muita informação referente ao transformador em questão, apresentado na , apenas que foi retirado de um carregador para computadores portáteis da marca *McQuo* e que este carregador operava com uma potência de aproximadamente 90 W.


 Figura 5.15 - Transformador de alta frequência *flyback* utilizado.

Após alguns testes foi possível determinar que este transformador de alta frequência *flyback* possui um enrolamento primário e um enrolamento secundário, que apresentam ponto médio. Para além disso ainda apresenta um enrolamento auxiliar no lado primário, que é utilizado para a alimentação do circuito de controlo do sistema. A relação de transformação entre o primário e secundário do transformador é de 4 para 1. De modo a se conhecer as outras características do transformador foi utilizada uma ponte RLC onde foram realizadas medições em vazio e em curto-circuito. Este procedimento foi realizado para as frequências de 50 kHz, 100 kHz e 200 kHz, e permite determinar a impedância de dispersão e resistência dos enrolamentos primário e secundário do transformador, apresentadas na Tabela 5.2.

 Tabela 5.2 – Características do transformador de alta frequência *flyback* utilizado.

Características	Valor (a 50 kHz)	Valor (a 100 kHz)	Valor (a 200 kHz)
Resistência elétrica do enrolamento primário (R_{lp})	827.2 m Ω	1.6 Ω	2.9 Ω
Resistência elétrica do enrolamento secundário (R_{ls})	74.9 m Ω	120 m Ω	201.2 m Ω
Indutância de dispersão do enrolamento primário (L_{lp})	5.4 μ H	5.2 μ H	4.5 μ H
Indutância de dispersão do enrolamento secundário (L_{ls})	300.9 nH	271.9 nH	259.4 nH
Indutância de magnetização (L_m)	281.7 μ H	280.4 μ H	280.1 μ H

Na saída do transformador de alta frequência *flyback* é necessário se empregar um diodo de comutação rápida de modo a retificar novamente a tensão proveniente deste. Para tal foi escolhido o diodo schottky de potência com a referência *DSS16-01A* da marca *IXYS*, por possuir as características necessárias para

utilização neste sistema e se encontrar disponível no laboratório do GEPE. Este apresenta uma tensão inversa de pico máxima (V_{RRM}) de 100 V, uma queda de tensão (V_F) de 0.64 V e suporta uma corrente máxima $I_{F(AV)}$ de 16 A contínuos [44].

Em relação aos condensadores no lado secundário do conversor foram utilizados dois condensadores eletrolíticos em paralelo, cada um com uma capacidade de 330 μF , totalizando uma capacidade de 660 μF , estes suportam valores de tensão de até 63 V e podem ser observados na Figura 5.16. Para além destes, também foi utilizado um condensador cerâmico de 100 nF em formato SMD, para a filtragem do *ripple* de alta frequência com melhor performance.



Figura 5.16 – Lado secundário do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

Para que fosse possível determinar de forma simples quando o sistema se encontra em funcionamento foi implemento à saída do mesmo um simples circuito luminoso, constituído pela resistência R_{LED} , com o valor de 1.6 $\text{k}\Omega$, e por um LED de cor verde. O circuito em questão encontra-se apresentado na Figura 5.17.

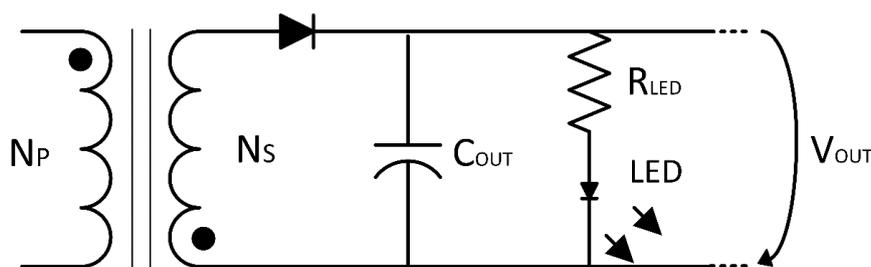


Figura 5.17 – Circuito LED para indicação do funcionamento do sistema.

Na Figura 5.18 (a) é apresentada a vista exterior da caixa que abriga o protótipo final enquanto este se encontra desligado. Em contraste na Figura 5.18 (b) é apresentada a mesma vista, mas enquanto o sistema se encontra em funcionamento, e por isso pode ser evidenciada a luz verde proveniente do circuito LED implementado, pois a caixa utilizada dispõe de uma provisão que permite a passagem de luz do mesmo.



Figura 5.18 – Vista exterior da caixa que abriga o protótipo final enquanto: (a) Este se encontra desligado; (b) Este se encontra em funcionamento.

De modo a garantir a integridade do MOSFET e promover a durabilidade do sistema foram alocadas provisões para a integração de circuitos *snubber* na PCB desenvolvida. No lado primário do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* encontram-se disponíveis provisões para a implementação de um *snubber* RCD, assim como um *snubber* TVS. Enquanto que no lado secundário se encontra disponível a provisão para a implementação de um *snubber* RC em paralelo com o diodo de comutação rápida. Na Figura 5.19 é possível observar um esquemático do circuito em questão.

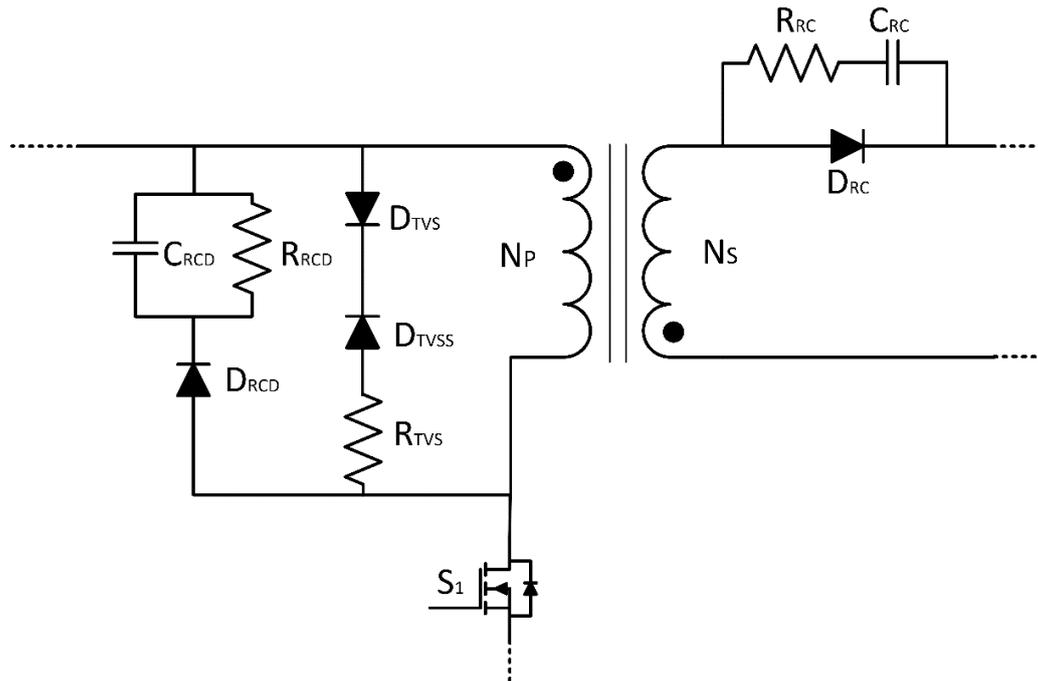


Figura 5.19 – Esquemático de todos os circuitos *snubber* para os quais provisões foram alocadas na PCB desenvolvida.

Apesar de todas estas provisões alocadas na PCB desenvolvida, por uma questão do tempo disponível, apenas foi implementado no protótipo final o *snubber* TVS. Este *snubber* é constituído por uma resistência (R_{TVS}) de $100\ \Omega$, um diodo retificador (D_{TVSS}), com a referência *1N4007*, e um diodo TVS (D_{TVS}), apresentado na Figura 5.20. Este diodo TVS tem a referência *A5KP400A-G* e é fabricado pela marca *Comchip Technology*. A característica chave deste diodo é a sua tensão inversa de pico máximo de funcionamento (V_{RWM}) de $400\ \text{V}$ e a sua capacidade de suprimir picos de tensão até uma potência de $5000\ \text{W}$ [45].



Figura 5.20 – Diodo TVS com a referência *A5KP400A-G*, da marca *Comchip Technology*.

De forma a dissipar o calor proveniente do MOSFET e do diodo de comutação rápida utilizados, devido as perdas por efeito de Joule, foram utilizadas chapas de alumínio perfuradas e cortadas à medida para que a sua dimensão não fosse uma razão impeditiva de as mesmas puderem ser acomodadas dentro da caixa do protótipo final do sistema. Estes dissipadores foram aparafusados aos semicondutores em questão, utilizando uma mica entre os mesmos de forma a garantir o isolamento. Caso não fossem utilizados dissipadores, o sistema poderia sofrer sobreaquecimentos, colocando em risco a sua integridade e comprometendo o seu funcionamento.

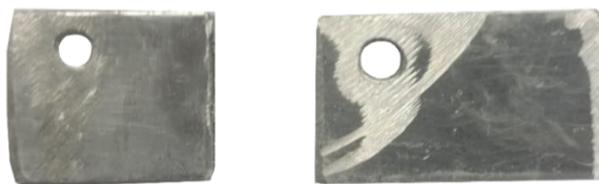


Figura 5.21 – Dissipadores utilizados no protótipo final.

A PCB desenvolvida, também pode contar com alguns cortes na sua estrutura, como é possível observar na Figura 5.22, sendo o objetivo de estes garantir um melhor isolamento entre o lado primário e o lado secundário do circuito do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*, mas mantendo a integridade estrutural da PCB. Assim sendo, estes cortes passam pelo meio do local de montagem na PCB do transformador de alta frequência *flyback*, do optocoupler utilizado no controlo de tensão e do condensador C9, também conhecido como condensador Y. Este condensador é colocado entre os grounds do lado primário e do lado secundário e serve para reduzir o ruído de alta frequência.

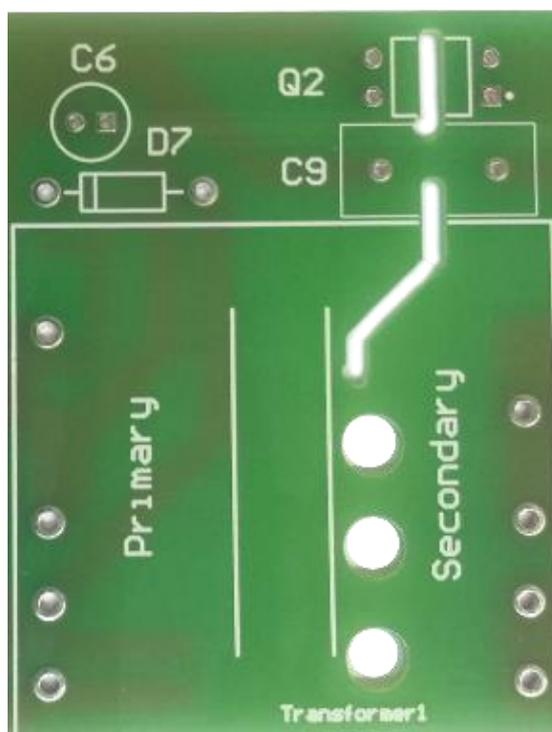


Figura 5.22 - Cortes efetuados na PCB entre o lado primário e secundário.

5.4 Sistema Completo

A camada inferior da PCB desenvolvida, presente na Figura 5.23, acomoda a grande maioria dos componentes do circuito de controlo. Todos os componentes presentes nesta camada são de formato SMD para que fosse possível obter um sistema compacto. Na Figura 5.24 é possível observar a vista

superior do sistema completo desenvolvido, já parcialmente dentro da caixa adquirida para a sua acomodação e transporte. Os componentes relativos ao andar de potência encontram-se na sua grande maioria montados nesta camada superior da PCB, devido maioritariamente ao seu tamanho.

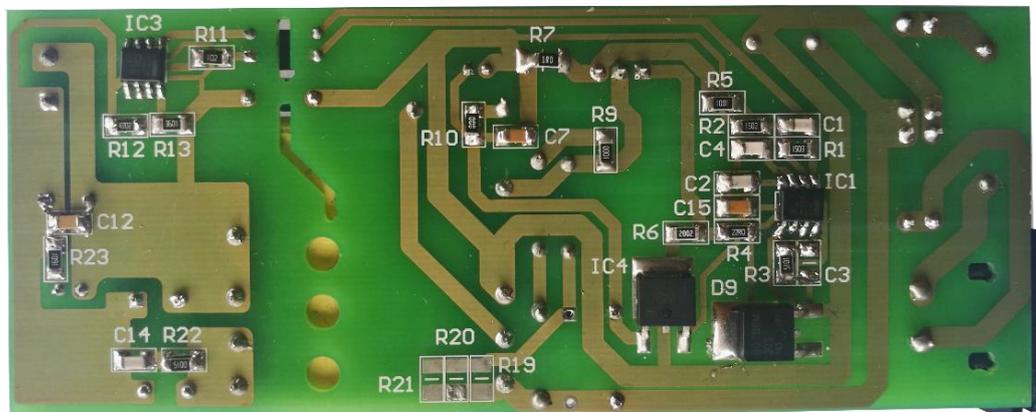


Figura 5.23 – Camada inferior da PCB desenvolvida com todos os componentes soldados.

O objetivo delineado desde o início da presente Dissertação de Mestrado de desenvolver um sistema compacto foi cumprida como é possível verificar na Figura 5.24. Também se pode constatar que o sistema completo foi implementado utilizando apenas uma PCB, tornando este uma solução totalmente unificada.



Figura 5.24 – Sistema completo desenvolvido e a respetiva caixa para acomodar e transportar o mesmo.

O aspeto final do sistema desenvolvido é apresentado na Figura 5.25. Como se pode constatar todo o sistema pode ser acomodado dentro da caixa adquirida para esse efeito, tornado se possível o seu fácil transporte, de modo que o utilizador da bicicleta elétrica o possa levar consigo para efetuar o carregamento da bateria da mesma nas mais diversas localizações. As dimensões finais do sistema, já a contar com a caixa onde este está integrado, são de 13 cm de comprimento, por 5.6 cm de largura, por 3.1 cm de altura.



Figura 5.25 – Aspeto final do sistema de carregamento desenvolvido.

5.5 Conclusão

No presente capítulo foi descrito todo o hardware implementado no âmbito desta Dissertação de Mestrado, tendo este sido dividido em duas partes distintas, a primeira referente ao desenvolvimento e implementação do sistema de controlo, e a segunda referente ao dimensionamento e descrição dos componentes presentes no andar de potência do sistema.

Relativamente ao sistema de controlo, foi apresentado o controlador *UC3845* e todos os circuitos auxiliares necessários para efetuar a sua alimentação e configuração, tratando-se este de um controlador analógico. Em relação ao andar de potência, foi apresentado o retificador monofásico de onda completa não controlado, assim como o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* e todos os componentes que os constituem.

Por fim, foi apresentado o aspeto final do sistema de carregamento desenvolvido no laboratório do GEPE, podendo ser observada toda a integração dos componentes anteriormente apresentados no decorrer

deste capítulo. O sistema provou ser bastante compacto, cumprindo-se assim esse mesmo o objetivo imposto.

As tarefas realizadas neste capítulo permitiram a aquisição de novas competências, assim como o desenvolvimento mais específico de outras já anteriormente adquiridas e de grande importância para o futuro profissional.

Capítulo 6

Resultados Práticos

6.1 Introdução

Após a implementação do sistema proposto na respetiva PCB desenvolvida, tornou-se necessário proceder à validação do mesmo com o intuito de comprovar o seu devido funcionamento. Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados práticos dos ensaios efetuados numa primeira instância ao retificador monofásico de onda completa não controlado e de seguida ao conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. A realização dos ensaios de ambos os circuitos de forma independente permite assegurar o correto funcionamento de cada um. Depois da realização dos ensaios de ambos os circuitos de forma independente seguir-se-á a realização dos ensaios ao sistema de carregamento completo, comparando os resultados práticos obtidos contra as simulações realizadas no decorrer do Capítulo 4, desta Dissertação de Mestrado.

Na Figura 6.1 encontra-se apresentada uma visão geral da bancada utilizada na realização dos ensaios necessários, assim como as principais ferramentas empregues durante a concretização dos mesmos.



Figura 6.1 - Visão geral da bancada de ensaios.

6.2 Resultados Experimentais do Retificador Monofásico de Onda Completa Não Controlado

De modo a validar o correto funcionamento do retificador monofásico de onda completa não controlado foram efetuados alguns ensaios ao mesmo. Como se pretende que estes testes práticos sejam realizados de forma individual, apenas ao circuito em questão, tornou-se necessário garantir que as comutações presentes no próximo estágio de conversão se encontravam desabilitadas. Para que tal acontecesse, nesta fase de testes, o circuito de alimentação do controlador *UC3845* não foi implementado na PCB, garantindo assim que as comutações do MOSFET presente no conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* estariam desabilitadas e que apenas o retificador monofásico de onda completa não controlado seria testado.

Na realização de todos os testes foi utilizado um *variac* para que fosse possível obter tensões de entrada diferentes às da rede elétrica. No que toca à ligação desse mesmo *variac* à rede elétrica, foram ainda utilizados um transformador monofásico de 2.2 kVA com uma razão de transformação de 1/1 para garantir o isolamento e um disjuntor por segurança, estes podem ser observados na Figura 6.1.

Na Figura 6.2 é apresentada a forma de onda da tensão de saída do *variac*, que possui uma tensão eficaz de 230 V a uma frequência de 50 Hz, equiparável aos valores de tensão da rede elétrica. O sinal presente no canal 2, diz respeito ao valor médio da tensão presente no barramento CC, que é de 308 V.

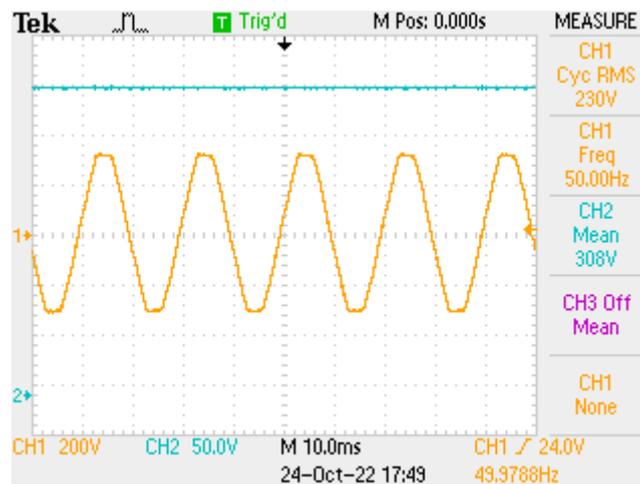


Figura 6.2 – Tensão de saída do *variac* (CH1: 200V/div) e tensão no barramento CC (CH2: 50V/div).

Ao analisar a Figura 6.2 é possível afirmar que o circuito em questão está a operar conforme o esperado tendo sido obtido à saída do mesmo, no barramento CC, o valor de tensão em corrente contínua pretendido através da retificação da corrente alternada presente à entrada do circuito.

6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Unidirecional Isolado *Flyback*

Validado o correto funcionamento do retificador monofásico de onda completa não controlado, é então altura de prosseguir para os testes ao próximo estágio de conversão, o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*. De novo é necessário garantir que o circuito é testado de forma independente, para tal a alimentação do mesmo será realizada por uma fonte de tensão ajustável a partir do barramento CC. Na realização destes ensaios o circuito de alimentação do controlador *UC3845* continua sem estar implementado na PCB, ou seja, a sua alimentação é também efetuada através de uma fonte de tensão ajustável.

Na Figura 6.3 é apresentada a forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET. A tensão de alimentação do controlador *UC3845* é de aproximadamente 23 V, sendo esse o valor de tensão máxima do sinal PWM. Como a entrada do conversor não está a ser alimentada, o sinal de PWM apresentado encontra-se com o seu duty-cycle máximo. A frequência de comutação do sistema é de 136 kHz, conforme o sinal de PWM apresentado. Esta frequência de sinal PWM é inferior à originalmente calculada de 168 kHz. Esta discrepância pode ser devida aos valores de tolerâncias dos componentes escolhidos.

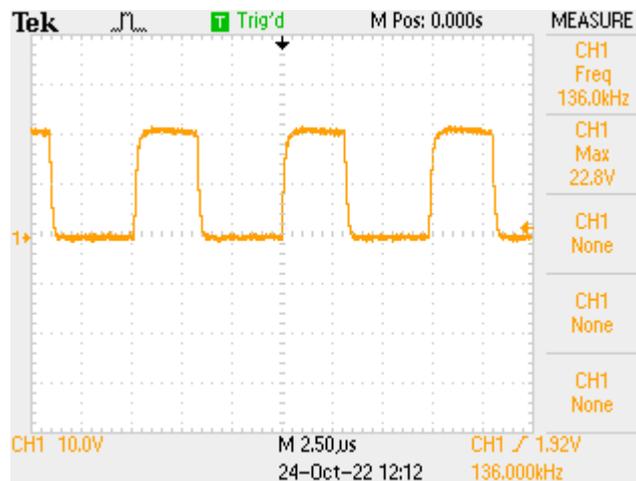


Figura 6.3 – Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET com duty-cycle máximo (CH1: 10V/div).

Relativamente à Figura 6.4, nesta pode ser observada a forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET, assim como os valores da tensão de entrada e de saída do conversor. Ao analisar estes valores de tensão podemos confirmar que a tensão de saída tem um valor de 35.6 V e que este valor é muito próximo do valor de tensão de referência estipulado de 36 V. O valor de tensão de entrada no conversor é de 31.6 V, proveniente de uma fonte de tensão ajustável, e também é possível observar a modulação do sinal PWM de forma a controlar o valor de tensão de saída. De salientar que este ensaio foi realizado

sem qualquer carga à saída do conversor e daí a tensão de saída conseguir ter um valor superior ao de tensão de entrada.

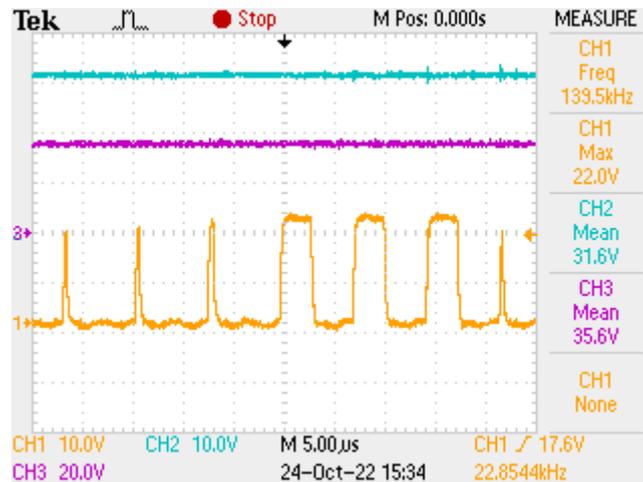


Figura 6.4 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET (CH1: 10V/div), tensão de entrada do conversor (CH2: 10V/div) e tensão de saída do conversor (CH3: 20V/div).

Após a análise dos resultados experimentais obtidos é possível afirmar que o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* se encontra a operar conforme o expectável, sendo possível obter um valor de tensão de saída de aproximadamente 36 V.

6.4 Resultados Experimentais do Sistema de Carregamento Completo

Depois de apurar que ambos o retificador monofásico de onda completa não controlado e o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* se encontram a funcionar consoante o esperado quando testados individualmente e sem carga serão agora realizados os ensaios ao sistema de carregamento completo. Para tal, numa primeira instância foi implementado na PCB o circuito de alimentação do controlador *UC3845*. Com a implementação deste circuito já não se torna necessária a utilização de uma fonte de tensão externa para a alimentação do controlador, sendo agora todo o sistema alimentado através do *variac*. Na Figura 6.5 é apresentada a forma de onda da tensão de entrada do regulador *BA7820*, que regula a tensão de alimentação do controlador *UC3845* a 20 V, assim como a forma de onda da tensão de saída do sistema durante o arranque do mesmo. Como é possível observar, durante o arranque do sistema a tensão na entrada do regulador aumenta ligeiramente devido à resistência R_{START} e ao condensador C_{VCC} apresentados anteriormente nesta Dissertação de Mestrado. Quando a tensão à entrada do regulador atinge os 8.4 V o controlador *UC3845* inicia a sua operação e o sistema de

carregamento começa a funcionar, sendo nesse instante possível observar o aumento da tensão de saída do sistema de 0 V para 36 V.

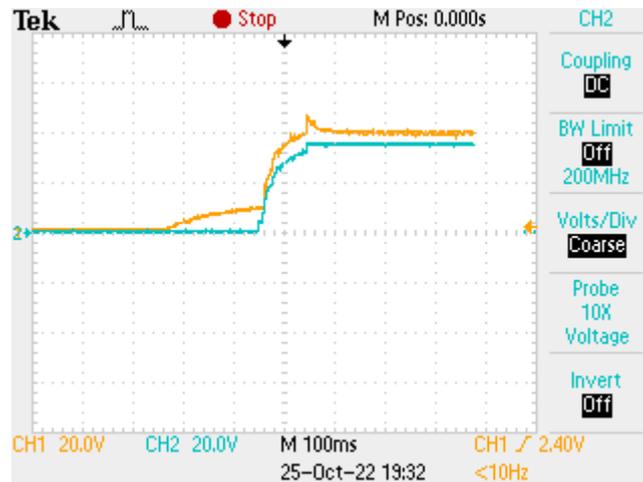


Figura 6.5 – Forma de onda da tensão de entrada do regulador de tensão *BA7820* (CH1: 20V/div) e forma de onda da tensão de saída do sistema (CH2: 20V/div) durante o arranque do sistema.

Uma vez implementado o circuito de alimentação do controlador procedeu-se então à realização dos ensaios ao sistema de carregamento completo. Inicialmente estes foram realizados sem nenhum tipo de carga à saída do sistema. Na Figura 6.6 (a) podem ser encontradas as formas de onda da tensão de saída do *variatic* e da corrente de entrada no sistema. De realçar que os valores de corrente apresentados equivalem a cinquenta vezes o valor real, pelo facto de os mesmos terem sido obtidos através de uma pinça amperimétrica com uma escala inadequada para os valores de corrente de pequenas dimensões encontrados à entrada do sistema, tendo por isso sido utilizada uma bobine de fio com cinquenta voltas para multiplicar a leitura do valor real. Na Figura 6.6 (b) é novamente apresentada a forma de onda da tensão de saída do *variatic*, assim como a tensão no barramento CC e a tensão de saída do sistema. Todos os valores apresentados neste ensaio prático vão de encontro com o esperado, demonstrando o correto funcionamento do sistema quando este se encontra a operar sem carga.

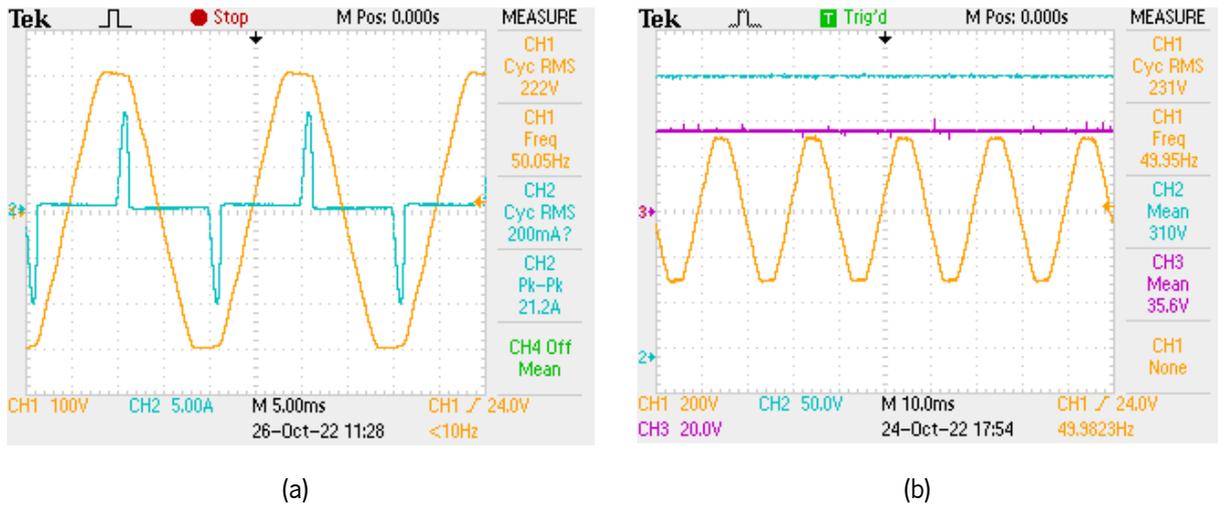


Figura 6.6 - Operação do sistema de carregamento completo sem carga: (a) Tensão de saída do *variac* (CH1: 100V/div) e corrente de entrada (CH1: 5A/div); (b) Tensão de saída do *variac* (CH1: 200V/div), tensão no barramento CC (CH2: 50V/div) e tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div).

A Figura 6.7 (a) e a Figura 6.7 (b), apresentam as mesmas formas de onda que as da Figura 6.6 (a) e Figura 6.6 (b) apresentadas anteriormente, mas agora operando com uma carga resistiva de 72 Ω à saída do sistema. Como é possível observar a corrente de entrada do sistema aumentou substancialmente, de um valor de 0.424 A pico-a-pico, quando se encontrava sem carga, para um valor de 1.056 A pico-a-pico e a corrente eficaz passou de 4 mA para 161 mA.

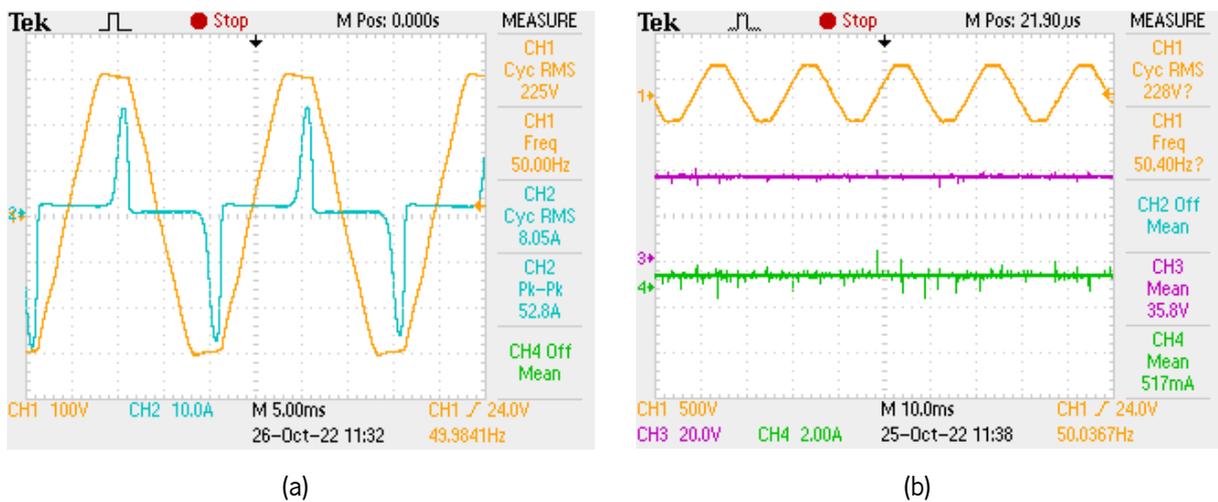


Figura 6.7 - Operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 72 Ω: (a) Tensão de saída do *variac* (CH1: 100V/div) e corrente de entrada (CH1: 5A/div); (b) Tensão de saída do *variac* (CH1: 500V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div).

Relativamente à corrente de saída do sistema, esta possui o valor de aproximadamente 500 mA, que é o valor esperado tendo em conta que o valor de tensão de saída é de aproximadamente 36 V e a carga utilizada é de 72 Ω.

O ensaio anterior foi repetido, mas sofrendo a alteração do valor de carga resistiva à saída do sistema, tomando agora este o valor de 36Ω . Na Figura 6.8 encontra-se apresentada a forma de onda da tensão de saída do *variac*, assim como a tensão e corrente de saída do sistema. A tensão de saída mantém-se constante com um valor de aproximadamente 36 V e a corrente também com um valor 1 A, que vai de acordo com o valor da carga resistiva utilizada.

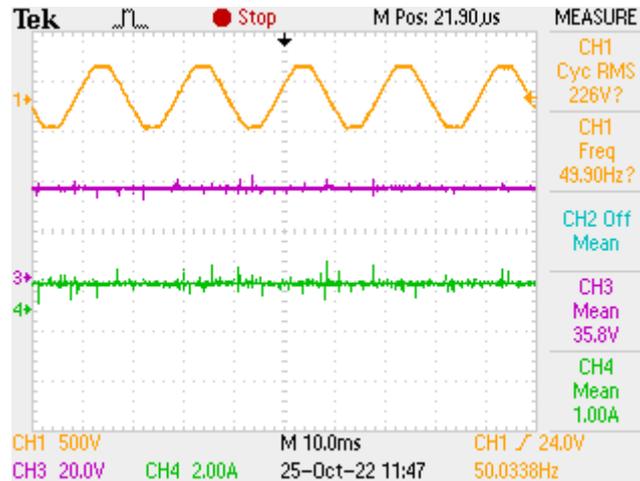


Figura 6.8 - Tensão de saída do *variac* (CH1: 500V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div), durante a operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 36Ω .

Observando a Figura 6.9, é possível verificar que a tensão se mantém constante à medida que a carga resistiva é incrementada de 72Ω para 36Ω , e que a corrente assume o valor esperado de 500 mA no início do ensaio, subindo até 1 A no final do mesmo, comprovando por este meio o correto funcionamento do sistema de feedback da tensão de saída. Este ensaio foi realizado com o auxílio de um reóstato onde foram delineadas as posições referentes aos valores das resistências pretendidas e depois ajustado manualmente durante o período de ensaio. Os picos presentes na forma da corrente presente na Figura 6.9 apenas se tratam de ruído provocado pela baixa escala utilizada na sua medição.

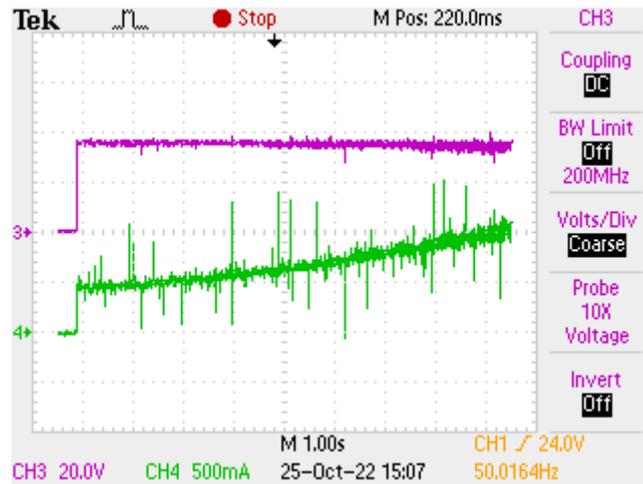


Figura 6.9 - Tensão (CH1: 20V/div) e corrente de saída (CH4: 5A/div) do sistema durante a alteração da carga resistiva de 72 Ω para 36 Ω .

Novamente, foi efetuado o mesmo ensaio alterando a carga resistiva, desta vez para o valor de 18 Ω . Seria esperado novamente um valor de tensão constante à saída do sistema de 36 V e uma corrente de 2 A, de forma a corresponder à carga resistiva. No entanto, como é possível observar na Figura 6.10 (a), onde a tensão eficaz de entrada do sistema é de 220 V, e na Figura 6.10 (b) onde a tensão eficaz de entrada do sistema é de 118 V, os valores da tensão e corrente de saída não correspondem aos valores previstos. O problema para que tal aconteça reside certamente no circuito de controlo e mais propriamente no circuito responsável pela limitação da corrente, sendo que este se baseia na leitura da corrente de pico que se encontra presente na resistência R_{CS} no lado primário do conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*, a cada ciclo de comutação. Infelizmente, devido à falta de tempo para a realização de mais testes e pelo facto de a PCB não possuir as devidas provisões para ser possível realizar a medição da corrente no primário e secundário do transformador, a razão do problema não pode ser definida com certeza e por sua vez solucionada.

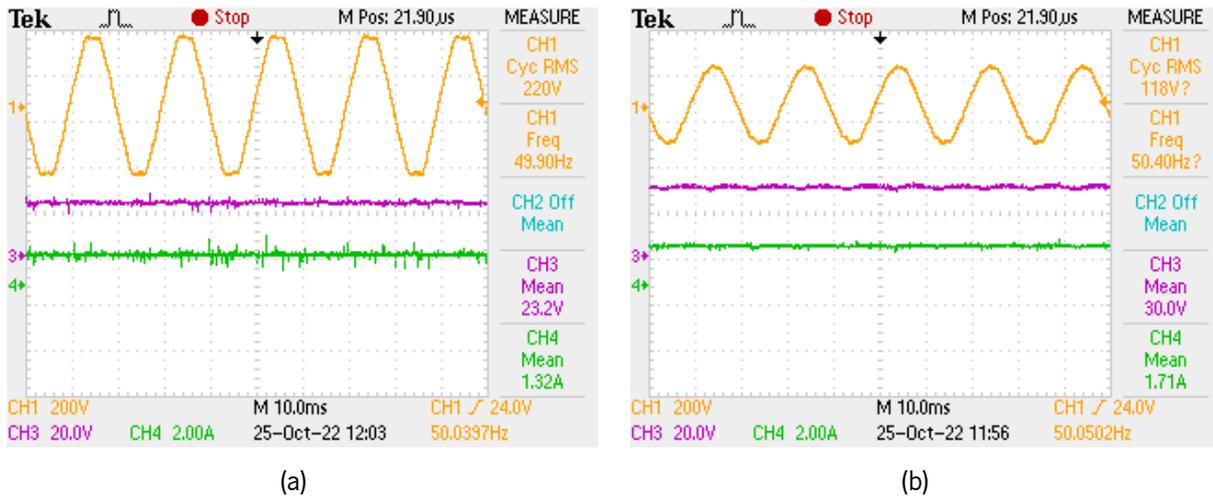


Figura 6.10 - Tensão de saída do *variac* (CH1: 200V/div), tensão de saída do sistema (CH3: 20V/div) e corrente de saída do sistema (CH4: 2A/div) durante a operação do sistema de carregamento completo com uma carga resistiva de 18 Ω : (a) Com uma tensão eficaz de saída do *variac* de 220 V; (b) Com uma tensão eficaz de saída do *variac* de 118 V.

Na Figura 6.11 podem ser encontradas as formas de onda das tensões no primário e secundário do transformador de alta frequência *flyback* enquanto o sistema opera com uma tensão de entrada eficaz de 90 V e uma carga resistiva de 72 Ω . Como pode ser comprovado pelo valor mínimo registado da tensão no primário, o snubber TVS implementado está a funcionar como expectável, limitando os picos de tensão provocados pela dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência *flyback* ao valor de 400 V, protegendo desta forma a integridade do MOSFET e promovendo a durabilidade e fiabilidade de todo o sistema.

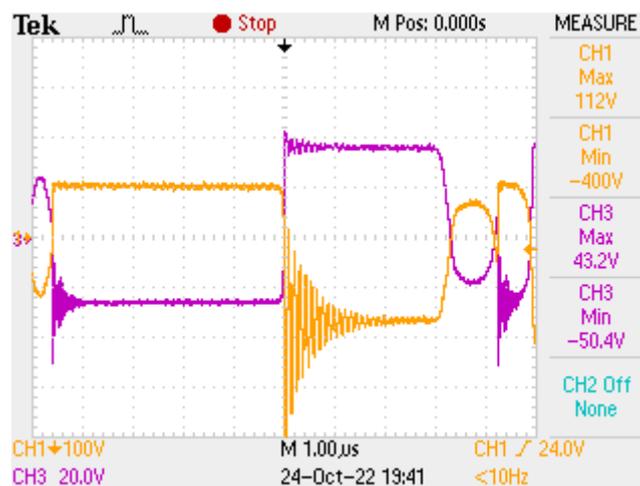


Figura 6.11 – Tensão no primário (CH1: 100V/div) e secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência *flyback* durante a operação com uma tensão de entrada eficaz de 90 V e uma carga resistiva de 72 Ω .

6.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos através dos testes realizados ao sistema desenvolvido no âmbito da presente dissertação de mestrado. O sistema trata-se de um carregador de baterias para uma bicicleta elétrica e é constituído por dois estágios de conversão, sendo o primeiro um retificador monofásico de onda completa não controlado e o segundo um conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

De modo a efetuar os ensaios necessários e assegurar o correto funcionamento de cada um dos estágios de conversão, estes foram primeiro testados individualmente. Após estes ensaios individuais, procedeu-se aos testes práticos do sistema de carregamento completo. Estes testes foram realizados de forma gradual, utilizando um *variac* de forma a regular a tensão de entrada do sistema e alterando os valores de carga resistiva à saída do mesmo, variando assim a potência do sistema.

Concluídos os testes ao sistema, foi possível determinar que os resultados vão de encontro ao esperado, sendo possível manter uma tensão constante à saída do sistema para diferentes cargas e que o circuito snubber implementado se encontra a operar como expectável evitando a degradação do MOSFET presente no sistema. No entanto, não foi possível realizar nenhum teste para a potência máxima do sistema, nem nenhum teste a demonstrar um controlo de corrente constante, isto porque existe um problema com o circuito de controlo que não permite atingir os valores de potência de saída esperados para cargas mais elevadas. Devido a uma questão de tempo não foi possível chegar ao centro do problema.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões

Na presente Dissertação de Mestrado foi desenvolvido e apresentado um protótipo para um sistema de interface para baterias de uma bicicleta elétrica. Este trata-se de um sistema unificado que permite efetuar o carregamento de baterias enquanto assume um formato compacto e de fácil transporte. No seguimento desta secção serão apresentadas as conclusões retiradas ao longo do desenvolvimento do sistema proposto.

Assim sendo, no Capítulo 1 desta Dissertação de Mestrado foi realizada uma pequena introdução sobre a importância das bicicletas elétricas no espetro da atualidade mundial. De seguida foi apresentada a história da bicicleta elétrica, desde os seus primórdios no final do século XIX, até aos dias de hoje, enumerando as inovações mais relevantes ao longo dos anos. Por último foi analisado o mercado das bicicletas elétricas, onde foi possível determinar que o mesmo se encontra com um elevado crescimento e que Portugal é o maior produtor de bicicletas na Europa, sendo que aproximadamente 40 % destas são da vertente elétrica.

No Capítulo 2, foram descritos os vários elementos que constituem uma bicicleta elétrica. Inicialmente foi realizada uma apresentação sobre a atual tecnologia de baterias, sendo enumerados e descritos os diversos tipos de baterias de acumuladores, assim como os seus métodos de carregamento mais comuns e carregadores presentes no mercado. De seguida foram apresentados os motores elétricos mais utilizados nas bicicletas elétricas e efetuada uma comparação entre as características de ambos. Posteriormente foram abordadas as diferentes posições que os motores elétricos podem ocupar numa bicicleta elétrica, assim como os diferentes sensores de pedaleira que podem ser utilizados para controlo da assistência fornecida ao utilizador. Por último foi descrita a função de um controlador para bicicletas elétricas e quais as funcionalidades que os controladores disponíveis no mercado podem oferecer.

No decorrer do Capítulo 3, foi realizada uma análise bibliográfica aos conversores utilizados em sistemas de carregamento de baterias para bicicletas elétricas. Assim sendo, numa primeira fase foram

apresentados e analisados os conversores de potência CA-CC, responsáveis pela retificação da corrente alternada proveniente da rede elétrica. Posteriormente foi realizada a descrição e análise dos conversores de potência CC-CC, capazes de regular a tensão de alimentação da bateria para os níveis pretendidos. Na última secção deste capítulo são abordados os circuitos *snubber* e as suas funções. Por fim são apresentadas quais as topologias que vão compor o sistema de carregamento, sendo estas o retificador monofásico de onda completa não controlado em junção com o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*.

No Capítulo 4, foram realizadas as simulações computacionais, para que seja possível validar o correto funcionamento das topologias de carregamento escolhidas. O ambiente de simulação computacional escolhido para tal foi a ferramenta PSIM. Primeiramente foi apresentado o modelo de simulação, estando este dividido entre a parte do andar de potência e a parte do circuito de controlo. Para além deste, também foi apresentado o modelo da bateria que foi utilizado para a simulação do respetivo processo de carga. De seguida foram mostrados os resultados de simulação do carregamento da bateria, adquiridos em concordância com os valores nominais de operação. Com base nos resultados obtidos, foi validado o funcionamento das topologias escolhidas para o sistema de carregamento da bateria.

Após a validação do sistema a implementar através das simulações computacionais efetuadas, no decorrer do Capítulo 5 foi descrita a implementação do sistema proposto na PCB desenvolvida, sendo nesta integrada tanto o sistema de controlo como o andar de potência. Relativamente ao sistema de controlo, neste foi descrito o controlador utilizado *UC3845*, assim como todos os circuitos auxiliares que o mesmo necessita para a sua alimentação e configuração, tratando-se este de um controlador analógico. No que diz respeito ao andar de potência foram descritos os componentes utilizados em ambos o retificador monofásico de onda completa não controlado e o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback*, que se encontram alocados na mesma PCB. No fim, é demonstrado o aspeto final do protótipo desenvolvido, sendo que este se encontra acomodado dentro de uma caixa específica para o efeito e que permite a visualização da luz emitida pelo LED quando o sistema se encontra em funcionamento. O protótipo final assume um tamanho reduzido, tal como era o objetivo, para que este possa ser facilmente transportado.

No Capítulo 6, foram apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos através dos ensaios práticos realizados. Primeiramente foi verificado o correto funcionamento do retificador monofásico de onda completa não controlado, sendo utilizado um *variatic* de modo a possibilitar o ajuste da tensão de entrada. De seguida, procedeu-se à verificação do correto funcionamento do conversor CC-CC

unidirecional isolado *flyback*, para tal foi utilizada uma fonte de tensão ajustável para alimentação do circuito. Depois de confirmar que ambos o retificador monofásico de onda completa não controlado e o conversor CC-CC unidirecional isolado *flyback* estavam a operar conforme esperado, foram efetuados os testes ao sistema de carregamento completo. Neste foi possível observar que o sistema opera conforme expectável até uma carga resistiva de 36Ω , apresentando à sua saída uma tensão de 36 V e uma corrente de 1 A. No entanto, aumentando a carga para 18Ω , onde seriam esperadas uma tensão de 36 V e uma corrente de 2 A, o sistema não se encontrava a produzir os valores de tensão e corrente corretos. A raiz do problema não foi identificada devido a uma questão de tempo.

Em seguida serão descritas as principais conclusões obtidas com a realização deste trabalho de Dissertação de Mestrado, no qual se tratou do desenvolvimento de um Sistema de Interface para Baterias de uma Bicicleta Elétrica:

- Os circuitos *snubber* constituem uma parte crucial deste tipo de sistemas onde se torna necessário limitar os picos de tensão provocados pela dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência *flyback*, de modo a salvaguardar o MOSFET, evitando a sua degradação e mantendo a integridade do sistema.
- A utilização de controladores analógicos desenhados especificamente para a aplicação em questão, como é o caso do controlador utilizado nesta Dissertação de Mestrado, podem oferecer uma solução mais barata, compacta e de simples implementação, sendo a maior barreira de todo o processo a aprendizagem inicial necessária para compreender a sua operação.
- Apesar de não ter sido possível testar o sistema a operar no seu regime de potência máxima, os resultados práticos obtidos foram satisfatórios e demonstraram os princípios de operação fundamentais do mesmo. De modo geral, todo o trabalho desenvolvido no âmbito desta Dissertação de Mestrado demonstra um desfecho positivo.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Após finalização da implementação do sistema proposto e realização dos ensaios práticos, de modo a serem obtidos os resultados experimentais, é dada por concluída a realização da presente dissertação de mestrado. No entanto, o funcionamento do sistema não pode ser validado para a sua operação no regime de potência máxima e outros pormenores relevantes foram identificados durante a realização da presente Dissertação de Mestrado, que podem contribuir para aprimorar a performance geral do sistema.

Primeiramente seria necessário identificar o problema no sistema de controlo responsável por impedir o funcionamento do sistema de carregamento no seu regime de potência máxima. Visto que o problema apenas se manifesta quando se pretende efetuar o carregamento com uma corrente superior a 1 A, o mesmo deve ser provocado pela incorreta leitura dos níveis de corrente na *source* do MOSFET pelo controlador *UC3845*. De forma a ser possível ter acesso à leitura de corrente neste local e noutros de relevância, deveriam ser implementadas provisões na PCB para leitura das mesmas, sendo esta informação uma mais-valia no que toca à resolução de problemas.

Visto que foram alocadas provisões na PCB desenvolvida para a implementação de um *snubber* RCD, no lado primário do transformador de alta frequência *flyback*, assim como um *snubber* RC, no lado secundário do mesmo em paralelo com o diodo de comutação rápida, que nunca chegaram a ser utilizadas devido a uma questão de tempo, faria todo o sentido que futuramente estes *snubbers* fossem devidamente calculados e implementados na PCB. Quando implementados corretamente, estes circuitos podem proporcionar uma diminuição do *ringing* existente durante as comutações, melhorando dessa maneira a performance do sistema e reduzindo o stress presente nos semicondutores, incrementando a vida útil de todo o sistema.

Devido às limitações do regulador TL431, a tensão de saída do sistema teve de ser limitada a 36 V. Para que fosse possível ajustar a tensão de saída para o valor desejado de 42 V teria de ser desenvolvida uma nova PCB com a provisão para a implementação de um circuito auxiliar que permitisse ao regulador TL431 operar com tensões superiores a 36 V.

Os orifícios responsáveis pela montagem do condensador do barramento CC na PCB desenvolvida demonstraram um diâmetro inferior ao esperado. Por isto o condensador aplicado apenas apresentava uma capacidade de 100 μF , que apesar de não apresentar nenhum problema para a implementação e funcionamento do sistema, pode efetivamente ser um ponto a melhorar. Orifícios com diâmetro superior poderiam oferecer uma maior escolha de condensadores com uma maior capacidade conseguindo ainda manter o formato compacto do sistema de carregamento e diminuindo o *ripple* presente no barramento CC.

Por fim, de um ponto de vista académico, seria interessante a substituição do controlador *UC3845* por um controlador digital, mas novamente com o objetivo de se obter um protótipo final com um tamanho compacto, tal como aquele que o sistema desenvolvido nesta Dissertação de Mestrado apresenta. Com a integração de um controlador digital seria possível ter acesso à monitorização de todas as variáveis do

sistema, e até mesmo ser desenvolvida uma interface gráfica que permitisse ao utilizador ter acesso às mesmas.

Lista de Referências

- [1] N. B. Hung and O. Lim, "A review of history, development, design and research of electric bicycles," *Appl. Energy*, vol. 260, no. December 2019, p. 114323, 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.114323.
- [2] "EU proposes effective ban for new fossil-fuel cars from 2035 | Reuters." <https://www.reuters.com/business/retail-consumer/eu-proposes-effective-ban-new-fossil-fuel-car-sales-2035-2021-07-14/> (accessed Dec. 09, 2021).
- [3] "Benefits of E-Bikes | Markel Specialty." <https://www.markelinsurance.com/resources/bicycle/benefits-of-e-bikes> (accessed Dec. 23, 2021).
- [4] O. J. Bolton, "Electrical Bike Patent," *United States Pat. Off.*, no. 552, pp. 1–5, 1895.
- [5] H. W. Libbey, "Electrical Bike Patent," *United States Pat. Off.*, no. 596, pp. 1–3, 1897.
- [6] G. J. Scott, "Velocipede," *United States Pat. Off.*, no. 598, pp. 1–3, 1895.
- [7] J. Schnepf, "Electrical Bike Patent," *United States Pat. Off.*, no. 627, pp. 1–6, 1899.
- [8] "1993 PAS (PA26-A) - Communication Plaza | Yamaha Motor Co., Ltd." https://global.yamaha-motor.com/showroom/cp/collection/pas_pas_pa26-a/ (accessed Aug. 22, 2022).
- [9] DRE, "PRESIDÊNCIA DO CONSELHO DE MINISTROS. Resolução do Conselho de Ministros 27/2021," *Diário da República - I Série-B*, no. 27, pp. 5–13, 2021.
- [10] "Get Ready for the Cycling Boom - Experts Predict 30 Million Bicycle Sales by 2030 | ECF." <https://ecf.com/news-and-events/news/get-ready-cycling-boom-experts-predict-30-million-bicycle-sales-2030> (accessed Aug. 22, 2022).
- [11] "The Popularity of E-Bikes Isn't Slowing Down - The New York Times." <https://www.nytimes.com/2021/11/08/business/e-bikes-urban-transit.html> (accessed Aug. 17, 2022).
- [12] "Exportação de bicicletas elétricas já bateu o recorde do ano passado." <https://www.dinheirovivo.pt/empresas/exportacao-de-bicicletas-eletricas-ja-bateu-o-recorde-do-ano-passado-14116132.html> (accessed Dec. 10, 2021).
- [13] "Pandemia é motor de crescimento na produção de bicicletas em Portugal." <https://www.tsf.pt/portugal/economia/pandemia-e-motor-de-crescimento-na-producao-de-bicicletas-em-portugal-13444710.html> (accessed Dec. 10, 2021).
- [14] "Home · BEEQ Bicycles." <https://www.beeq-bicycles.com/> (accessed Dec. 10, 2021).
- [15] "Lead–acid battery - Wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Lead–acid_battery (accessed Dec. 28, 2021).
- [16] East Penn Expertise and American Workmanship, "Valve-Regulated Lead-Acid (VRLA): Gelled Electrolyte (Gel) and Absorbed Glass Mat (AGM) Batteries," pp. 1–8, 2015, [Online]. Available: https://www.mkbattery.com/application/files/9615/3374/2592/Valve_Regulated_Lead-Acid_VRLA_Gel_and_AGM_batteries.pdf.
- [17] "Nickel–cadmium battery - Wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Nickel–cadmium_battery (accessed Dec. 28, 2021).
- [18] "Nickel–metal hydride battery - Wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Nickel–metal_hydride_battery (accessed Dec. 28, 2021).
- [19] "Lithium-ion battery - Wikipedia." https://en.wikipedia.org/wiki/Lithium-ion_battery (accessed Dec. 29,

- 2021).
- [20] “Lithium-Ion Battery - Clean Energy Institute.” <https://www.cei.washington.edu/education/science-of-solar/battery-technology/> (accessed Dec. 29, 2021).
- [21] “Set Bateria FT 36 V. 11 Ah. para ebikes.” <https://ciclotek.com/es/sets-de-bateria-de-litio-para-e-bikes/32-set-bateria-ft-36v-11-ah.html> (accessed Sep. 23, 2022).
- [22] “Lithium polymer battery - Wikipedia.” https://en.wikipedia.org/wiki/Lithium_polymer_battery#Electric_vehicles (accessed Sep. 23, 2022).
- [23] A. Nikolian, J. De Hoog, K. Fleurbay, J. Timmermans, P. Van De Bossche, and J. Van Mierlo, “Classification of Electric modelling and Characterization methods of Lithium-ion Batteries for Vehicle Applications,” *Eur. Electr. Veh. Congr.*, no. December, pp. 1–15, 2014.
- [24] W. Shen, T. T. Vo, and A. Kapoor, “Charging algorithms of lithium-ion batteries: An overview,” *Proc. 2012 7th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2012*, pp. 1567–1572, 2012, doi: 10.1109/ICIEA.2012.6360973.
- [25] H. A. Serhan and E. M. Ahmed, “Effect of the different charging techniques on battery life-time: Review,” *Proc. 2018 Int. Conf. Innov. Trends Comput. Eng. ITCE 2018*, vol. 2018-March, pp. 421–426, 2018, doi: 10.1109/ITCE.2018.8316661.
- [26] R. Baroody, “Evaluation of rapid electric battery charging techniques,” 2009, [Online]. Available: <http://digitalscholarship.unlv.edu/thesisdissertations/156/>.
- [27] “Product-Kunshan ST Electronics Co., Ltd.” <https://www.stchargers.com/products.html> (accessed Sep. 23, 2022).
- [28] M. Syakir Adli, N. H. H. Mohamad Hanif, and S. F. Toha Tohara, “Brushless DC Motor Speed Controller for Electric Motorbike,” *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 9, no. 2, p. 859, 2018, doi: 10.11591/ijpeds.v9.i2.pp859-864.
- [29] Padmaraja Yedamale, “AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals,” *Microchip Technol. Inc.*, p. 20, 2003, [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf>.
- [30] “Electric Bicycle Motor | Electric Bike Parts.” <https://www.bicycling.com/bikes-gear/a25836248/electric-bike-motor/> (accessed Jan. 03, 2022).
- [31] “E-bike motors and electronics – How does an e-bike work? | Ampler Bikes.” <https://amplerbikes.com/en/blog/ebike-motors-and-electronics> (accessed Jan. 03, 2022).
- [32] “eBike Sensor Technology: the difference between Cadence and Torque sen – ARCC Bikes.” <https://www.arccbikes.com/blogs/news/ebike-sensor-technology-which-is-best-cadence-or-torque-sensors> (accessed Jan. 04, 2022).
- [33] “Shop Electric Bikes, Ebikes & Accessories | Aventon Bikes.” <https://www.aventon.com/> (accessed Oct. 30, 2022).
- [34] “Torque Sensor + Casing Riverside 500 E.” https://www.decathlon.mt/p/8618354_torque-sensor-casing-riverside-500-e.html (accessed Oct. 30, 2022).
- [35] J. A. Pomílio, “Cap. 3. Conversores CA-CC - Retificadores,” *Dse-Feec-Unicamp*, pp. 1–33, 2014, [Online]. Available: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/elpot.html>.
- [36] Mohammad Kamil, “Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I),” *Microchip Technol. Inc.*, vol. DS01114A, no. Part I, pp. 1–48, 2007, [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01114a.pdf>.
- [37] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics Handbook,” *DEVICES, CIRCUITS, Appl.*, pp. 1–1409, 2011, [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/book/9780128114070/power-electronics-handbook>.
- [38] X. Pan, H. Li, Y. Liu, T. Zhao, C. Ju, and A. K. Rathore, “An Overview and Comprehensive Comparative

- Evaluation of Current-Fed-Isolated-Bidirectional DC/DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 3, pp. 2737–2763, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2931739.
- [39] Philip C. Todd, "Snubber Circuits: Theory, Design and Application," pp. 1–17, 1993, [Online]. Available: https://www.ee.bgu.ac.il/~dcdc/notes/Additional_2012/Snubbers.pdf.
- [40] A. Tsu-Hua, "A Novel Integrated Nondissipative Snubber for Flyback Converter," *Proc. Int. Conf. Syst. Signals*, vol. 1, no. c, pp. 66–71, 2005, [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6376175>.
- [41] Texas Instruments, "UCx84x Current-Mode PWM Controllers," *Datasheet*, no. April 1997, 2020.
- [42] V. G. Semiconductor, "Vishay General Semiconductor General Purpose Plastic Rectifier 1N4001 thru 1N4007 Vishay General Semiconductor," no. 1, pp. 1–5, 2002.
- [43] Infineon, "500V CoolMOS Power Transistor," vol. 2, pp. 1–14, 2016.
- [44] P. Schottky, "Power Schottky rectifier," no. May, pp. 1–7, 2011.
- [45] R. Device, "A5KP-G Series Peak Pulse Power : 5000 Watts," no. 2, pp. 1–5.