



Universidade do Minho

João António Cerqueira Pinto

**Desenvolvimento de um Carregador
Bidirecional para Baterias de Bicicletas
Elétricas**

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso
e do
Professor Doutor José Augusto Afonso

Janeiro de 2018

DECLARAÇÃO

João António Cerqueira Pinto

Endereço eletrónico: a58708@alunos.uminho.pt

Telemóvel: 937390822

Número do Bilhete de Identidade: 13972381

Título da Tese:

Desenvolvimento de um Carregador Bidirecional para Baterias de Bicicletas Elétricas

Orientador: Professor Doutor João Luiz Afonso

Coorientador: Professor Doutor José Augusto Afonso

Ano de conclusão: 2018

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e de Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus pais e ao meu irmão.

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação de mestrado não teria sido possível sem o apoio e a contribuição de algumas pessoas, às quais expresso os meus mais sinceros agradecimentos.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor João Luiz Afonso e ao meu coorientador Professor Doutor José Augusto Afonso, pela disponibilidade, dedicação e apoio demonstrados ao longo deste trabalho. Gostaria ainda de agradecer ao Professor Doutor João Luiz Afonso por possibilitar a realização do meu trabalho de dissertação no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE).

Gostaria também de prestar um especial agradecimento ao Doutor Vítor Monteiro, por todo o apoio e disponibilidade prestadas, que muito me ajudaram na realização deste trabalho.

Aos meus colegas e amigos que me acompanharam ao longo deste percurso académico e em especial aos que se cruzaram comigo no laboratório do GEPE, por todo o apoio prestado e por todas as boas recordações proporcionadas.

Aos alunos de doutoramento e investigadores do GEPE, Gabriel Pinto, Delfim Pedrosa, Bruno Exposto, Tiago Sousa, Luís Barros, José Cunha e Mohamed Tanta pelas opiniões e sugestões construtivas que me deram no decorrer deste projeto, e por estarem sempre disponíveis para prestar auxílio nas adversidades que surgiram.

Aos funcionários das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Sr. Carlos Torres, Sr. Joel Almeida e D. Ângela Macedo pela boa disposição e empenho prestados sempre que lhes solicitei ajuda.

Por último mas não menos importante queria expressar um muito especial e sentido agradecimento aos meus pais, e ao meu irmão, por todo o apoio, carinho e compreensão demonstrados ao longo deste percurso académico.

Resumo

Num mundo onde os combustíveis fósseis se vão inevitavelmente esgotar, aliado à crescente consciencialização relativamente à poluição causada pela sua intensa utilização, leva a que os Veículos Elétricos (VEs) sejam vistos como um dos meios mais promissores para uma mobilidade mais limpa e sustentável. No grupo dos VEs surgem as Bicicletas Elétricas, que se apresentam como um meio de transporte com um enorme potencial, devido ao seu baixo custo de aquisição e manutenção, e à sua versatilidade. O crescente aumento do número de VEs em geral acarreta novos desafios na gestão da rede elétrica, devido ao carregamento das baterias. Contudo a integração dos VEs na rede elétrica afigura-se também como uma oportunidade para o armazenamento de energia distribuído, oferecendo uma maior flexibilidade no equilíbrio da operação da rede elétrica. Assim sendo, torna-se necessário o desenvolvimento de carregadores de baterias que possibilitem a bidirecionalidade da energia, proporcionando os modos de operação *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Grid* (V2G).

Nesta dissertação, é descrito o desenvolvimento de um Carregador Bidirecional para Baterias de Bicicletas Elétricas, bem como todas as etapas adjacentes a este projeto. Na sua conceção consta um conversor CA-CC bidirecional, responsável pela interface entre a rede elétrica e o barramento CC, e um conversor CC-CC bidirecional, responsável pela interface entre o barramento CC e as baterias. Além do hardware de potência, existe ainda um sistema de controlo, responsável pela gestão do funcionamento do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.

Ao longo desta dissertação, é apresentado um breve estudo sobre a história e evolução das bicicletas elétricas, assim como os elementos que as constituem, como são os casos do motor elétrico e das baterias. Posteriormente, é apresentado um levantamento de conversores de potência capazes de serem empregues em sistemas de carregamento de baterias para bicicletas elétricas, assim como das técnicas de controlo a implementar nesses mesmos conversores. De seguida, para estudar e validar o funcionamento do carregador de baterias nos modos de operação G2V e V2G, são apresentadas as simulações computacionais realizadas. Por fim, são apresentados os resultados experimentais obtidos nos ensaios realizados ao protótipo do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas implementado.

Palavras-Chave: Mobilidade Elétrica, Bicicleta Elétrica, Carregador Bidirecional, Baterias, *Grid-to-Vehicle* (G2V), *Vehicle-to-Grid* (V2G).

Abstract

In a world where fossil fuels will inevitably be exhausted, coupled with growing awareness of the pollution caused by their heavy use, makes Electric Vehicles (EVs) be seen as one of the most promising tools for cleaner and more sustainable mobility. In VEs group arise the Electric Bicycle that present itself as a means of transport with enormous potential, due to its low cost of acquisition and maintenance, and its versatility. The increasing number of VEs in general brings new challenges into the management of the electrical grid, due to the charging of the batteries. However, the integration of VEs into the electrical grid poses an opportunity for the storage of distributed energy, offering a greater flexibility into the balance of the operation of the electrical grid. Therefore, it is necessary to develop battery chargers that allow the bidirectionality of energy, providing Grid-to-Vehicle (G2V) and Vehicle-to-Grid (V2G) operating modes.

In this dissertation, is described the development of a Bidirectional Battery Charger for Electric Bicycles, as well as all steps adjacent to this project. It's constituted by a bidirectional CA-CC converter, responsible for the interface between the electrical grid and the DC bus, and a bidirectional DC-DC converter, responsible for the interface between the DC bus and the batteries. In addition to the power hardware, there is also a control system, responsible for managing the operation of the bidirectional battery charger for electric bicycles.

Throughout this dissertation a brief study is presented on the history and evolution of electric bicycles, as well as the elements that constitute them, such as electric motor and batteries. Subsequently, it is presented a survey of power converters capable of being used in battery charging systems for electric bicycles, as well as the control techniques to be implemented in these converters. Then, to study and validate the operation of the battery charger in the G2V and V2G operating modes, computer simulations are performed and presented. Finally are presented experimental results obtained in the tests carried out with the developed bidirectional battery charger for electric bicycles prototype.

Keywords: Electric Mobility, Electric Bike, Bidirectional Charger, Batteries, Grid-to-Vehicle (G2V), Vehicle-to-Grid (V2G).

Índice

Agradecimentos.....	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Siglas e Acrónimos	xix
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Bicicletas Elétricas.....	1
1.1.1. Legislação.....	1
1.1.2. História das Bicicletas Elétricas	2
1.1.3. Mobilidade Elétrica	5
1.1.4. Mercado das Bicicletas Elétricas.....	6
1.2. Potencial das Bicicletas Elétricas.....	10
1.3. Motivação	11
1.4. Objetivos e Contribuições.....	12
1.5. Organização e Estrutura da Dissertação.....	12
CAPÍTULO 2 Constituição de uma Bicicleta Elétrica	15
2.1. Introdução	15
2.2. Motores Elétricos.....	15
2.3. Motor BLDC.....	18
2.3.1. Estator.....	18
2.3.2. Rotor.....	18
2.3.3. Princípio de Funcionamento	19
2.3.4. Comparativo entre Motores BLDC e outros Tipos de Motores	23
2.4. Controladores de Velocidade para Bicicletas Elétricas.....	24
2.5. Semicondutores de Potência	26
2.6. Sensores	27
2.6.1. Sensor de Efeito <i>Hall</i>	27
2.6.2. Sensor Ótico.....	28
2.7. Baterias	32
2.7.1. Baterias de Ácido-Chumbo	34
2.7.2. Baterias de Níquel-Cádmio	35
2.7.3. Baterias de Níquel Hidreto-Metálico	36
2.7.4. Baterias de Lítio	37
2.7.5. Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias.....	38
2.7.6. Estado de Carga.....	39
2.7.7. Profundidade de Descarga	40
2.7.8. Modelação de Baterias.....	41
2.7.9. Métodos de Carregamento de Baterias	42
2.8. Carregadores de Baterias para Bicicletas Elétricas	43
CAPÍTULO 3 Eletrónica de Potência para Sistemas de Carregamento de Baterias para Bicicletas Elétricas	47
3.1. Introdução	47
3.2. Conversores de Potência Bidirecionais CA-CC.....	47
3.2.1. Conversor CA-CC Monofásico de Meia Ponte Bidirecional	47
3.2.2. Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional.....	48
3.2.3. Conversor CA-CC Monofásico Multinível Bidirecional	49
3.2.4. Conversor CA-CC Trifásico de Ponte Completa Bidirecional	50
3.3. Conversores de Potência Bidirecionais CC-CC.....	51
3.3.1. Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.....	52
3.3.2. Conversor CC-CC <i>Flyback</i> Bidirecional	52
3.3.3. Conversor CC-CC Dual Active Bridge Bidirecional	53
3.4. Técnicas de Modulação.....	54
3.4.1. SPWM Bipolar	54

3.4.2.	SPWM Unipolar	55
3.5.	Circuitos <i>Snubber</i>	57
CAPÍTULO 4 Simulações Computacionais do Sistema Proposto		59
4.1.	Introdução	59
4.2.	Circuito de Potência	60
4.3.	Sistema de Controlo	61
4.4.	Modelo Elétrico da Bateria	62
4.5.	Simulação do Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional	64
4.5.1.	Conversor CA-CC em Modo Retificador.....	65
4.5.2.	Conversor CA-CC em Modo Inversor	66
4.6.	Simulação do Conversor CC-CC <i>Flyback</i> Bidirecional	67
4.6.1.	Carregamento da Bateria.....	69
4.6.2.	Descarregamento da Bateria	70
4.7.	Conclusão	74
CAPÍTULO 5 Implementação do Sistema de Controlo e do Hardware de Potência		75
5.1.	Introdução	75
5.2.	Sistema de Controlo	75
5.2.1.	Microcontrolador	76
5.2.2.	Sensores de Tensão	78
5.2.3.	Sensores de Corrente.....	81
5.2.4.	Placa de Condicionamento de Sinal e de Comando	83
5.2.5.	Placas de Driver	86
5.2.6.	Caixa de Comando.....	88
5.3.	Circuito de Potência	90
5.3.1.	Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional	90
5.3.2.	Conversor CC-CC <i>Flyback</i> Bidirecional.....	92
5.3.3.	Transformador <i>Flyback</i>	94
5.3.4.	Dissipador.....	96
5.3.5.	Bateria de Polímero de Lítio	97
5.4.	Conclusões	98
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais		101
6.1.	Introdução	101
6.2.	Conversor CC-CC <i>Flyback</i> Bidirecional.....	102
6.2.1.	Ensaio em Malha Aberta.....	102
6.2.2.	Ensaio e Validação dos Algoritmos de Controlo	107
6.3.	Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional	114
6.4.	Conclusões	116
CAPÍTULO 7 Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro.....		119
7.1.	Conclusões	119
7.2.	Sugestões de Trabalho Futuro	121
Referências.....		123

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Bicicleta elétrica patenteada por Ogden Bolton Jr, em 1895 [2].	2
Figura 1.2 - Bicicleta elétrica patenteada por Hosea W. Libbey, em 1897 [3].	2
Figura 1.3 - Bicicleta elétrica patenteada por Mathew J. Steffens, em 1898 [4].	3
Figura 1.4 - Bicicleta elétrica patenteada por Gordon J. Scott em 1898 [5].	3
Figura 1.5 - Bicicleta elétrica patenteada por John Schnepf, em 1899 [6].	4
Figura 1.6 - Consumo energético na EU por setor, em 2015 (baseado em [7]).	5
Figura 1.7 - Bicicletas elétricas vendidas na União Europeia entre 2009 e 2014 (baseado em [8]).	6
Figura 1.8 – Distribuição percentual do número total de bicicletas elétricas vendidas na União Europeia em 2014, por país (baseado em [8]).	7
Figura 1.9 - Bicicleta elétrica da marca <i>Órbita</i> [12].	8
Figura 1.10 - Bicicleta elétrica da marca <i>Smart</i> [15].	9
Figura 1.11 - Bicicleta elétrica <i>Stromer ST2</i> da marca <i>Stromer</i> [16].	9
Figura 2.1 - Classificação dos motores elétricos usados em veículos elétricos (baseado em [25]).	16
Figura 2.2 – Posicionamento do motor elétrico na estrutura da bicicleta: (a) <i>Hub motor</i> na roda da frente; (b) <i>Hub motor</i> na roda traseira; (c) <i>Mid-drive motor</i> .	17
Figura 2.3 – Bicicletas elétricas com: (a) Sistema <i>Hub Motor</i> [26]; (b) Sistema <i>Mid-Driver Motor</i> [27]; (c) Sistema <i>Friction Drive Motor</i> [28].	17
Figura 2.4 - Estator de um Motor BLDC (adaptado de [30]).	19
Figura 2.5 – Sinais de saída dos sensores de efeito <i>Hall</i> (H_a , H_b e H_c) e tensões aplicadas ao motor BLDC (v_a , v_b e v_c).	20
Figura 2.6 - Sinais de saída dos sensores de efeito <i>Hall</i> e formas de onda da força contra-electromotriz, da corrente e do binário do motor BLDC (adaptado de [30]).	21
Figura 2.7 - Circuito do inversor de potência e do motor BLDC.	22
Figura 2.8 - Sentido da corrente nos enrolamentos do motor BLDC em função dos sensores de efeito <i>Hall</i> .	22
Figura 2.9 - Controlador de velocidade e binário para motores BLDC do fabricante <i>ElectroCraf</i> [31].	25
Figura 2.10 - Controlador de velocidade para motores BLDC do fabricante <i>Maxon Motor</i> [32].	26
Figura 2.11 - Relação entre potência e frequência em semicondutores de potência [33].	26
Figura 2.12 - Princípio de funcionamento do Efeito <i>Hall</i> [35].	27
Figura 2.13 – Sensores óticos: (a) Sensor ótico de barreira; (b) Sensor ótico reflexivo; (c) Esquema elétrico (adaptado de [36]).	29
Figura 2.14 - Sensor ótico incremental (adaptado de [39]).	30
Figura 2.15 - Sinais de saída do sensor ótico incremental.	31
Figura 2.16 - Sensor ótico absoluto (adaptado de [40]).	31
Figura 2.17 - Constituição da pilha de <i>Volta</i> [42].	33
Figura 2.18 - Modelo simples para uma bateria.	41
Figura 2.19 - Modelo baseado no equivalente de <i>Thevenin</i> de uma bateria.	41
Figura 2.20 - Modelo capaz de prever o tempo de duração e característica <i>I-V</i> de uma bateria: (a) Circuito que modela o tempo de duração da bateria; (b) Circuito que modela a característica <i>I-V</i> da bateria.	42
Figura 2.21 - Carregadores de baterias para bicicletas elétricas do fabricante <i>Bosch</i> [53].	44

Figura 2.22 - Carregador de baterias para bicicletas elétricas da marca <i>LunaCycle</i> [54].....	45
Figura 3.1 - Conversor CA-CC Monofásico de Meia Ponte Bidirecional.....	48
Figura 3.2 - Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional.	49
Figura 3.3 - Conversor CA-CC Monofásico Multinível de Três Níveis Bidirecional.....	50
Figura 3.4 - Conversor CA-CC Trifásico de Ponte Completa Bidirecional.	51
Figura 3.5 - Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> Bidirecional.	52
Figura 3.6 - Conversor CC-CC <i>Flyback</i> Bidirecional.	52
Figura 3.7 - Conversor <i>Dual Active Bridge</i>	53
Figura 3.8 - Conversor CC-CA Monofásico de Ponte Completa Totalmente Controlado.	54
Figura 3.9 – Formas de onda da modulação SPWM bipolar. (a) Sinal sinusoidal de modulação e onda portadora triangular; (b) Sinais lógicos de controlo dos semicondutores de potência; (c) Tensão de saída do conversor CC-CA.	55
Figura 3.10 - Formas de onda da modulação SPWM unipolar. (a) Sinais sinusoidais de modulação e onda portadora triangular; (b) Sinais lógicos de controlo dos semicondutores de potência; (c) Tensão de saída do conversor CC-CA.	56
Figura 3.11 – Circuitos <i>Snubber</i> : (a) Circuito <i>Snubber</i> RC; (b) Circuito <i>Snubber</i> RCD com configuração <i>Voltage Clamp</i> ; (c) Circuito <i>Snubber</i> RCD com configuração <i>Rate-of-rise Voltage</i>	58
Figura 4.1 - Interface gráfica do software de simulação computacional <i>PSIM</i>	60
Figura 4.2 - Modelo de simulação do Circuito de Potência implementado no <i>PSIM</i>	60
Figura 4.3 - Implementação do sistema de controlo num bloco C no <i>PSIM</i>	61
Figura 4.4 - Circuitos utilizados para gerar os vários sinais de PWM: (a) Conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional; (b) Conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional.	62
Figura 4.5. – (a) Variação do modelo simples de uma bateria de lítio; (b) Variação do modelo simples de uma bateria de lítio, representado no <i>PSIM</i>	63
Figura 4.6 - Conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional: (a) Modelo de simulação; (b) Esquema elétrico.	64
Figura 4.7 - Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante a fase de carregamento da bateria.	65
Figura 4.8 - Tensão no barramento CC durante a fase de carregamento da bateria.	66
Figura 4.9 - Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante a fase de descarga da bateria.	67
Figura 4.10 – Conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional: (a) Modelo de simulação; (b) Esquema elétrico.	68
Figura 4.11 - Modelo de simulação do Transformador <i>Flyback</i> utilizado no <i>PSIM</i>	69
Figura 4.12 - Corrente na bateria durante o carregamento da mesma.	70
Figura 4.13 - Tensão na bateria durante o carregamento da mesma.	70
Figura 4.14 - Tensão na bateria durante a descarga da mesma.	71
Figura 4.15 - Corrente na bateria durante a descarga da mesma.	71
Figura 4.16 - Tensão no barramento CC durante a fase de descarga da bateria.	72
Figura 4.17 - Tensão na bateria durante a descarga da mesma (120 W).	73
Figura 4.18 - Corrente na bateria durante a descarga da mesma (120 W).....	73
Figura 4.19 - Tensão no barramento CC durante a fase de descarga da bateria (120 W).	74
Figura 5.1 – Diagrama representativo do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas desenvolvido.	75

Figura 5.2 - Sistema de controlo proposto para o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.	76
Figura 5.3 - <i>C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit</i> da <i>Texas Instruments</i> [63].	76
Figura 5.4 - Diagrama de blocos funcional do microcontrolador <i>TMS320F28027</i> da <i>Texas Instruments</i> [64].	77
Figura 5.5 - Ambiente de desenvolvimento integrado <i>Code Composer Studio</i> v6.2 da <i>Texas Instruments</i>	78
Figura 5.6 - Sensor de tensão de efeito <i>Hall LV-25-P</i> da <i>LEM</i>	78
Figura 5.7 - Esquema de ligações do sensor <i>LV 25-P</i> da <i>LEM</i>	79
Figura 5.8 - Esquema elétrico do sensor de tensão utilizado para medir a tensão na bateria.	81
Figura 5.9 - Sensor de corrente de efeito <i>Hall LA 150-P</i> da <i>LEM</i>	82
Figura 5.10 - Esquema de ligações do sensor <i>LA 150-P</i> da <i>LEM</i>	82
Figura 5.11 - Esquema elétrico da resistência utilizada para medir a corrente na bateria.	83
Figura 5.12 - Placa de condicionamento de sinal e de comando desenvolvida.	84
Figura 5.13 - Circuito para o condicionamento de sinal oriundo dos sensores.	84
Figura 5.14 - Circuito de deteção de erro.	85
Figura 5.15 - Interface gráfico da ferramenta <i>PADS</i> v9.5: (a) <i>PADS logic</i> ; (b) <i>PADS layout</i>	86
Figura 5.16 - Diagrama de blocos funcional do <i>ADuM3223</i> [69].	87
Figura 5.17 - Placas de <i>driver</i> desenvolvidas: (a) Placa de <i>driver</i> para o conversor <i>CC-CC flyback</i> bidirecional; (b) Placa de <i>driver</i> para o conversor <i>CA-CC</i> monofásico de ponte completa bidirecional.	87
Figura 5.18 - Configuração de <i>bootstrap</i> para o <i>ADuM3223</i> com modo de operação de meia-ponte [70].	88
Figura 5.19 - Caixa de comando desenvolvida.	88
Figura 5.20 – Circuito do indicador de nível da bateria.	89
Figura 5.21 - Circuito de potência proposto para o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.	90
Figura 5.22 - Placa desenvolvida para o conversor <i>CA-CC</i>	90
Figura 5.23 - MOSFET <i>IRFP450</i> da <i>STMicroelectronics</i> [73].	91
Figura 5.24 - Resistências de <i>gate</i> e circuito de proteção de <i>gate</i> implementados para proteção dos MOSFETs.	91
Figura 5.25 - Placa desenvolvida para o conversor <i>CC-CC</i>	92
Figura 5.26 - Díodo <i>BYC8-600</i> da <i>NXP Semiconductors</i>	93
Figura 5.27 - Condensadores utilizados no conversor <i>CC-CC</i> no lado da bateria: (a) Condensador eletrolítico; (b) Condensador de poliéster.	93
Figura 5.28 - Condensador eletrolítico utilizado no barramento <i>CC</i>	93
Figura 5.29 - Transformador <i>Flyback 74070</i> da marca <i>Myrra</i>	94
Figura 5.30 - Formas de onda da tensão no primário do transformador (a) e no secundário do transformador (b).	95
Figura 5.31 - Circuito equivalente do transformador.	95
Figura 5.32 - Valor da indutância de magnetização do transformador <i>flyback 74070</i> a 50 kHz, medida com a ponte <i>RLC 3532-50 LCR HiTESTER</i>	96
Figura 5.33 - Dissipador utilizado.	97
Figura 5.34 - Bateria de polímero de lítio utilizada.	97
Figura 5.35 - Bicicleta elétrica <i>BeUM</i> desenvolvida no <i>GEPE</i> [76].	98

Figura 6.1 - Vista geral da bancada de ensaios.	101
Figura 6.2 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> (malha aberta).	103
Figura 6.3 - Forma de onda da tensão na bateria do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> (malha aberta).	103
Figura 6.4 - Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> (malha aberta).	103
Figura 6.5 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> (malha aberta).	104
Figura 6.6 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> (malha aberta).	105
Figura 6.7 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> (malha aberta).	105
Figura 6.8 - Forma de onda da tensão na bateria do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> (malha aberta).	106
Figura 6.9 - Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> (malha aberta).	106
Figura 6.10 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> (malha aberta).	106
Figura 6.11 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> (malha aberta).	107
Figura 6.12 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional durante o carregamento da bateria.	109
Figura 6.13 - Tensões no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> , com controlo de tensão constante.	109
Figura 6.14 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> , com controlo de tensão constante.	110
Figura 6.15 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>buck</i> , com controlo de corrente constante.	110
Figura 6.16 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional durante o carregamento da bateria com corrente constante de 0,3 A.	111
Figura 6.17 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional durante o carregamento da bateria com corrente constante de 0,5 A.	112
Figura 6.18 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC <i>flyback</i> bidirecional durante o descarregamento da bateria.	112
Figura 6.19 - Tensões no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional em modo <i>boost</i> , com controlo do barramento CC.	113
Figura 6.20 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC <i>flyback</i> bidirecional durante o descarregamento da bateria.	113
Figura 6.21 - Terminal utilizado para adquirir os valores da tensão e da corrente na bateria.	114
Figura 6.22 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, em modo inversor.	115
Figura 6.23 - Forma de onda dos sinais PWM: (a) Sinais aplicados nos MOSFETs de cada braço do conversor; (b) <i>Dead time</i>	115
Figura 6.24 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, em modo retificador.	116

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Comparação entre o Motor BLDC e o Motor CC com Escovas [30].	23
Tabela 2.2 - Comparação entre o Motor BLDC e o Motor de Indução [30].	24
Tabela 2.3 - Comparativo entre o Código <i>Gray</i> e o Código Binário.	32
Tabela 2.4 - Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias [48].	39
Tabela 2.5 - Vantagens e Desvantagens dos Principais Métodos de Carregamento de Baterias [52].	43
Tabela 5.1 - Características do Transformador <i>Flyback 74070</i>	96
Tabela 5.2 - Características da Bateria de Polímero de Lítio Utilizada.	98
Tabela 6.1 – Níveis de tensão admitidos pela bateria de polímero de lítio utilizada.	108

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AGM	<i>Absorbent Glass Mat</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
BLAC	<i>Brushless Alternating Current</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DIP	<i>Dual In-line Package</i>
DOD	<i>Depth of Discharge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
FLA	<i>Flooded Lead-Acid</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
OCV	<i>Open Circuit Voltage</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SLA	<i>Sealed Lead Acid</i>
SOC	<i>State of Charge</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
VE	Veículo Elétrico

VRLA *Valve-Regulated Lead Acid*

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Bicicletas Elétricas

A mobilidade elétrica surge como uma mudança no paradigma da mobilidade, apresentando como principal missão a redução da dependência energética dos combustíveis fósseis e a minimização dos impactos ambientais daí resultantes. Outro ponto de elevada importância é a integração de infraestruturas energéticas produtoras de energias renováveis, responsáveis pelo fornecimento da energia elétrica necessária. Este fenómeno tem potencializado que a indústria dos veículos elétricos se encontre em clara expansão.

A bicicleta elétrica é um dos tipos de veículos elétricos cuja demanda do mercado tem vindo a aumentar. Esse facto acontece, pois as bicicletas elétricas, para além de enquadrarem nas características anteriormente mencionadas relativamente à mobilidade elétrica, revelam ainda outras características, tais como permitirem conciliar a mobilidade com o exercício físico controlado, apresentarem dimensões menores relativamente a outros meios de transporte, contribuindo para um menor congestionamento do trânsito e também o facto de estas apresentarem uma regulamentação cada vez mais robusta e mais difundida a nível global. Todas estas características apresentadas tornam-as numa solução atraente para certas áreas do mercado dos transportes.

1.1.1. Legislação

De acordo com a legislação portuguesa presente no Decreto-lei nº72 de 2013, as bicicletas elétricas são velocípedes equipados com motor auxiliar com potência máxima contínua de 0,25 kW, cuja alimentação é reduzida progressivamente com o aumento da velocidade e interrompida se atingir a velocidade de 25 km/h, ou antes, se o condutor deixar de pedalar. O arranque das bicicletas elétricas deve obrigatoriamente ser acionado apenas pelo esforço do próprio condutor por meio de pedais ou dispositivos

análogos. Ainda de acordo com este Decreto-lei, os condutores de bicicletas elétricas devem proteger a cabeça usando capacete devidamente ajustado e apertado [1].

1.1.2. História das Bicicletas Elétricas

As primeiras patentes de bicicletas elétricas datam do final do século XIX. No ano de 1895, Ogden Bolton *Jr.* apresentou uma bicicleta elétrica (Figura 1.1) que possuía um motor CC de seis pólos montado no interior do cubo da roda traseira e uma bateria de 10 V [2].

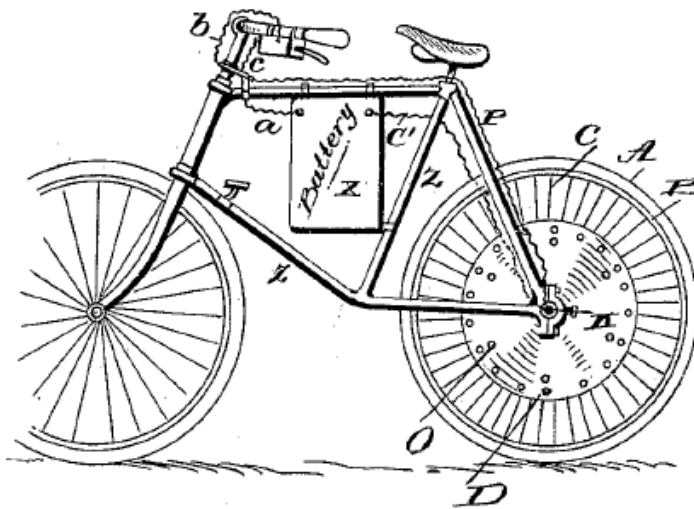


Figura 1.1 - Bicicleta elétrica patentada por Ogden Bolton *Jr.*, em 1895 [2].

Dois anos depois, em 1897 Hosea W. Libbey inventou uma bicicleta elétrica que utilizava dois motores e duas baterias. Os motores estavam localizados no centro do eixo da bicicleta, como mostra a Figura 1.2 [3].

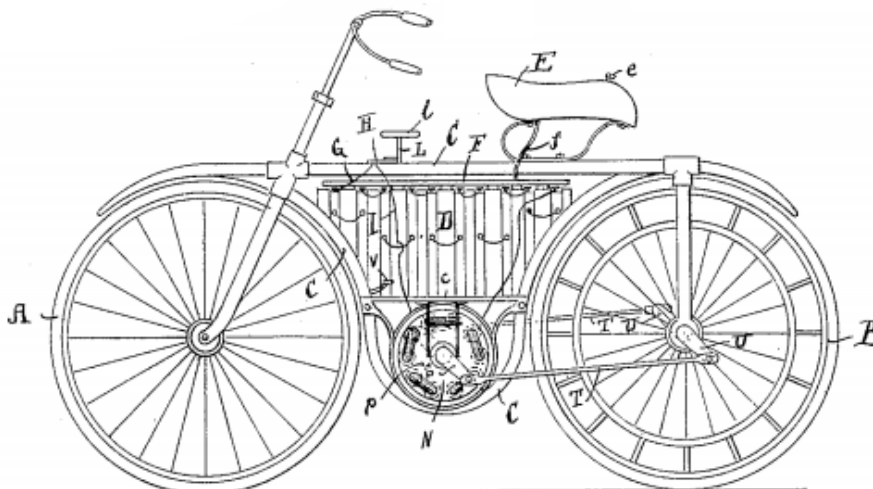


Figura 1.2 - Bicicleta elétrica patentada por Hosea W. Libbey, em 1897 [3].

No ano de 1898, Mathew J. Steffens, apresentou uma patente de uma bicicleta elétrica que era operada através de um cinto colocado na periferia da roda traseira e também em torno do motor, como mostra a Figura 1.3 [4].

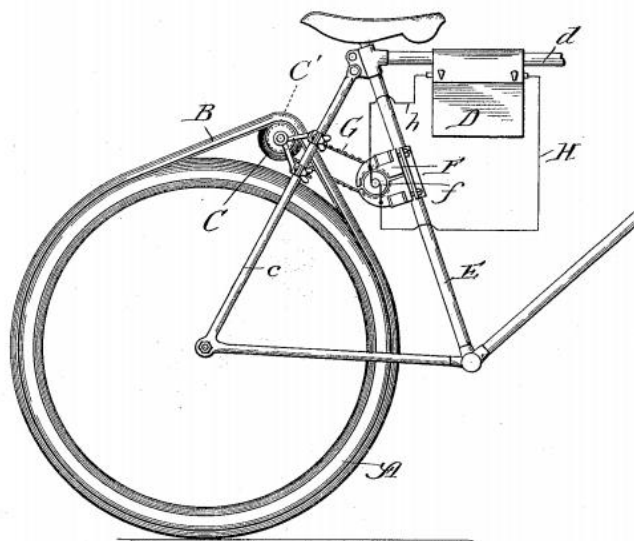


Figura 1.3 - Bicicleta elétrica patenteada por Mathew J. Steffens, em 1898 [4].

Decorria o ano de 1898, quando Gordon J. Scott publicou uma patente de um velocípede elétrico, com um modo de funcionamento original (Figura 1.4). Neste projeto não existia uma bateria a fornecer energia. Em vez disso, os pedais, quando em movimento, faziam rodar um gerador (dínamo) e a energia produzida seria usada para alimentar um motor que atuava sobre a roda traseira [5].

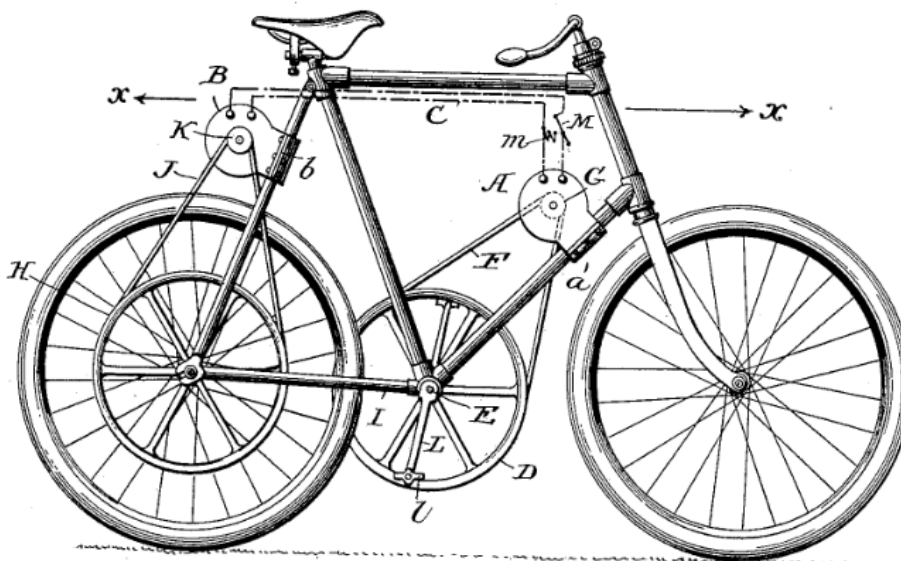


Figura 1.4 - Bicicleta elétrica patenteada por Gordon J. Scott em 1898 [5].

Em 1899 John Schnepf desenvolveu uma bicicleta elétrica, onde o motor se encontrava por cima da roda traseira, friccionando-a (Figura 1.4) [6].

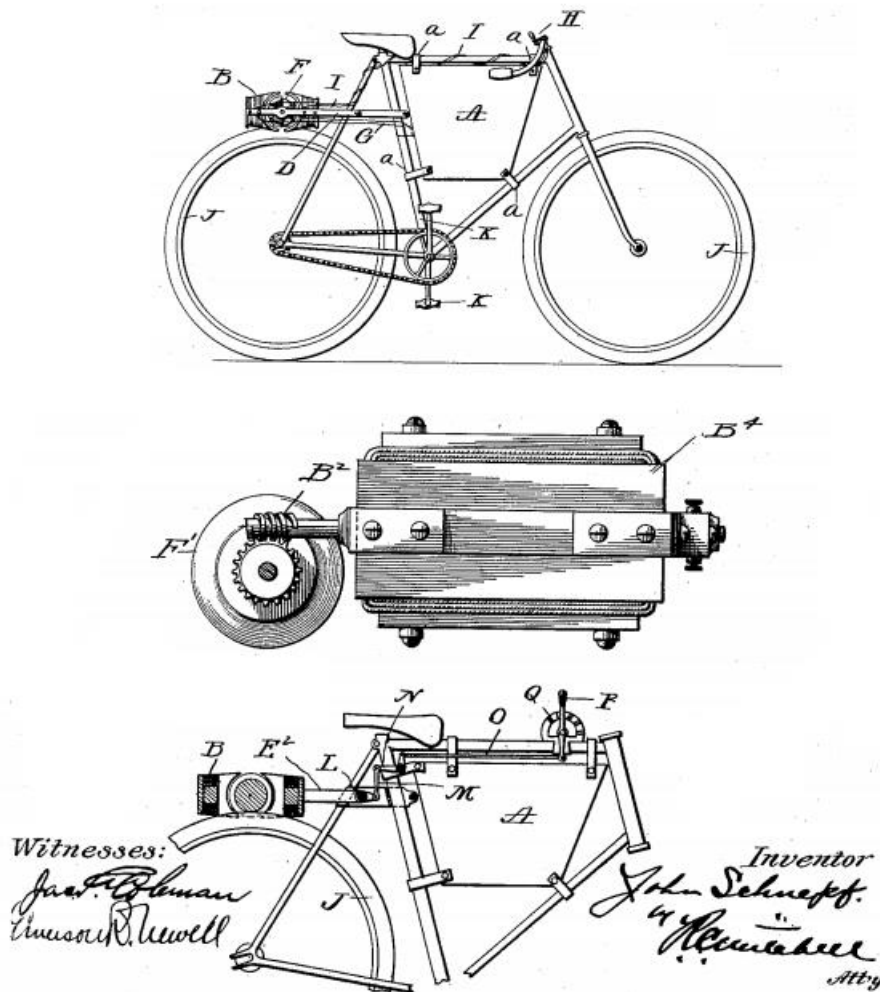


Figura 1.5 - Bicicleta elétrica patenteada por John Schnepf, em 1899 [6].

Durante o século XX, diversos tipos diferentes de bicicletas elétricas continuaram a surgir. Contudo as limitações tecnológicas verificadas à data, aliadas à era da motorização (não elétrica) em massa, com a difusão exponencial de carros e motos, iam limitando o seu sucesso. Na década de 90, deu-se um grande avanço tecnológico da eletrônica de potência, nomeadamente nas áreas dos controladores de motores e sensores, assim como das baterias, que tinham então uma maior capacidade de armazenamento de energia. Com esta nova era tecnológica, o mercado das bicicletas começou a expandir.

No Japão, marcas como *Panasonic*, *Sanyo* e *Yamaha* começaram a desenvolver sistemas avançados para bicicletas elétricas no início dos anos 90. Estas unidades não eram baratas, contudo deu-se início à comercialização de bicicletas elétricas.

O despertar do interesse a nível mundial, neste meio de transporte, levou a que a China começasse a produzir em massa motores embutidos no cubo da roda da bicicleta (*hub motor*), o que teve um grande impacto no mercado das bicicletas elétricas.

1.1.3. Mobilidade Elétrica

Atualmente as preocupações face ao esgotamento das reservas dos combustíveis fósseis, aliadas às implicações ambientais a estes inerentes, têm levado a uma redefinição das políticas energéticas a nível global, estando países de todos os continentes a investir no desenvolvimento de alternativas energéticas mais eficientes e limpas, que permitam reduzir a sua dependência energética dos combustíveis fósseis.

As necessidades energéticas distribuem-se por vários setores vitais no funcionamento das sociedades modernas. Contudo, o setor dos transportes apresenta-se como aquele que absorve a maior parcela. Este fenómeno pode ser observado na Figura 1.6, onde está representado o consumo energético na União Europeia por setor, no ano de 2015. Tal facto tem suscitado o surgimento de medidas e programas a aplicar neste setor que têm contribuído para uma mudança de paradigma na mobilidade, criando uma oportunidade para a proliferação da mobilidade elétrica.

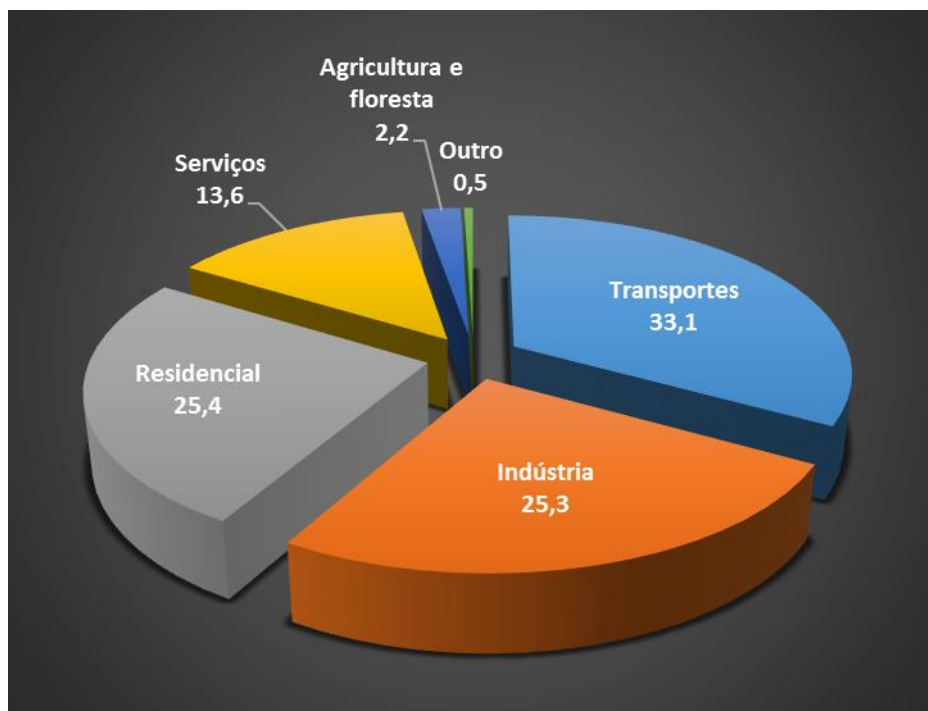


Figura 1.6 - Consumo energético na EU por setor, em 2015 (baseado em [7]).

Dessa forma, torna-se necessário o investimento em novas soluções na área da mobilidade elétrica, contribuindo para uma mobilidade sustentável e energeticamente mais eficiente.

1.1.4. Mercado das Bicicletas Elétricas

O mercado das bicicletas elétricas encontra-se em expansão, tendo-se verificado um crescimento no número de vendas nos últimos anos a nível global.

Na Europa, a tendência de crescimento deste mercado também se tem verificado, tal como demonstra o estudo de mercado anual realizado pelas associações industriais e comerciais *RAI* e *BOVAG*, segundo o qual foram vendidas no ano de 2014, 223000 bicicletas elétricas na Holanda, o que representa um crescimento de 16,1%. Na Figura 1.7 é possível observar a evolução das vendas de bicicletas elétricas na União Europeia entre os anos de 2009 e 2014.

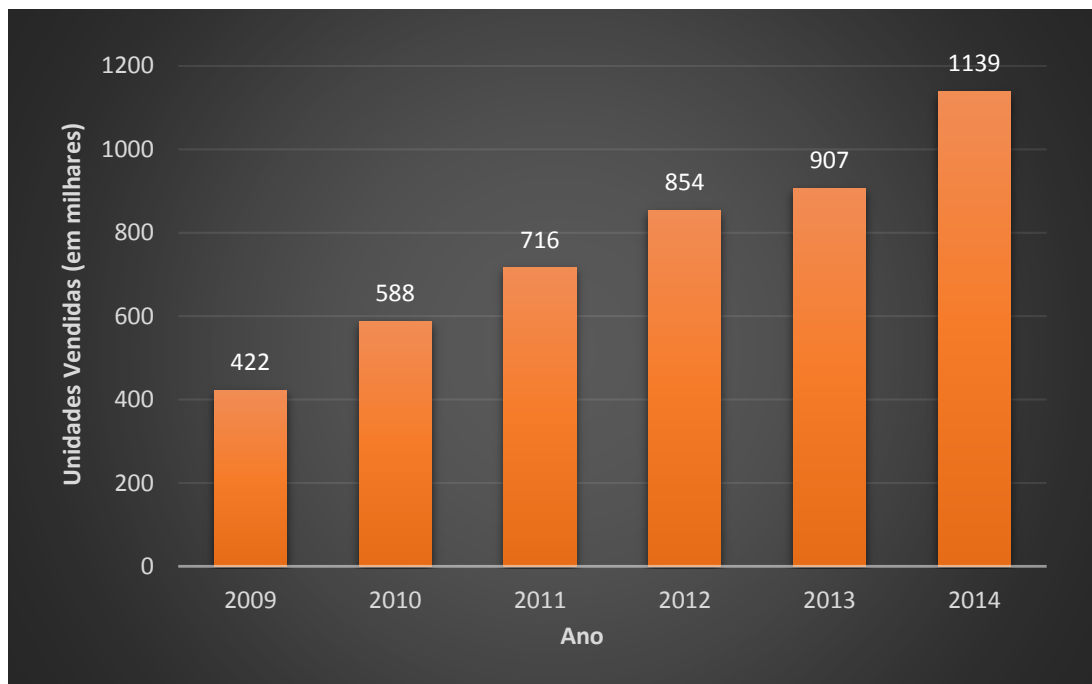


Figura 1.7 - Bicicletas elétricas vendidas na União Europeia entre 2009 e 2014 (baseado em [8]).

A nível global, a China apresenta o maior mercado de bicicletas elétricas, sendo também o maior fornecedor do mercado europeu. Este por sua vez, encontra no mercado alemão aquele com maior dimensão, seguido pelo mercado holandês, sendo que estes dois mercados juntos representam uma grande cota do mercado europeu [9][10]. Na Figura 1.8 pode-se ver a distribuição percentual do número total de bicicletas elétricas vendidas nos países da União Europeia no ano de 2014. Nesta figura, pode-se constatar que os mercados, alemão e holandês representam 72% do número total de vendas de bicicletas elétricas na União Europeia. O mercado português tem uma representação inferior a 1%, estando por essa razão inserido na parcela de 1% denominada Outros.

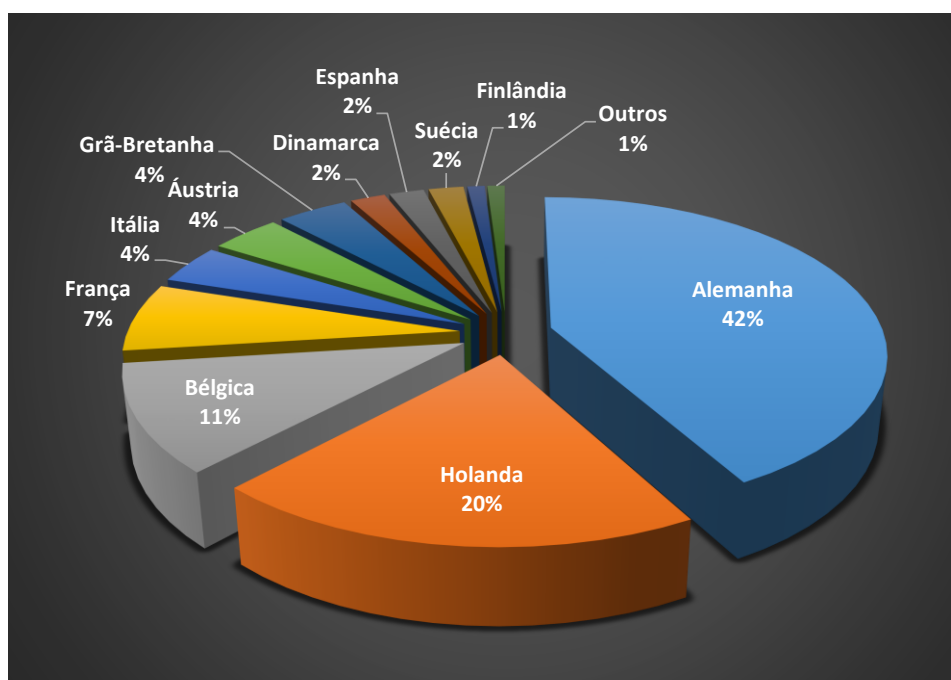


Figura 1.8 – Distribuição percentual do número total de bicicletas elétricas vendidas na União Europeia em 2014, por país (baseado em [8]).

Em Portugal, o uso da bicicleta para fins utilitários ainda é algo limitado. Contudo nos últimos anos tem-se vindo a desenvolver uma cultura em torno do uso de bicicletas e mais nomeadamente de bicicletas elétricas. Nas áreas urbanas, como são os casos de Lisboa e do Porto, são cada vez mais usuais estações para alugar bicicletas elétricas, embora estes serviços se destinem maioritariamente para fins turísticos e recreativos.

No que diz respeito à produção de bicicletas, Portugal é o terceiro maior produtor a nível Europeu. Contudo, relativamente a bicicletas elétricas, existe apenas um fabricante a nível nacional, a empresa *Orbita*, o que demonstra uma lacuna neste nicho de mercado, revelando que existe espaço para que surjam outras empresas [11].

A empresa *Orbita*, já desenvolveu diversos modelos de bicicletas elétricas, sendo que em Portugal comercializa neste momento dois modelos de bicicletas elétricas e ainda dois modelos de triciclos elétricos. Todos os quatro modelos partilham as mesmas características, no que respeita à vertente elétrica: um motor de 36 V com potência nominal de 250 W na roda dianteira, a bateria de iões de lítio com uma tensão de 36 V, 10 Ah e um carregador de 42 V, 1,8 A. Na Figura 1.9 pode-se observar uma das bicicletas elétricas comercializada pela marca *Orbita*, a *Scorbita Super 3* [12].



Figura 1.9 - Bicicleta elétrica da marca *Órbita* [12].

De seguida serão apresentados mais dois modelos de bicicletas elétricas atualmente presentes no mercado.

A *Smart* tem no seu portfólio de veículos de propulsão elétrica, uma bicicleta elétrica de nome *eBike*, que resultou da colaboração entre a *Smart* e a marca alemã *Grace*, fabricante de bicicletas elétricas.

Segundo a administradora da *Smart*, *Annette Winkler*, "*a smart eBike é um verdadeiro Smart, mas em duas rodas*". "Não se trata apenas de uma bicicleta extremamente bem desenhada que irá atrair certamente a atenção dentro das cidades, é também muito prática e fácil de conduzir. Qualquer pessoa pode circular com ela pela cidade, independentemente da sua forma física e do seu estado de espírito".

Criada pelos designers da *Smart*, a *eBike* possui um desenho e uma aparência invulgar, afirmando-se capaz de romper com a linha convencional de bicicletas graças à integração atrativa do sistema elétrico, como se pode ver na Figura 1.10. Os componentes principais, tais como a estrutura, alojamento da bateria, guiador, luzes ou guarda-lamas, foram desenhados e desenvolvidos especificamente para a *Smart* [13].

A *Smart eBike* possui um motor elétrico *BionX* sem escovas combinado com o sistema de três velocidades na roda traseira. Permite também ao seu condutor decidir a potência que o motor elétrico de 250 W deve debitar. Para tal existe um botão no guiador, onde o utilizador pode escolher entre quatro níveis de potência. Com 423 Wh, a bateria de iões de lítio, permite alcançar uma autonomia máxima de 100 km. O motor incorporado na roda traseira, transforma-se num gerador quando o utilizador trava. A energia cinética da travagem regenerativa é recuperada, ou seja, é convertida em energia elétrica e armazenada na bateria de iões de lítio.

A *Smart eBike* não tem cabos elétricos visíveis e a bateria amovível permite que esta seja carregada numa tomada convencional. Na parte inferior do painel de controlo

existe uma porta USB, para ligar dispositivos móveis. Solução muito prática para alimentar um sistema de navegação, por exemplo [14].



Figura 1.10 - Bicicleta elétrica da marca *Smart* [15].

A *Stromer ST2* é uma bicicleta elétrica produzida pela empresa suíça *Stromer*. Esta bicicleta, presente na Figura 1.11, é considerada por muitos como a melhor na atualidade. É a primeira bicicleta elétrica equipada com *Bluetooth*, bem como *GPS (Global Positioning System)* e que pode ser configurada e controlada remotamente, através de uma aplicação dedicada da *Stromer* para smartphone [16].

A *Stromer ST2* vem equipada com um motor BLDC (*Brushless Direct Current*) com potência nominal de 500 W na roda traseira, sendo capaz de oferecer assistência até uma velocidade máxima 45 km/h. A bateria de íões de lítio tem uma tensão de 48 V, 17 Ah, 814 Wh e um peso de 5 kg, e permite oferecer uma autonomia de até 150 km. A bateria é destacável, podendo ser carregada enquanto está montada na bicicleta ou após ter sido removida, podendo ser recarregada num qualquer ponto onde exista energia elétrica [16].



Figura 1.11 - Bicicleta elétrica *Stromer ST2* da marca *Stromer* [16].

1.2. Potencial das Bicicletas Elétricas

Nos dias que correm, as preocupações relativamente à poluição ambiental global e à volatilidade dos preços do petróleo, têm levado a que muitos países procurem fontes de energia alternativas por forma a reduzirem a sua dependência em relação ao petróleo como fonte primária de energia [17].

O setor dos transportes é responsável pelo consumo de uma importante fatia dos recursos energéticos dos países, assim como pela produção de gases poluentes prejudiciais para o ambiente [18][19]. Tais factos têm despertado o interesse em veículos elétricos. O uso de veículos elétricos permite reduzir a emissão de gases poluentes.

Nas áreas urbanas, face ao grande aglomerado populacional, têm vindo a crescer os problemas de poluição ambiental e de congestionamento do tráfego. Nestas áreas, as bicicletas elétricas apresentam-se como um meio de transporte capaz de contribuir para uma melhor qualidade do meio ambiente, para o descongestionamento do tráfego e para a economia e saúde dos utilizadores [20]. Por estas razões a bicicleta elétrica apresenta-se como uma alternativa interessante aos carros, na mobilidade urbana.

O potencial da bicicleta elétrica estende-se também às áreas da saúde e bem-estar, enquanto promotora da atividade física de utilizadores de diversas faixas etárias, quer o seu uso seja como meio de transporte, desporto ou lazer.

Com a rápida evolução da eletrónica de potência e da sensorização [21], é possível ter bicicletas mais leves, com maior autonomia e que proporcionam uma maior variedade de aplicações com grande benefício para o utilizador.

Contudo, não existem apenas vantagens. As bicicletas elétricas ainda apresentam limitações no campo da sua autonomia, o que limita a sua utilização para percursos de pequenas ou médias distâncias.

O aumento da utilização de bicicletas elétricas em particular e de veículos elétricos no geral acarreta ainda novos desafios para a gestão da rede elétrica, na medida em que caso o processo de carregamento de baterias dos veículos elétricos não seja corretamente regulado pode trazer graves problemas para a rede elétrica, podendo sobrecarregá-la em determinados períodos de tempo, levando a uma diminuição da qualidade da energia elétrica e eventualmente ao aumento do preço da energia.

Em compensação a integração dos veículos elétricos na rede elétrica, apresenta-se como uma oportunidade para o armazenamento de energia distribuído, permitindo que os veículos elétricos *plug-in*, recorrendo a carregadores de baterias bidirecionais, possam ajudar a equilibrar a operação da rede elétrica, permitindo o carregamento dos

veículos elétricos em horários de menor consumo e devolvendo essa mesma energia para a rede em horários onde o consumo energético é elevado.

No Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho foram já realizados vários trabalhos na área da mobilidade elétrica ao abrigo dos quais foram desenvolvidos protótipos de carregadores de baterias e validados diversos conceitos de modos de operação nos veículos elétricos. Também na literatura é possível encontrar sistemas de carregamento de baterias bidirecionais para veículos elétricos, sendo que alguns destes sistemas preveem também a interface entre os veículos elétricos e fontes de energia renovável [22][23].

O sistema a desenvolver nesta dissertação apresenta-se como uma forma de possibilitar a comunicação entre a bicicleta elétrica e a rede elétrica, através de um carregador de baterias bidirecional, tornando possível os modos de funcionamento *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Grid* (V2G).

1.3. Motivação

As bicicletas elétricas apresentam ainda um enorme potencial como meio de transporte em áreas urbanas, onde podem contribuir para uma melhor qualidade do meio ambiente, para o descongestionamento do tráfego e para a economia e saúde dos utilizadores.

O potencial da bicicleta elétrica estende-se também às áreas da saúde e bem-estar, enquanto promotora da atividade física de utilizadores de diversas faixas etárias, quer o seu uso seja como meio de transporte, desporto ou lazer.

O crescimento do número de veículos elétricos, no qual se enquadram as bicicletas elétricas, torna necessário o desenvolvimento de sistemas e infraestruturas de carregamento de baterias capazes de satisfazer as necessidades dos veículos elétricos. A utilização de carregadores bidirecionais permite que estes mesmos veículos possam ser utilizados para armazenar energia de forma distribuída, oferecendo à rede elétrica maior flexibilidade de operação, permitindo o carregamento dos veículos elétricos em horários de menor consumo e a devolução de energia por parte destes em períodos em que se verifiquem picos de utilização.

No caso das bicicletas elétricas, os carregadores bidirecionais ainda são uma tecnologia muito pouco explorada, não sendo comum encontrarem-se este tipo de carregadores no mercado. Tal facto apresenta-se como um fator motivante para a escolha deste tema.

A nível pessoal, a motivação para a escolha deste tema de dissertação, reside no facto de este permitir aplicar os conhecimentos na área da Eletrónica de Potência, adquiridos ao longo do curso e mais nomeadamente, obtidos durante a especialização de mestrado de Eletrotecnia e Sistemas de Energia. A multidisciplinariedade inerente a realização desta dissertação possibilita o desenvolvimento de novas competências em áreas onde os conhecimentos ainda se encontram pouco consolidados, sendo esse também um fator aliciante.

1.4. Objetivos e Contribuições

Pretende-se com esta dissertação implementar um sistema bidirecional de carregamento de baterias para bicicletas elétricas que permita, tal como os carregadores convencionais, o carregamento das baterias (modo G2V), mas também que possibilite o modo de funcionamento V2G no qual as baterias devolvem parte da energia armazenada à rede elétrica.

Desta forma, os objetivos principais para a concretização desta dissertação são:

- Estudo de técnicas de controlo para sistemas de carregamento de baterias bidirecionais.
- Estudo de conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais utilizados em carregadores bidirecionais para baterias de bicicletas elétricas.
- Realização de simulações computacionais utilizando a ferramenta de simulação *PSIM*, para estudo de topologias e algoritmos de controlo aplicáveis ao sistema a implementar.
- Projeto e implementação de toda a eletrónica necessária para a aquisição e processamento de sinal, bem como para controlo do carregador bidirecional.
- Projeto e implementação dos conversores de potência.
- Estudo e desenvolvimento de uma aplicação que possibilite ao utilizador interagir com o carregador bidirecional.
- Integração de todos os sistemas desenvolvidos e realização de ensaios ao carregador bidirecional.

1.5. Organização e Estrutura da Dissertação

Nesta dissertação é descrito o desenvolvimento de um carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.

No capítulo 1, intitulado de “Introdução”, são apresentados a moldura legal da bicicleta elétrica à luz da legislação portuguesa e a história e o mercado da mesma. É ainda feito um enquadramento do tema da Dissertação, assim como são indicados os objetivos e motivações que levaram ao seu desenvolvimento.

No capítulo 2, intitulado de “Constituição de uma Bicicleta Elétrica”, são analisadas e expostas as partes essenciais na constituição de uma bicicleta elétrica, nomeadamente os motores elétricos, os controladores, os semicondutores de potência, os sensores e as baterias.

No capítulo 3, intitulado de “Eletrónica de Potência para Sistemas de Carregamento de Baterias para Bicicletas Elétricas”, é realizado um levantamento do estado da arte dos conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais capazes de serem utilizados em carregadores de baterias para bicicletas elétricas. Foram ainda abordadas técnicas de modulação para conversores CA-CC e foi abordado o tema dos circuitos *snubber*.

No capítulo 4, intitulado de “Simulações Computacionais do Sistema Proposto”, são apresentadas as simulações computacionais do carregador bidirecional para baterias de lítio de bicicletas elétricas, tanto na fase de carregamento das baterias (G2V) como na fase de devolução de energia à rede (V2G).

No capítulo 5, intitulado de “Implementação do Sistema de Controlo e do Hardware de Potência”, é apresentada a implementação de todo o sistema desenvolvido de uma forma detalhada.

No capítulo 6, intitulado de “Resultados Experimentais”, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 7, intitulado de “Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro”, são apresentadas as conclusões obtidas com esta dissertação, assim como as sugestões de trabalho que possam ser desenvolvidas futuramente tendo em vista o aprimoramento do trabalho realizado.

CAPÍTULO 2

Constituição de uma Bicicleta Elétrica

2.1. Introdução

Neste capítulo são abordados alguns temas de importante compreensão para a realização deste projeto, incidindo dessa forma sobre uma análise e exposição das partes essenciais na constituição de uma bicicleta elétrica.

Inicialmente são apresentados os principais motores elétricos que podem ser usados em bicicletas elétricas. Depois é apresentado e analisado o princípio de funcionamento do motor BLDC (*Brushless Direct Current*), assim como é exposta uma comparação deste com outros tipos de motores elétricos. De seguida são analisados alguns controladores de motores elétricos, aplicáveis em bicicletas elétricas, presentes no mercado. São ainda apresentados os semicondutores de potência mais usuais neste tipo de aplicação, assim como os tipos de sensores necessários para o controlo em malha fechada de uma bicicleta elétrica. Por último são mostrados os tipos de baterias normalmente utilizados.

2.2. Motores Elétricos

Os motores elétricos são máquinas que transformam energia elétrica em energia mecânica, e que combinam as vantagens do uso de energia elétrica (baixo custo, facilidade de transporte e facilidade de comando) com uma construção simples, versatilidade de adaptação a diferentes tipos de cargas e alto rendimento.

Atualmente, os motores elétricos são elementos recorrentes no dia-a-dia. A sua proliferação permite que estejam presentes nas mais diversas aplicações, como são casos disso os eletrodomésticos, automóveis, portas automáticas, etc. Na indústria a sua importância é ainda maior, sendo a sua utilização generalizada a praticamente todos os equipamentos. Na União Europeia, os motores elétricos são responsáveis por cerca de 70% do consumo elétrico da indústria [24].

Na Figura 2.1 podem ser vistas as diferentes topologias de motores elétricos que são utilizadas em veículos elétricos. Estas podem ser classificadas em dois grupos

principais, os motores com escovas e os sem escovas. Por sua vez, destes dois grupos surgem novas subclasses de topologias para motores elétricos.

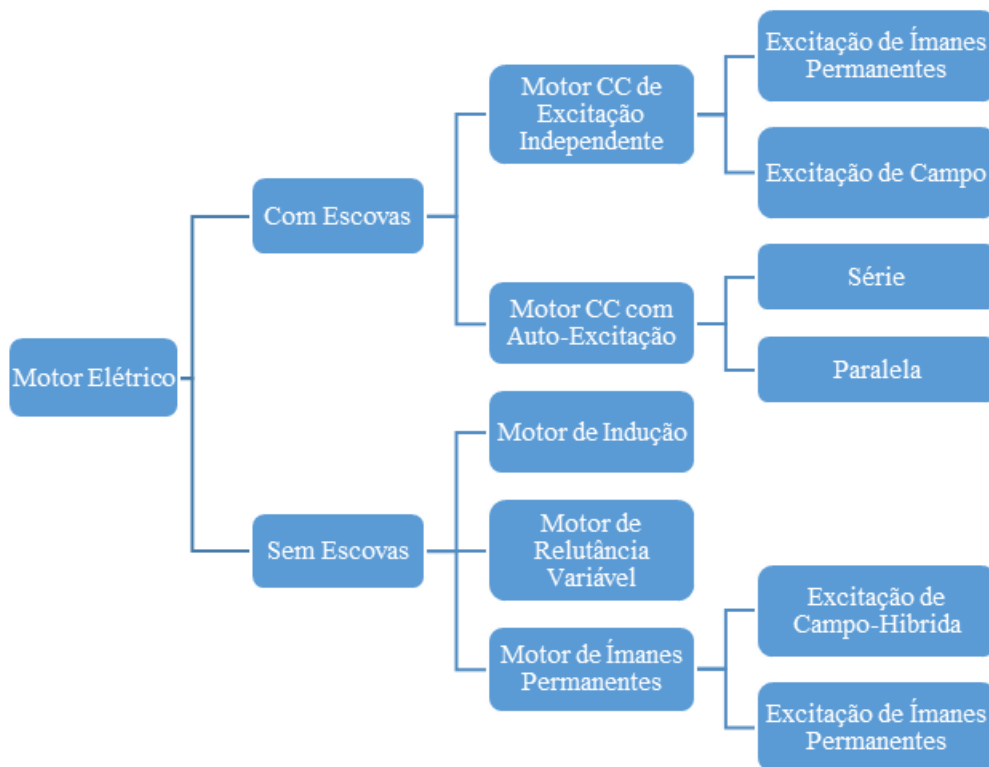


Figura 2.1 - Classificação dos motores elétricos usados em veículos elétricos (baseado em [25]).

Cada tipo de motor elétrico tem as suas vantagens e desvantagens, devendo-se a sua utilização numa determinada aplicação, pela adequabilidade dos seus parâmetros específicos para o projeto em causa.

O desenvolvimento da eletrónica de potência permitiu a incorporação de eletrónica nos motores elétricos, o que possibilita os acionamentos elétricos com arrancadores e variadores de velocidade eletrónicos, e desta forma adaptar as características nominais de funcionamento do motor, em função da carga a acionar e assim melhorar a eficiência do sistema.

Entre as diferentes topologias apresentadas na Figura 2.1, existem quatro que predominam em relação às restantes, uma vez que apresentam um melhor desempenho neste tipo de aplicações, sendo os motores CC, motores de Indução, motores de Excitação de Ímanes Permanentes e motores de Relutância Variável os mais utilizados em bicicletas elétricas [25].

Nas bicicletas elétricas os motores elétricos podem ainda ser caracterizados em função do seu posicionamento na estrutura da bicicleta, como se pode ver na Figura 2.2.

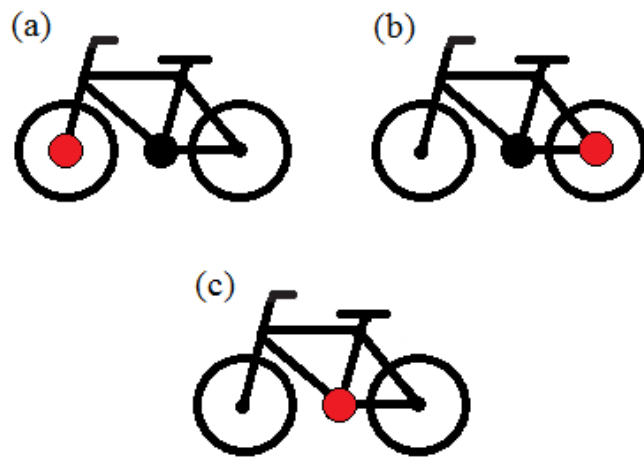


Figura 2.2 – Posicionamento do motor elétrico na estrutura da bicicleta: (a) *Hub motor* na roda da frente; (b) *Hub motor* na roda traseira; (c) *Mid-drive motor*.

Caso o motor se encontre na roda dianteira ou na traseira, denomina-se *Hub Motor* (Figura 2.3(a)). Caso este esteja localizado no meio do quadro da bicicleta, no sistema de transmissão, denomina-se *Mid-Drive Motor*, ou *Crank Drive Motor* (Figura 2.3(b)). Estes dois sistemas são os mais usuais no mundo das bicicletas elétricas, contudo existem outras topologias, como é o caso dos *Friction Drive Motors*, no qual o motor se encontra instalado muito perto de uma das rodas e através de um eixo proveniente do motor, fricciona-a fazendo-a girar (Figura 2.3(c)). Este sistema tem como vantagens a facilidade de montagem e o baixo custo e como desvantagens a fraca eficiência e o facto de a fricção no pneu poder ser afetada pelas condições climatéricas, assim como contribuir para um maior desgaste do mesmo.

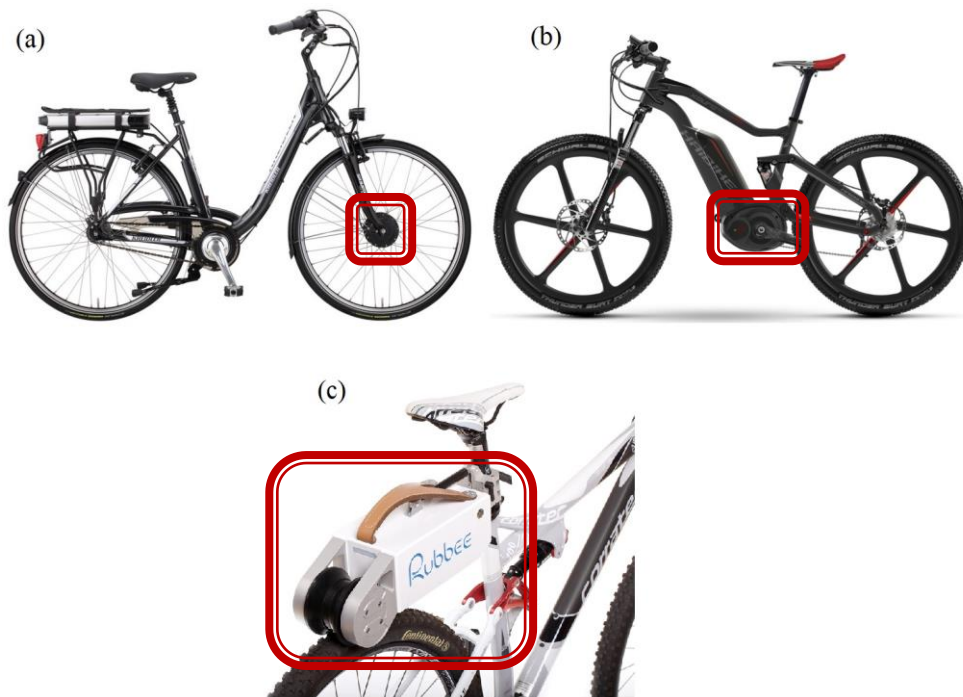


Figura 2.3 – Bicicletas elétricas com: (a) Sistema *Hub Motor* [26]; (b) Sistema *Mid-Drive Motor* [27]; (c) Sistema *Friction Drive Motor* [28].

O sistema *Hub Motor* tem uma fácil instalação e uma adaptabilidade a quase todas as estruturas de bicicletas, o que permite uma fácil conversão de uma qualquer bicicleta numa bicicleta elétrica. Empresas como a *BionX* têm para venda *kits* para bicicletas compostos por todas as partes necessárias para um sistema operacional de uma bicicleta elétrica, com o intuito de converter bicicletas tracionais em elétricas. A produção em massa destes motores na China também os torna atrativos do ponto de vista financeiro.

O sistema *Mid-Drive Motor* permite ao motor ganhar a vantagem mecânica de usar as engrenagens da bicicleta, o que amplifica o poder de um pequeno motor e permite obter um melhor desempenho em subidas de montanhas, ou em trajetos rápidos em áreas planas. A colocação do motor ao meio também permite uma manutenção mais simples, visto que o motor é uma unidade que pode ser facilmente removida, sem afetar nenhuma outra parte da bicicleta [29].

2.3. Motor BLDC

O motor BLDC é um tipo de motor síncrono. Como o seu próprio nome indica, o motor BLDC não utiliza escovas, sendo comutado eletronicamente. Contrariamente ao que acontece com os motores de indução, no motor BLDC não existe deslizamento [30].

2.3.1. Estator

O estator de um motor BLDC é constituído por lâminas de aço empilhadas, com enrolamentos colocados nas ranhuras que são axialmente cortadas ao longo da periferia interna (Figura 2.4). Tradicionalmente, o estator assemelha-se ao de um motor de indução, embora, os enrolamentos sejam distribuídos de modo diferente. Na sua maioria, os motores BLDC são formados por um estator com três enrolamentos ligados em estrela. Cada um dos enrolamentos é distribuído ao longo da periferia do estator, formando um número par de polos [30].

2.3.2. Rotor

O rotor é constituído por ímanes permanentes, sendo que pode variar de dois a oito pares de polos. Tradicionalmente ímanes de ferrite são usados para fazer ímanes permanentes. A ferrite é um material menos dispendioso, o que permite um preço de fabrico de ímanes de ferrite mais reduzido, possibilitando assim a sua utilização em aplicações com um custo inferior. Contudo, o rotor pode ser construído com outros materiais magnéticos que apresentam maior densidade magnética por volume, como são

os casos do neodímio (Nd), do samário-cobalto (SmCo) ou do neodímio-ferro-boro (NdFeB). A utilização destes materiais permite melhorar a razão tamanho-peso, tornando possível um rotor com menores dimensões para um mesmo binário. Permitem ainda proporcionar um binário maior, comparativamente com um motor com as mesmas dimensões mas que utiliza ímanes de ferrite. Porém a construção do rotor com estes materiais implica um aumento significativo do custo de fabrico, pois são relativamente caros [30].



Figura 2.4 - Estator de um Motor BLDC (adaptado de [30]).

2.3.3. Princípio de Funcionamento

No motor BLDC a comutação é controlada eletronicamente, contrariamente ao que acontece no motor CC. Para funcionar, os enrolamentos do estator do motor BLDC devem ser energizados segundo uma determinada sequência. Assim sendo, torna-se essencial conhecer a posição do rotor do motor, por forma a saber qual o enrolamento que deve ser energizado de acordo com a sequência de energização. A posição do rotor é obtida através de sensores de efeito *Hall* incorporados no estator do motor.

Quando os polos magnéticos do rotor passam perto dos sensores, estes emitem um sinal digital de saída baixo (0 V) ou um sinal digital de saída alto (5 V). Uma vez conhecidos estes sinais é possível determinar qual a posição instantânea do rotor e assim informar o sistema de controlo sobre qual a sequência de alimentação a aplicar nos enrolamentos do estator para que o motor rode no sentido pretendido e à velocidade pretendida. Com base na combinação dos três sinais lógicos provenientes dos três sensores de efeito *Hall*, pode-se determinar a sequência exata de comutação.

Dependendo da sua distribuição física no estator, os sensores de efeito *Hall* podem apresentar um desfasamento de 60 graus elétricos ou de 120 graus elétricos entre si. Os sensores emitem um sinal digital de saída alto durante 180 graus elétricos e um sinal digital de saída baixo durante os restantes 180 graus elétricos de um ciclo elétrico [30].

Na Figura 2.5 é ilustrado um diagrama temporal onde se podem observar as saídas dos sensores de efeito *Hall* e as tensões aplicadas no estator do motor BLDC, o que torna possível constatar a relação entre estas.

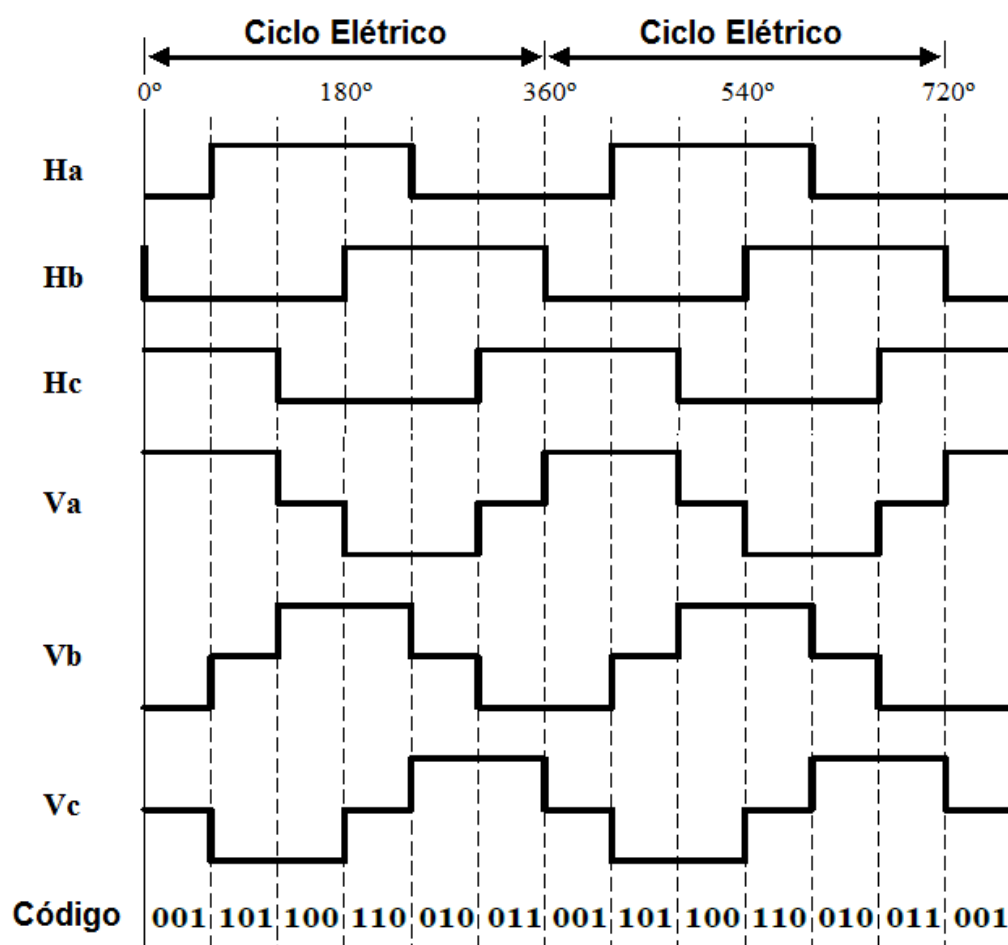


Figura 2.5 – Sinais de saída dos sensores de efeito *Hall* (H_a , H_b e H_c) e tensões aplicadas ao motor BLDC (v_a , v_b e v_c).

A cada 60 graus elétricos de uma rotação, um sensor de efeito *Hall* muda de estado, sendo que são necessários seis estados para completar um ciclo elétrico. Em simultâneo, a cada 60 graus elétricos, a comutação da energização dos enrolamentos do estator deve ser atualizada. Contudo, um ciclo elétrico pode não corresponder a um ciclo mecânico completo do rotor, pois o número de ciclos elétricos necessários para completar um ciclo mecânico do rotor é determinado pelo número de pares de polos do mesmo. Dessa forma, o número de ciclos elétricos por cada ciclo mecânico do rotor é

igual ao número de pares de pólos do rotor. Na Figura 2.6, pode-se observar que as correntes aplicadas ao motor são praticamente quadradas, o que significa que a corrente é praticamente constante e que em combinação com as forças contra-electromotrizes trapezoidais, permitem a produção de um binário suave e quase constante, como está também ilustrado na Figura 2.6.

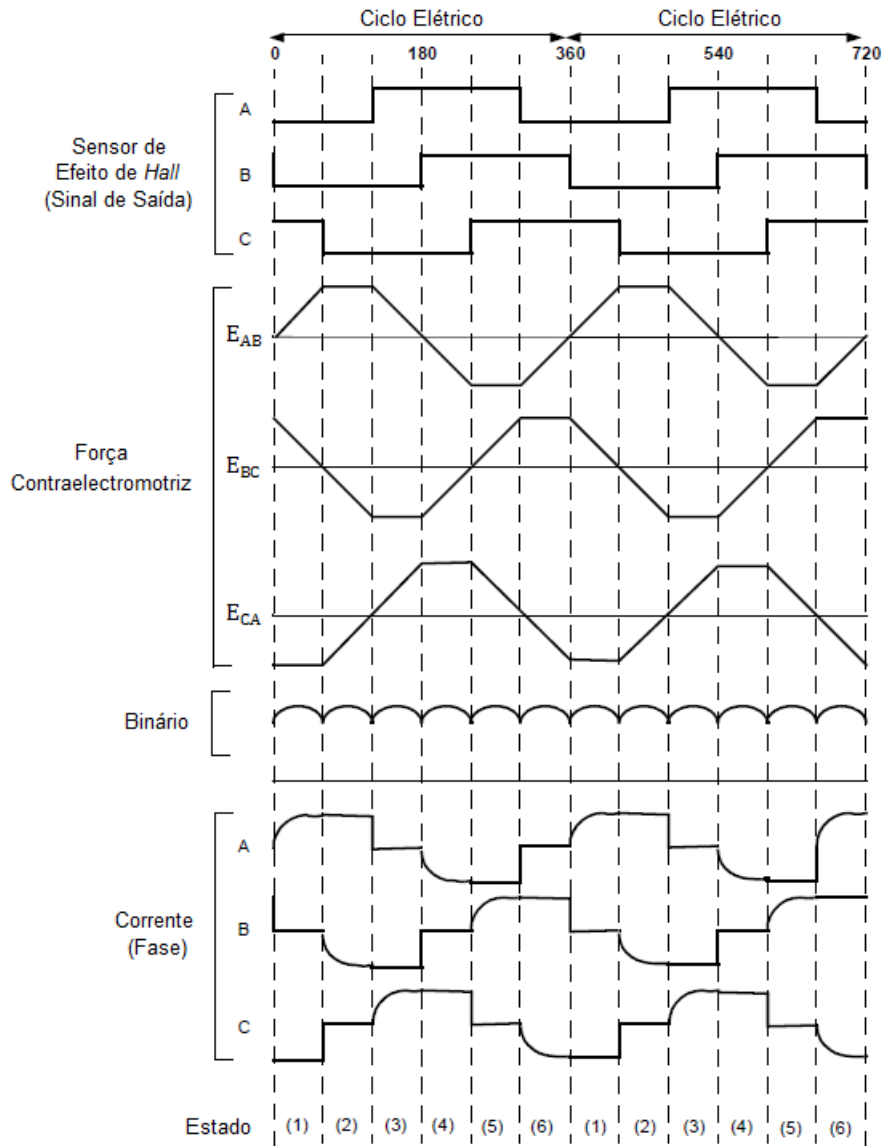


Figura 2.6 - Sinais de saída dos sensores de efeito *Hall* e formas de onda da força contra-electromotriz, da corrente e do binário do motor BLDC (adaptado de [30]).

Na Figura 2.7 está ilustrado o esquema de ligação entre o inversor trifásico e o motor BLDC. O motor está representado pelo modelo elétrico simplificado de um motor BLDC. Os semicondutores do inversor trifásico são usados para controlar a comutação dos estados de energização dos enrolamentos do estator do motor e assim permitir que este rode. Durante o processo de controlo, apenas dois dos seis semicondutores devem

estar ativos em cada estado, limitando a condução de corrente a dois dos três enrolamentos do motor BLDC.

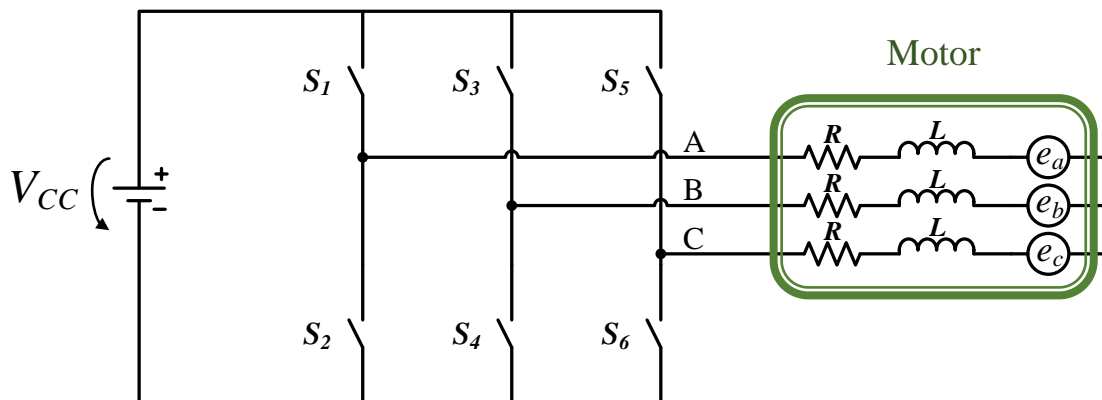


Figura 2.7 - Circuito do inversor de potência e do motor BLDC.

Na Figura 2.8 está demonstrado o sentido da corrente no motor para os seis estados possíveis de acordo com a posição do rotor fornecida pelos sensores de efeito *Hall*.

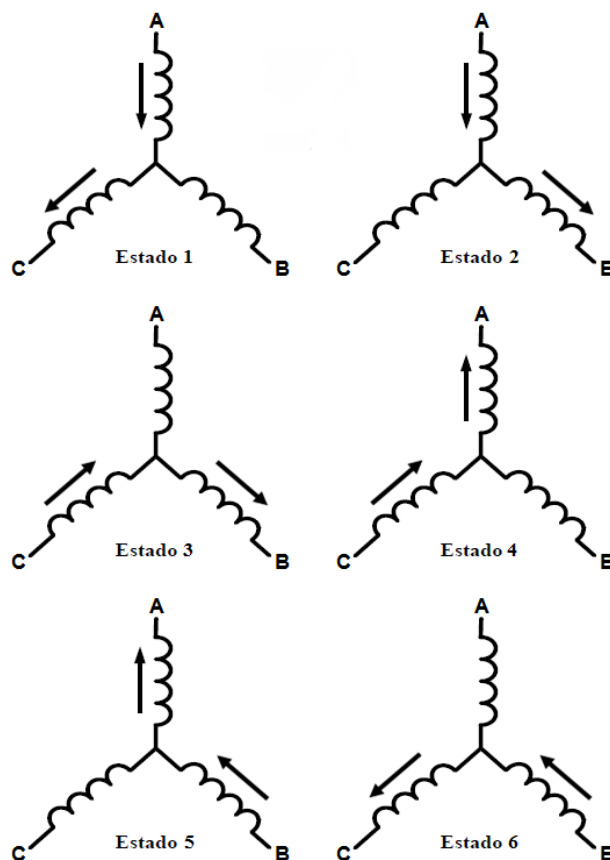


Figura 2.8 - Sentido da corrente nos enrolamentos do motor BLDC em função dos sensores de efeito *Hall*.

2.3.4. Comparativo entre Motores BLDC e outros Tipos de Motores

Nesta secção, é apresentado um comparativo entre o motor BLDC e outros tipos de motores elétricos tipicamente aplicados em bicicletas elétricas, por forma a comparar as características destes e assim poder verificar quais as suas vantagens e desvantagens. Na Tabela 2.1 é apresentada uma comparação entre determinadas características de um Motor BLDC e de um Motor CC com Escovas. Na Tabela 2.2 são comparadas algumas características de um Motor BLDC e de um Motor de Indução.

Tabela 2.1 - Comparação entre o Motor BLDC e o Motor CC com Escovas [30].

Caraterística	Motor BLDC	Motor CC com Escovas
Comutação	Comutação eletrónica baseada em sensores de efeito <i>Hall</i>	Comutação por escovas
Manutenção	Baixa manutenção devido à ausência de escovas	Manutenção periódica
Durabilidade	Longa	Curta
Velocidade/Binário	Permite a operação linear em todas as velocidades com carga nominal	Com velocidades mais elevadas, o atrito das escovas aumenta, reduzindo assim o binário
Eficiência	Alta – Sem queda de tensão nas escovas	Moderada
Potência de Saída/Dimensão do Motor	Alta - Tamanho reduzido devido às características térmicas superiores, pois nestes motores os enrolamentos estão no estator, logo a dissipação de calor é melhor	Moderada/Baixa - O calor produzido pela armadura é dissipado no entre ferro, aumentando assim a temperatura
Inércia do Rotor	Baixa, porque tem ímanes permanentes no rotor, o que melhora a resposta dinâmica	Maior inércia do rotor, o que limita as características dinâmicas
Gama de Velocidade	Alta – Sem limitações mecânicas impostas pelas escovas/comutador	Baixa – Limitações mecânicas devido às escovas
Ruído Elétrico	Baixo	Arco elétrico gerado nas escovas vai gerar ruído
Custo de Fabrico	Alto	Baixo
Controlo	Complexo	Simple
Requisitos do Controlo	O controlo é sempre necessário para manter o motor em funcionamento. O mesmo controlador pode ser usado para variar a velocidade	Controlo apenas necessário para variar a velocidade

Tabela 2.2 - Comparação entre o Motor BLDC e o Motor de Indução [30].

Caraterísticas	Motor BLDC	Motor de Indução
Velocidade/Binário	Linear - Permite a operação em todas as velocidades com carga nominal	Não linear - Baixo binário para baixas velocidades
Potência de Saída/Dimensão do Motor	Alta – Existência de ímãs permanentes no rotor	Moderada – Existência de enrolamentos tanto no estator como no rotor
Inércia do Rotor	Baixa – Boas caraterísticas dinâmicas	Alta – Caraterísticas dinâmicas pobres
Corrente de Arranque	Não necessita de um circuito para controlar a corrente de arranque	Necessita de um circuito para controlar a corrente de arranque
Requisitos de Controlo	O controlo é sempre necessário para manter o motor em funcionamento. O mesmo controlador pode ser usado para variar a velocidade	Controlo apenas necessário para variar a velocidade
Deslizamento	Sem deslizamento entre estator e rotor.	O rotor gira a uma frequência inferior à do estator, pelo que existe deslizamento, sendo que este aumenta com a carga

2.4. Controladores de Velocidade para Bicicletas Elétricas

Os controladores para bicicletas elétricas, são o “cérebro” destas. Estes dispositivos controlam o funcionamento do motor em função de uma série de parâmetros. Esses parâmetros dependem principalmente do tipo do motor e da topologia da bicicleta elétrica. As imposições legais são também parâmetros a serem considerados pelo controlador, como são os casos da velocidade máxima ou o funcionamento do motor apenas quando o condutor da bicicleta pedala, para que este sirva somente como meio auxiliar de apoio à locomoção da bicicleta. Em função das caraterísticas do motor e da bicicleta elétrica, os controladores podem ter diferentes níveis de complexidade, podendo ser desde um mero botão de ligar/desligar ou serem de tal nível de complexidade que controlam autonomamente todos os parâmetros da bicicleta recorrendo a diversos tipos de sensores. De seguida serão apresentados alguns exemplos de controladores presentes no mercado.

O controlador de velocidade para motores BLDC, presente na Figura 2.9, tem uma potência máxima de 300 W, opera em 2 quadrantes e é comercializado pelo fabricante *ElectroCraf*. Este controlador pode fornecer 6 A de corrente nominal e pode ser alimentado numa faixa entre 11 V e 50 V, e tem uma frequência máxima de 50 kHz. Permite um controlo ajustável para a aceleração e para o binário, através da seleção de modos de operação, que são definidos por interruptores DIP (*Dual In-line Package*). Este permite também proteger o motor BLDC contra a inversão de marcha, sobrecorrente e sobretensão. O controlador está completamente fechado numa caixa de alumínio robusta e pequena (55 mm de comprimento, 22 mm de largura e 120 mm de altura) [31].



Figura 2.9 - Controlador de velocidade e binário para motores BLDC do fabricante *ElectroCraf* [31].

O controlador presente na Figura 2.10 foi desenvolvido para motores BLDC com uma potência nominal de até 250 W e é comercializado pelo fabricante *Maxon Motor*. Este controlador pode ser alimentado numa faixa entre 10 V e 50 V, e tem uma corrente contínua de saída de 5 A. O controlador pode operar em vários modos diferentes, mais nomeadamente com controlo de velocidade ou com controlo de corrente, podendo os parâmetros de funcionamento destes modos serem ajustados através de três potenciômetros presentes no controlador. O controlador permite também a leitura dos sensores de efeito *Hall*. Este é ainda protegido contra sobrecorrentes e contra temperaturas elevadas, sendo que quando alguma anomalia é detetada uma luz vermelha acende por forma a informar o utilizador [32].



Figura 2.10 - Controlador de velocidade para motores BLDC do fabricante *Maxon Motor* [32].

2.5. Semicondutores de Potência

Os semicondutores de potência são uma parte integrante nos diversos sistemas de uma bicicleta elétrica, nomeadamente nos controladores de motores e nos sistemas de carregamento das baterias, sendo utilizados para converter e controlar a energia fornecida ao sistema. Os diversos tipos de semicondutores apresentam diferentes características, que por sua vez vão limitar a sua gama de aplicações. Estas características englobam a tensão, a corrente e a frequência de comutação suportadas. Na Figura 2.11 pode-se observar a relação entre potência e frequência nos semicondutores de potência mais usuais.

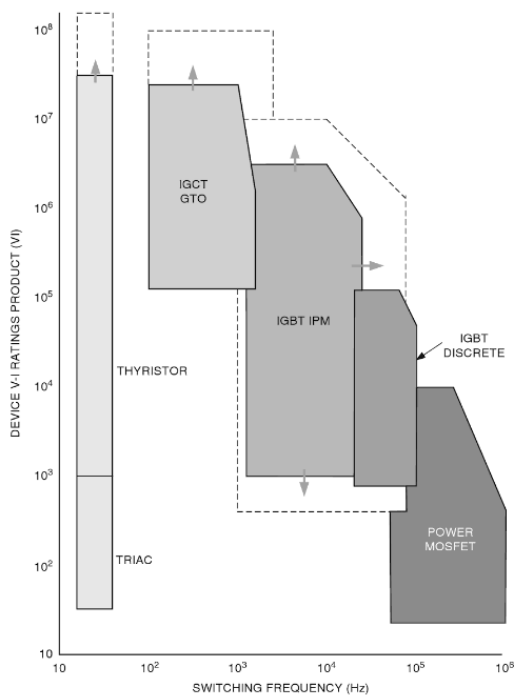


Figura 2.11 - Relação entre potência e frequência em semicondutores de potência [33].

Dentro do grupo dos semicondutores de potência, os MOSFETs e os IGBTs destacam-se como os componentes mais utilizados. Comparativamente, os MOSFETs são a escolha mais indicada para aplicações que necessitem de uma elevada frequência de comutação, enquanto os IGBTs se revelam mais apropriados para aplicações de altas tensões [34].

2.6. Sensores

As bicicletas elétricas necessitam de transdutores, por forma a converter determinadas grandezas físicas, necessárias ao correto funcionamento das mesmas, em grandezas elétricas. Assim sendo, os sensores tornam-se necessários para situações como saber a posição instantânea do rotor do motor elétrico ou determinar a posição da pedaleira da bicicleta, por forma a controlar se está em movimento. Seguidamente serão apresentados os sensores de efeito *Hall* e ótico, pois são aqueles que mais se aplicam em bicicletas elétricas.

2.6.1. Sensor de Efeito *Hall*

A descoberta do efeito *Hall* remonta ao ano de 1879 quando Edwin H. Hall, candidato doutoral na *Johns Hopkins University* em Baltimore nos Estados Unidos da América, descobriu que quando um campo magnético se encontra na perpendicular, relativamente à direção de uma corrente elétrica que flui numa face de uma placa metálica, uma diferença de potencial elétrico surge nas faces opostas, como se pode constatar na Figura 2.12. A ocorrência deste fenómeno deve-se à força de *Lorentz* exercida sobre a corrente elétrica, que vai causar distúrbios na distribuição das cargas elétricas, que tenderão a desviarem-se da sua trajetória original, resultando numa diferença de potencial elétrico [35].

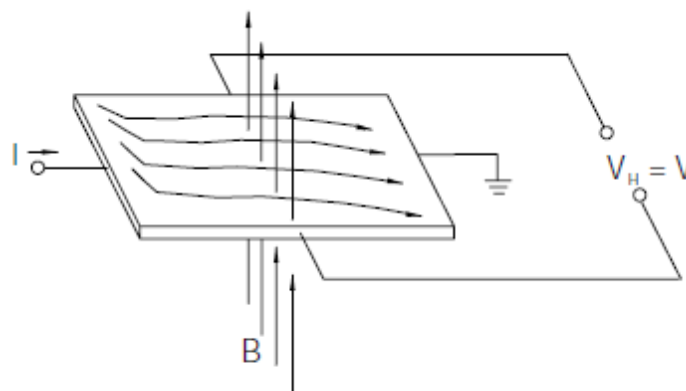


Figura 2.12 - Princípio de funcionamento do Efeito *Hall* [35].

A tensão de *Hall* é dada pela equação (2.1) a seguir apresentada:

$$V_H = \frac{I B}{n e d} \quad (2.1)$$

Sendo *I* a corrente elétrica, *B* o campo magnético, *n* o número de cargas por unidade de volume, *e* a carga elétrica e *d* a espessura do condutor.

Apesar das experiências de Edwin H. Hall terem sido muito bem recebidas na época, a sua aplicação fora do campo teórico era inexistente. Na década de 50 do século XX, com o advento dos semicondutores, começaram a surgir as primeiras aplicações para o efeito *Hall*. Nos dias de hoje, existem sensores de efeito *Hall* para as mais diversas aplicações, sendo uma delas, a sua utilização em motores BLDC. Para este tipo de motores girarem, os enrolamentos do estator devem ser energizados numa determinada sequência. Assim sendo, torna-se necessário conhecer a posição instantânea do rotor, por forma a compreender qual o enrolamento a ser alimentado. Essa informação é obtida com recurso a sensores de efeito *Hall*, sendo adquirida informação em cada intervalo de 60 graus elétricos. Nos motores trifásicos são utilizados três sensores de efeito *Hall*, um para cada fase, estando estes desfasados entre si 120 graus. Sempre que os polos magnéticos do rotor passam perto de um sensor de efeito *Hall*, é gerado um sinal analógico alto ou baixo, indicando a passagem do polo N (norte) ou do polo S (sul) pelo sensor. Geralmente o polo N corresponde ao sinal lógico alto e o polo S ao sinal lógico baixo. Com base na combinação dos sinais dos três sensores pode ser determinada a sequência exata de comutação do inversor [30].

Os sensores de efeito *Hall* são também muito utilizados em aplicações com potências mais elevadas, onde oferecem separação galvânica entre os circuitos de potência e de controlo, garantindo a integridade do circuito de controlo caso ocorra algum problema no circuito de potência durante a medição de valores de tensão e corrente.

2.6.2. Sensor Ótico

Os sensores óticos são dispositivos cujo princípio de funcionamento se baseia no processo emissão e receção de um feixe de luz, tipicamente infravermelha, feixe esse que quando é interrompido, deixa de ser detetado pelo recetor. O feixe de luz é emitido por um LED (*Light-Emitting Diode*) e é recebido por um fototransístor (Figura 2.13(c)). Os sensores óticos são utilizados num vasto número de aplicações, nas mais diversas áreas, devido à sua simplicidade de construção, dimensão reduzida, alta resolução, alta

precisão, ausência de contactos mecânicos que permite uma vida útil longa. Contudo, é um sensor frágil e sensível em ambientes com altos índices de contaminação ótica.

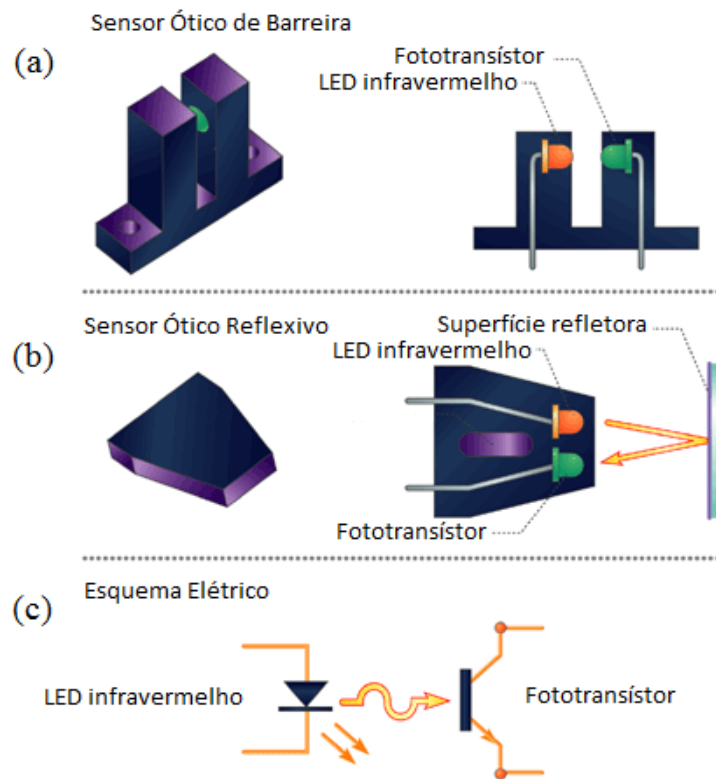


Figura 2.13 – Sensores óticos: (a) Sensor ótico de barreira; (b) Sensor ótico reflexivo; (c) Esquema elétrico (adaptado de [36]).

Os transdutores óticos podem ter diferentes configurações físicas, como são os casos do sensor ótico de barreira e do sensor ótico reflexivo. No caso do sensor ótico de barreira, presente na Figura 2.13(a), o emissor e o recetor encontram-se montados frente a frente, em perfeito alinhamento, separados por espaço. Quando um objeto opaco se interpõe entre o emissor e o recetor, este bloqueia o feixe de luz. No caso do sensor ótico reflexivo, presente na Figura 2.13(b), o emissor e recetor encontram-se paralelamente no mesmo dispositivo. Para que o feixe de luz infravermelho emitido pelo emissor chegue ao recetor, é necessário que este seja refletido numa superfície refletora, posicionada perpendicularmente ao sensor [37].

O sensor ótico, quando utilizado como sensor de posição, consiste num sensor com uma configuração em barreira, composto por um disco com faixas transparentes e opacas, montado num eixo de rotação, sendo que o disco a roda entre o LED infravermelho (emissor) e o fototransistor (recetor), interrompendo ou deixando passar o feixe de luz infravermelha. Os sensores óticos de posição podem ser divididos em dois tipos, o sensor ótico incremental e o sensor ótico absoluto.

O Sensor Ótico Incremental é composto por um disco transparente com faixas opacas posicionadas radialmente e equidistantes, colocado no eixo móvel do sensor. Sobre o disco, incide lateralmente um feixe de luz tipicamente infravermelha, emitido pelo emissor, normalmente um LED infravermelho, que será interceptado pelas faixas opacas. Do outro lado do disco estará o recetor, um fototransístor, que deteta a luz que atravessa o disco, quando o eixo móvel se encontra em rotação. Desta forma, monitorizando os pulsos detetados pelo recetor e conhecendo o ponto de referência, pode-se obter, através de cálculos efetuados, a posição verdadeira do disco e conseqüentemente, do eixo onde este se encontra (Figura 2.14) [38].

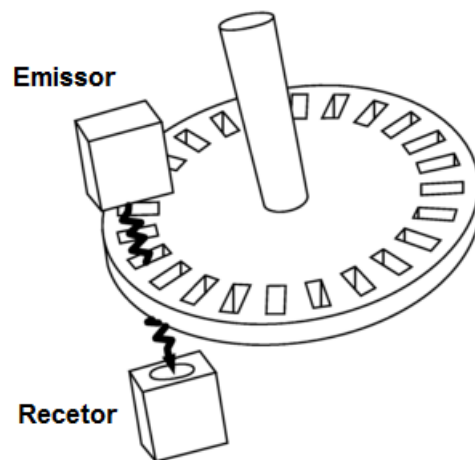


Figura 2.14 - Sensor ótico incremental (adaptado de [39]).

Contudo, em algumas situações é necessário conhecer, para além da posição, o sentido de rotação, algo que um sensor ótico incremental com um canal de saída não consegue determinar. Para solucionar este problema, é usual que os sensores disponham de dois canais de saída desfasados entre si 90 graus. O sentido de rotação é obtido com base no posicionamento dos dois sinais de saída relativamente um ao outro, isto é, se o sinal A surge primeiro que o sinal B ou se acontece o contrário (Figura 2.15) [38].



Figura 2.15 - Sinais de saída do sensor óptico incremental.

O Sensor Óptico Absoluto tem um modo de operação muito semelhante ao do sensor óptico incremental, pois ambos recorrem ao princípio de funcionamento em que feixes de luz incidem em discos com faixas opacas e transparentes, resultando na receção e transformação de pulsos luminosos em sinais elétricos. Porém o sensor óptico absoluto utiliza um sistema de leitura diferente, que permite conhecer diretamente a posição absoluta do disco, o que faz com que o sensor não necessite de uma ferramenta auxiliar para determinar o sentido de rotação e não precise de uma referência (Figura 2.16). Estes sensores apresentam na saída um sinal digital e a sua resolução é definida como o número de bits no código de saída.

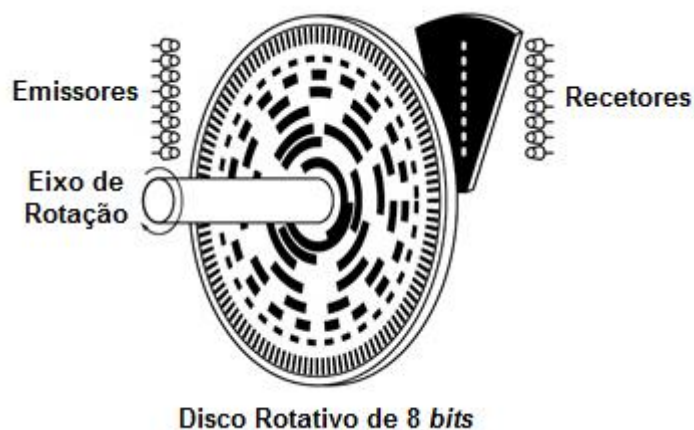


Figura 2.16 - Sensor óptico absoluto (adaptado de [40]).

O código binário padrão pode ser utilizado, contudo normalmente usa-se um código binário denominado por código *Gray* (Tabela 2.3), no qual dois números consecutivos apenas diferem de um bit, o que permite diminuir os erros de leitura

resultantes de um mau alinhamento entre os emissores e os recetores nos momentos de transição [38].

Tabela 2.3 - Comparativo entre o Código *Gray* e o Código Binário.

Decimal	Código <i>Gray</i>	Binário
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0011	0010
3	0010	0011
4	0110	0100
5	0111	0101
6	0101	0110
7	0100	0111
8	1100	1000
9	1101	1001
10	1111	1010
11	1110	1011
12	1010	1100
13	1011	1101
14	1001	1110
15	1000	1111

2.7. Baterias

As baterias são dispositivos que convertem energia química em energia elétrica, através de reações eletroquímicas que decorrem no seu interior. Recorrendo a estes processos eletroquímicos, as baterias são utilizadas como dispositivos armazenadores de energia elétrica, podendo fornecer essa energia quando necessário. Contudo, no decorrer destes processos ocorrem sempre perdas, principalmente sob a forma de calor.

A invenção da primeira bateria remonta ao ano de 1800, quando Alessandro Volta anunciou ao Presidente da *Royal Society of London*, Sir Joseph Banks, a invenção de um dispositivo capaz de produzir uma corrente elétrica constante e contínua. O dispositivo, apelidado por Alessandro Volta como “Pilha de *Volta*”, era composto por discos de zinco e de cobre empilhados alternadamente, separados por pedaços de tecido embebidos em água salgada (Figura 2.17) [41].

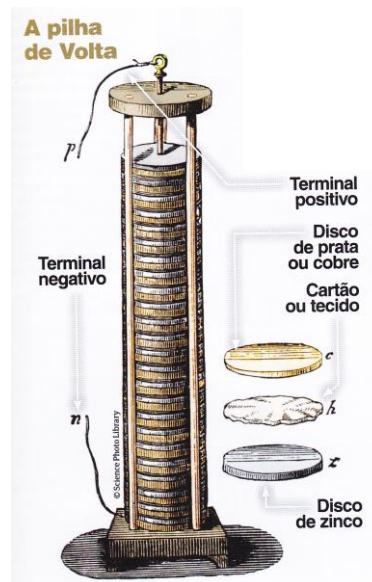


Figura 2.17 - Constituição da pilha de *Volta* [42].

As baterias encontram-se divididas em duas categorias:

- Primárias – Baterias não recarregáveis;
- Secundárias – Baterias recarregáveis.

No caso das baterias primárias, estas são produzidas com a finalidade de fornecerem energia elétrica apenas uma vez. Contrariamente, as baterias secundárias podem ser recarregadas um número finito de vezes. Posto isto, as baterias secundárias são aquelas que, dos pontos de vista ambiental e de gestão de recursos, se mostram mais vantajosas. Independentemente da categoria em que se inserem, as baterias devem ser recicladas quando o seu tempo de vida útil termina, uma vez que são compostas por elementos químicos, alguns deles de elevado nível de toxicidade e altamente danosos para o meio ambiente.

As baterias são ainda distinguíveis através dos elementos químicos que as constituem, sendo exemplo disso as baterias de níquel-cádmio (NiCd) ou as baterias de íões de lítio (Li-Ion).

Relativamente às características elétricas de maior importância nas baterias, tem-se a capacidade de armazenamento de energia, que é normalmente definida pela corrente que esta pode fornecer num determinado período de tempo (Ah) e pela tensão que esta tem disponível nos seus terminais (V). A temperatura verificada na bateria durante os períodos de carregamento e descarregamento é outra característica muito importante, pois esta tem influência direta no rendimento e na vida útil da bateria. O parâmetro C é outro termo relevante na caracterização das baterias, sendo que este representa a corrente contínua que a bateria é capaz de suportar durante o carregamento

e o descarregamento. Assim sendo, uma bateria com 5 Ah e 1C é capaz de alimentar um sistema com 5 A durante uma hora (60 minutos). A mesma bateria, mas com 2C é capaz de fornecer 10 A durante meia hora (30 minutos), enquanto se esta tiver 0,5C seria capaz de alimentar um sistema com 2,5 A durante duas horas (120 minutos).

De seguida, serão apresentados os principais tipos de baterias presentes no mercado, que são usualmente utilizados em bicicletas elétricas.

2.7.1. Baterias de Ácido-Chumbo

As baterias de ácido-chumbo (Pb-Acid) foram inventadas por Gaston Planté, um físico francês, no ano de 1859, sendo estas as primeiras baterias recarregáveis desenvolvidas.

Durante meados dos anos 70 do século XX, foi desenvolvida uma bateria, denominada SLA (*Sealed Lead Acid*), que, contrariamente às baterias de ácido-chumbo FLA (*Flooded Lead-Acid*) que possuem uma mistura de água com ácido-sulfúrico como eletrólito e que por isso requeriam a adição de água periodicamente, não necessitava de manutenção e poderia funcionar em qualquer posição. O eletrólito líquido foi trocado por separadores emudecidos e o invólucro foi selado. Foram também adicionadas válvulas de segurança para permitir a ventilação de gases durante o carregamento e o descarregamento [43][44].

No campo das baterias de ácido-chumbo seladas têm surgido vários tipos de tecnologias, sendo as mais comuns as de gel, também conhecidas como VRLA (*Valve-Regulated Lead Acid*), e as AGM (*Absorbent Glass Mat*). Nas baterias de gel o eletrólito encontra-se envolto num gel de sílica, que mantém o eletrólito imóvel no interior da bateria. As baterias de AGM utilizam microfibras de vidro a envolver o eletrólito o que evita que este se desloque livremente no interior da bateria, permitindo uma maior resistência a impactos [43].

As baterias de ácido-chumbo são utilizadas nas mais diversas aplicações, graças ao seu custo reduzido e a sua robustez, que permite uma corrente de pico muito alta. Atualmente são utilizadas em aplicações como, sistemas de arranque e iluminação de automóveis, empilhadoras, grandes sistemas alimentação ininterrupta (UPS) e ainda em veículos elétricos, nomeadamente em bicicletas elétricas.

As principais vantagens são [43]:

- Baixo custo por watt-hora;
- Tecnologia madura, confiável, bem compreendida e de simples fabrico;

- Baixa taxa de auto-descarga, sendo a menor entre as tecnologias de baterias recarregáveis;
- Capacidade de fornecer uma corrente de pico elevada.

As principais desvantagens são [43]:

- Densidade energética muito baixa;
- Tempo de carregamento elevado;
- Devem ser armazenadas carregadas para prevenir sulfatação;
- Ciclos de vida útil limitados. Descarregamentos totais repetidos reduzem a vida útil da bateria;
- As baterias do tipo FLA requerem a adição de água periodicamente;
- Podem ser prejudiciais para o ambiente, devido à presença de materiais como o chumbo e o ácido (tipicamente ácido sulfúrico).

2.7.2. Baterias de Níquel-Cádmio

Inventada por Waldemar Jungner em 1899, a bateria de níquel-cádmio (NiCd) ofereceu várias vantagens relativamente à bateria de ácido-chumbo, à época a única bateria recarregável concorrente.

A bateria de níquel-cádmio é a bateria com mais tempo de uso no mercado, sendo por isso uma tecnologia bem compreendida e madura. Estas baterias são utilizadas em situações onde uma vida útil longa, alta corrente de pico e custo baixo, são fatores fundamentais. São a escolha preferencial para aplicações como rádios bidirecionais, equipamentos médicos de emergência, câmaras de vídeo profissionais e ferramentas elétricas [45]. Contudo com a introdução de novas tecnologias de baterias com maior densidade energética e constituídas por matérias com menor toxicidade, tem levado a uma menor utilização das baterias níquel-cádmio, face à sua menor competitividade, levando os consumidores a optarem por tecnologias mais recentes.

Este tipo de baterias apresentam uma elevada durabilidade, graças aos materiais resistentes utilizados nas suas placas, nomeadamente o aço que em contacto com o eletrólito alcalino utilizado nestas baterias não vai reagir, o que permite que a estrutura física da bateria se mantenha inalterada por um longo período de tempo. Comparativamente, nas baterias de ácido-chumbo, as placas são feitas de chumbo que em contacto com o ácido sulfúrico utilizado como eletrólito, vão corroer contribuindo para a diminuição progressiva da sua integridade [46].

Estas baterias devem ser descarregadas periodicamente por completo, por forma a evitar o efeito de memória. O efeito de memória de uma bateria é a tendência que esta

tem para ajustar as suas propriedades elétricas com um certo ciclo de trabalho ao qual foi sujeita, durante um longo período de tempo. Por exemplo, se a bateria não é descarregada totalmente repetidamente, sendo descarregada até uma certa medida num grande número de ciclos, numa descarga normal subsequente a bateria irá apresentar uma capacidade correspondente à do regime cíclico ao qual foi sujeita e não uma capacidade correspondente à sua capacidade nominal de origem [46].

As principais vantagens são [45][47]:

- Carregamento rápido e simples;
- Elevado número de ciclos de carregamento/descarregamento;
- Podem ser carregadas rapidamente sem que sofram qualquer dano;
- Bom desempenho a baixas temperaturas;
- Economicamente, é das tecnologias com menor custo em termos de custo por ciclo.

As principais desvantagens são [45][47]:

- Baixa densidade energética;
- Efeito de memória;
- Presença de metais tóxicos (cádmio), possivelmente prejudiciais para o ambiente;
- Taxa de auto-descarga relativamente elevada.

2.7.3. Baterias de Níquel Hidreto-Metálico

As baterias de níquel hidreto-metálico (NiMH) foram desenvolvidas com o intuito de substituir as baterias de níquel-cádmio (NiCd), principalmente devido à elevada toxicidade do cádmio. Ambas as tecnologias são muito semelhantes, residindo a principal diferença na composição química do ânodo, sendo o cádmio, utilizado nas baterias níquel-cádmio, substituído por hidreto metálico.

Tal como as baterias de níquel-cádmio, também as baterias de níquel hidreto-metálico são afetadas pelo efeito de memória, embora que de uma forma menos intensa, sendo igualmente necessário descarregar periodicamente a bateria por completo, embora que com menor frequência [47].

As baterias de níquel hidreto-metálico oferecem maior densidade de energia comparativamente com as baterias níquel-cádmio, tendo normalmente uma capacidade de armazenamento superior. Contudo, neste comparativo, existem alguns senões para as baterias de níquel hidreto-metálico, nomeadamente um ciclo de vida útil inferior e uma taxa de auto-descarga consideravelmente maior [44].

As principais vantagens são [44][47]:

- Capacidade de armazenamento 30% a 40% maior, comparativamente com as baterias NiCd;
- Menos propensa ao efeito de memória do que as baterias NiCd;
- Ambientalmente amigável, graças à ausência de metais tóxicos.

As principais desvantagens são [44][47]:

- Vida útil limitada, que pode ser ainda mais atenuada se as baterias forem sujeitas a correntes elevadas;
- Corrente de descarga limitada, apesar da bateria NiMH ser capaz de fornecer grandes correntes, por forma a aumentar o tempo de vida útil da bateria. Tipicamente com correntes de 0,2C a 0,5C;
- Taxa de auto-descarga elevada e superior à das baterias NiCd;
- Custo mais elevado, relativamente às baterias NiCd.

2.7.4. Baterias de Lítio

As baterias de lítio apresentam maior densidade de energia do que todas as outras tecnologias de baterias existentes no mercado. Uma vez que o lítio (Li) é o metal mais leve, estas baterias são também muito leves e juntando este fator com a maior densidade de energia, entre outras características, fazem com que esta tecnologia tenha emergido ao longo dos últimos anos em vários setores do mercado das baterias elétricas, assumindo uma posição de domínio cada vez maior. No mercado das bicicletas elétricas, as baterias de lítio são as mais utilizadas, sendo que cada vez mais a escolha de baterias para este tipo de aplicação recai sobre si.

A primeira bateria de lítio surgiu nos anos 70, sendo esta do tipo não recarregável. Na década seguinte, foram levadas a cabo diversas tentativas para desenvolver baterias de lítio recarregáveis, contudo tais esforços mostraram-se sucessivamente inviáveis devido à instabilidade do lítio enquanto metal, sobretudo durante o processo de carregamento da bateria. Tal problema foi ultrapassado quando, em 1991, a *Sony Corporation* apresentou ao mercado a primeira bateria de íões de lítio (Li-Ion). Desde então, novas topologias de baterias baseadas na tecnologia do lítio têm surgido, procurando encontrar soluções que providenciem um melhor desempenho [44].

As baterias de lítio, contrariamente às baterias baseadas em níquel, não apresentam efeito de memória, pelo que dispensam ciclos periódicos de descarga, por forma a aumentar a longevidade da bateria, fazendo desta uma bateria de reduzida manutenção. Ainda relativamente ao comparativo com as baterias baseadas em níquel,

as baterias de lítio apresentam uma taxa de auto-descarga substancialmente menor, podendo esta ser menos de metade [44].

Contrariamente a outros tipos de baterias, inclusive tecnologias de baterias de lítio primitivas, as baterias de lítio atuais são estáveis e seguras, devendo contudo ser tomadas certas precauções. Por motivos de segurança e longevidade da bateria, esta deve ser equipada com BMS (*Battery Management System*), que são dispositivos eletrónicos que controlam os processos de carregamento e descarregamentos das baterias. Estes dispositivos devem monitorizar e controlar os níveis de tensão, de corrente e a temperatura interna da bateria, por forma a limitar picos de tensão durante o carregamento, para prevenir que a tensão caia muito durante o descarregamento e para limitar a corrente durante os processos de carregamento e descarregamento. No caso de haver associação de baterias, deve assegurar que os níveis de tensão e correntes são semelhantes em todas as baterias, por forma a evitar desequilíbrios entre as células [47].

As principais vantagens são [44]:

- Elevada densidade energética;
- Taxa de auto-descarga reduzida;
- Mais leve quando comparada com outros tipos de baterias;
- Baixa manutenção.

As principais desvantagens são [44]:

- Requer circuito de proteção, para controlar e regular as tensões, as correntes e a temperatura da bateria;
- Custo de produção elevado;
- Tecnologia ainda em desenvolvimento.

2.7.5. Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias

As diversas tecnologias de baterias, como já foi abordado nas alíneas anteriores, apresentam características distintas, que as tornam mais ou menos indicadas para as mais diferentes aplicações. De seguida será apresentada uma tabela (Tabela 2.4), onde se pode observar uma comparação entre algumas características relevantes de diferentes tipos de baterias.

Como se pode constatar na Tabela 2.4, a bateria de Ácido-Chumbo é aquela que apresenta um custo inferior. Contudo, é também a tecnologia que apresenta a menor relação entre a energia armazenada por uma bateria em função da sua massa. Nesta categoria, as baterias de Lítio sobressaem como as melhores, embora o seu custo seja também superior. Ainda assim, as baterias de Lítio conseguem apresentar soluções

melhores relativamente às baterias baseadas em Níquel, quando comparado o custo de produção por kWh. Graças ao progresso que se tem observado no desenvolvimento da tecnologia das baterias de Lítio, tem permitido que estas se tornem num dos dispositivos de armazenamento de energia mais promissores, levando a que esta tecnologia venha a assumir uma posição cada vez mais dominadora no mercado da mobilidade elétrica, sendo as bicicletas elétricas um desses casos.

Tabela 2.4 - Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias [48].

Tipo de Bateria	Características				
	Energia Específica (Wh/kg)	Densidade Energética (Wh/L)	Potência Específica (W/kg)	Ciclos de Vida	Custo de Produção (€/kWh)
Ácido-Chumbo	35	100	180	1000	55
NiCd	50-80	300	200	2000	230-275
NiMH	70-95	180-220	200-300	<3000	185-230
Iões de Lítio	118-250	200-400	200-430	2000	140
Polímero de Lítio	130-225	200-250	260-450	>1200	140
Lítio-Ferro Fosfato (LiFePO4)	120	220	2000-4500	>2000	320

2.7.6. Estado de Carga

O estado de carga de uma bateria, representado pela sigla SOC (*State of Charge*), representa a razão entre a capacidade atual disponível da bateria e a capacidade nominal da mesma.

$$SoC = \frac{Q}{Q_0} \quad (2.2)$$

Na equação (2.2), Q é a quantidade de carga disponível num determinado momento e Q_0 é a capacidade nominal.

O estado de carga de uma bateria é um processo cuja monitorização é de extrema importância, por forma a controlar corretamente os processos de carregamento e descarregamento da mesma e assim evitar ocorrência de sobretensões ou subtensões, que poderiam causar danos nas baterias e assim diminuir a sua longevidade. Contudo o SOC não pode ser obtido de forma direta, sendo necessário fazer uma estimativa com base nos dados medidos, tais como a tensão aos terminais da bateria, a corrente e a

temperatura. Como a relação entre estes parâmetros não é linear, o valor do SOC vai ser sucessivamente um valor aproximado do real. Existem vários métodos para estimar este conceito, como são os casos do método da contagem de *Coulomb*, do método do teste da descarga ou do método dos filtros de *Kalman*. Contudo um dos métodos mais comum e mais simples recorre à tensão medida aos terminais da bateria, assumindo uma variação de tensão linear.

$$SoC = \frac{U_{med} - U_{min}}{U_{max} - U_{min}} \quad (2.3)$$

$$SoC \% = \frac{U_{med} - U_{min}}{U_{max} - U_{min}} \times 100\% \quad (2.4)$$

Na equação (2.3) U_{med} corresponde à tensão de circuito aberto (OCV) medida aos terminais da bateria num determinado momento, enquanto U_{max} e U_{min} representam a tensão de circuito aberto máxima e mínima respetivamente aos terminais da bateria. A equação (2.4) corresponde ao cálculo do estado de carga percentual.

Este método de simples resolução é mais eficiente no caso das baterias de ácido-chumbo.

2.7.7. Profundidade de Descarga

A profundidade de descarga de uma bateria, representada pela sigla DOD (*Depth of Discharge*), representa a quantidade de energia retirada de uma bateria durante um ciclo de descarga, expressa em percentagem da capacidade máxima da mesma [46]. A profundidade de descarga (DOD) está diretamente relacionada com o estado de carga (SOC), sendo que o descarregamento de uma bateria é tipicamente feito em função da sua DOD, enquanto o carregamento de uma bateria é realizado em função do seu SOC.

Exemplificando, se uma bateria tiver sido descarregada até uma profundidade de descarga de 70%, significa que a sua capacidade atual disponível é de 30%, sendo que estes 30% representam o estado de carga da bateria.

Este parâmetro apresenta também uma grande importância no número de ciclos de vida útil de uma bateria, pois descargas muito profundas podem reduzir esse número de ciclos, situação que se verifica no caso das baterias de ácido-chumbo. Neste tipo de situações existe um limite máximo para o valor da profundidade de descarga, que quando ultrapassado pode danificar permanentemente as baterias.

2.7.8. Modelação de Baterias

A modelação das baterias é extremamente importante para a compreensão e análise do seu funcionamento. Na área da eletrónica tornam-se especialmente úteis os modelos elétricos equivalentes das baterias, pois permitem de uma forma simples e precisa relacionar matematicamente as características dinâmicas com o estado interno da bateria. Graças a esse relacionamento torna-se possível a simulação dos modelos das baterias, permitindo dessa forma uma redução de tempo e custos durante o processo de desenvolvimento de um sistema pretendido. Seguidamente são apresentados três modelos elétricos equivalentes de uma bateria, embora exista uma grande variedade de modelos.

O modelo simples, presente na Figura 2.18, é o modelo mais simplista representativo de uma bateria, sendo constituído por uma resistência equivalente em série R_S e por uma fonte ideal de tensão com uma tensão de circuito aberto V_{OC} . Apesar de este modelo ser extensamente utilizado, apresenta diversas desvantagens tais como não ter em conta a variação da resistência interna, nem a variação do estado de carga (SOC) da bateria [49][50].

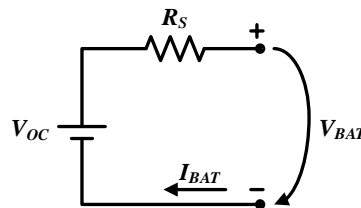


Figura 2.18 - Modelo simples para uma bateria.

O modelo baseado no equivalente de *Thevenin*, presente na Figura 2.19, é constituído por uma fonte de tensão tendo como valor a tensão de circuito aberto V_{OC} , uma resistência R_S que representa a resistência interna da bateria e uma malha RC onde o condensador C_0 modela a capacidade dos elétrodos das células que compõe a bateria e a resistência R_0 representa a resistência não linear entre os elétrodos e o eletrólito [49][50].

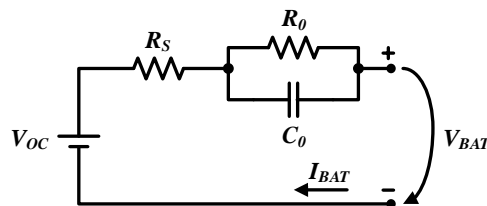


Figura 2.19 - Modelo baseado no equivalente de *Thevenin* de uma bateria.

O modelo presente na Figura 2.20 é mais preciso, intuitivo e abrangente, sendo capaz de modelar o tempo de execução e a característica I - V de uma bateria. Este

modelo combina características presentes noutros modelos, tendo sido proposto em [51].

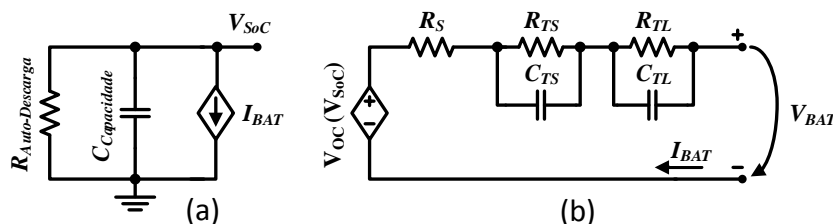


Figura 2.20 - Modelo capaz de prever o tempo de duração e característica I - V de uma bateria: (a) Circuito que modela o tempo de duração da bateria; (b) Circuito que modela a característica I - V da bateria.

O modelo é composto por dois circuitos, que se relacionam entre si através de uma fonte de tensão controlada por tensão e por uma fonte de corrente controlada por corrente. O circuito presente na Figura 2.20(a) representa o tempo de duração da bateria e o circuito presente na Figura 2.20(b) modela a característica I - V . Na Figura 2.20(a), o condensador e a fonte de corrente controlada modelam a capacidade, o estado de carga (SOC) e o tempo de duração da bateria, enquanto a resistência $R_{\text{Auto-Descharge}}$ representa, como o seu próprio nome indica, o fenómeno de auto-descarga da bateria. Na Figura 2.20(b), as malhas RC simulam a resposta transitória e a resistência R_S modela a resistência interna da bateria. A fonte de tensão controlada relaciona o estado de carga (SOC) da bateria com a sua tensão em circuito aberto (V_{OC}). Assim sendo, este modelo permite representar as características elétricas dinâmicas das baterias, como a capacidade utilizável, a tensão de circuito aberto e a resposta transitória [51].

2.7.9. Métodos de Carregamento de Baterias

Existem diversos métodos de carregamento de baterias, sendo que a escolha de um método específico deve ter sempre em conta o tipo de bateria sobre o qual será aplicado e qual o tipo de aplicação a que a bateria se destina. No caso das baterias de lítio (Li), devido à sua constituição química, estas não suportam sobrecargas nem descargas muito profundas, razão pela qual o método de carregamento das mesmas deve-se enquadrar nessas características, por forma a reduzir o risco de danos acontecerem nestas.

Os fabricantes de baterias fornecem ao cliente algumas características sobre estas, que devem ser tidas em conta na hora de escolher um algoritmo de controlo para o seu carregamento, sendo que entre as características fornecidas algumas apresentam uma importância vital, tais como são os casos da tensão máxima, a tensão mínima, a corrente máxima e a temperatura máxima aceitáveis pela bateria.

Os principais métodos de carregamento de baterias são o método de tensão constante, o método de corrente constante e o método de corrente constante seguido de tensão constante. Contudo estes métodos não são ideais para todos os tipos de baterias, razão pela qual estes possuem várias variantes. No caso das baterias de lítio, o método de corrente constante seguido de tensão constante é aquele que é mais usualmente utilizado.

Tabela 2.5 - Vantagens e Desvantagens dos Principais Métodos de Carregamento de Baterias [52].

Método	Vantagens	Desvantagens
Corrente constante	Permite limitar a corrente para prevenir sobrecargas no início da carga	Possibilidade de ocorrerem sobrecargas na fase final da carga
Tensão constante	Permite limitar a tensão o que previne sobretensões	Fácil ocorrência de valores elevados de corrente, no início da carga
Corrente constante seguido de Tensão constante	Permite limitar a tensão e a corrente	Tempo de carga mais longo

2.8. Carregadores de Baterias para Bicicletas Elétricas

Os carregadores de baterias para bicicletas elétricas, são um componente muito importante nestes sistemas, pois como o próprio nome indica são responsáveis pelo carregamento das baterias, o que, como já foi referido anteriormente, representa um processo sobre o qual devem recair sérios cuidados por forma a minimizar a possibilidade de ocorrerem danos nas baterias.

Os fabricantes de bicicletas elétricas e de *kits* de conversão de bicicletas convencionais em bicicletas elétricas, normalmente fornecem ao comprador a sua própria versão de um carregador de baterias, sendo usual estes desaconselharem a utilização de carregadores de terceiros, uma vez que dessa forma não podem garantir que o carregamento das baterias se faça dentro dos parâmetros de segurança. Os carregadores de baterias existentes no mercado para este tipo de aplicação, fornecem normalmente no máximo 5 A às baterias durante o processo de carregamento. Algumas baterias, para bicicletas elétricas, presentes no mercado, trazem já incorporado um sistema BMS (*Battery Management System*) que protege as baterias contra temperaturas excessivas, sobrecargas, descargas profundas e ainda garante o balanceamento das

células da bateria. Alguns sistemas BMS fornecem ainda informações relativas ao estado atual das baterias, como é o caso do estado de carga (SOC), entre outros. De seguida serão apresentados dois exemplos de carregadores de baterias para bicicletas elétricas comercializados atualmente.

Na Figura 2.21, são apresentados três carregadores de baterias comercializados pelo fabricante *Bosch*. Estes carregadores, embora se destinem todos para a mesma gama de baterias, apresentam características díspares, nomeadamente em questões de peso e do tipo de ficha para efetuar a ligação à rede, para que o utilizador possa escolher aquele que mais se adequa às suas necessidades. O carregador presente na Figura 2.21(a) tem um peso de 0,8 kg e pode ser conectado em qualquer tomada convencional. Este apresenta uma corrente máxima de carregamento de 4 A. O carregador presente na Figura 2.21(b) possui um peso de 0,6 kg e, tal como o anterior, pode ser conectado em qualquer tomada convencional. Contudo este permite uma corrente máxima de carregamento de apenas 2 A. O carregador presente na Figura 2.21(c), é o que apresenta o menor peso, pesando apenas 0,5 kg. Este diverge também dos outros dois no que a ficha de alimentação diz respeito, pois possui uma ficha de isqueiro. Relativamente a corrente máxima de carregamento, este permite uma corrente máxima de 2 A [53].

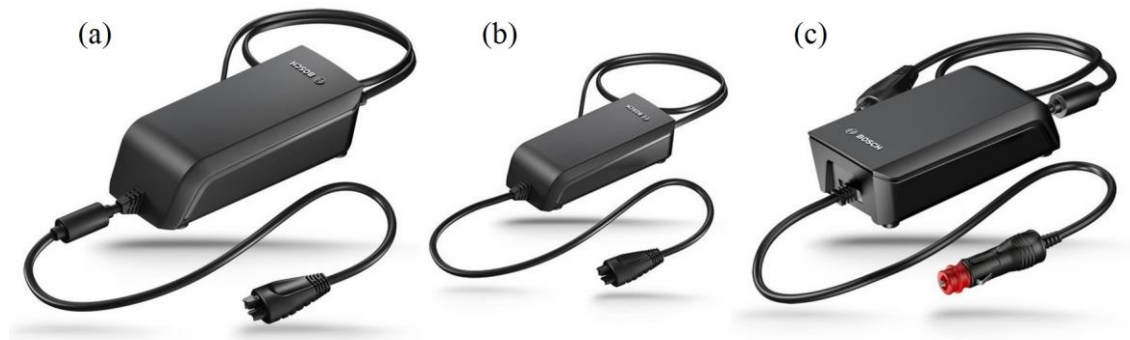


Figura 2.21 - Carregadores de baterias para bicicletas elétricas do fabricante *Bosch* [53].

O carregador de baterias presente na Figura 2.22 é comercializado pela marca *LunaCycle* e apresenta uma potência de 300 W. Este carregador é indicado para o carregamento de baterias de lítio com tensão nominal de 36 V, permitindo o carregamento até aos 42 V. Este permite também a variação da percentagem total do carregamento em três níveis de 80%, 90%, ou 100%, assim como também permite a variação do valor da corrente de carregamento em intervalos de 1 A, numa gama de 1 a 5 A. Estes ajustes são feitos através de dois interruptores embutidos na sua armação. Possui ainda um *display* onde é apresentado o valor da tensão de carregamento,

permitindo dessa forma a sua monitorização. O carregador tem mecanismos de proteção que garantem a integridade das baterias, maximizando a sua vida útil, e quando estas estiverem totalmente carregadas ele automaticamente desliga-se. Este carregador tem um peso de aproximadamente 1,13 kg. Contudo este é apenas indicado para o mercado Norte-americano, uma vez que apenas está preparado para uma tensão de alimentação, condizente com os valores em prática neste continente, ou seja, uma tensão nominal de 120 V [54].



Figura 2.22 - Carregador de baterias para bicicletas elétricas da marca *LunaCycle* [54].

CAPÍTULO 3

Eletrónica de Potência para Sistemas de Carregamento de Baterias para Bicicletas Elétricas

3.1. Introdução

Neste capítulo são abordadas as principais topologias de conversores de potência, assim como as técnicas de modulação que podem ser aplicadas no sistema a desenvolver nesta dissertação. São também analisados os circuitos *snubber* que frequentemente são acrescentados aos conversores de potência, com o objetivo de reduzir o *stress* elétrico existente nos terminais dos semicondutores (interruptores) durante as comutações.

3.2. Conversores de Potência Bidirecionais CA-CC

Um conversor CA-CC, também denominado de retificador, é um dispositivo eletrónico que é capaz de transformar corrente alternada em corrente contínua. Por outro lado, um conversor CC-CA, também denominado como inversor, permite a transformação de corrente contínua em corrente alternada. Quando um conversor permite efetuar ambas as etapas de conversão (CA-CC e CC-CA) é designado por conversor bidirecional. Estes conversores podem ser monofásicos ou trifásicos dependendo da aplicação.

Seguidamente serão apresentadas algumas topologias deste tipo de conversores, que podem ser usadas em aplicações similares às propostas nesta dissertação.

3.2.1. Conversor CA-CC Monofásico de Meia Ponte Bidirecional

O conversor CA-CC monofásico de meia ponte presente na Figura 3.1 é constituído por uma bobina, dois condensadores e dois semicondutores de potência controlados, com díodos em antiparalelo.

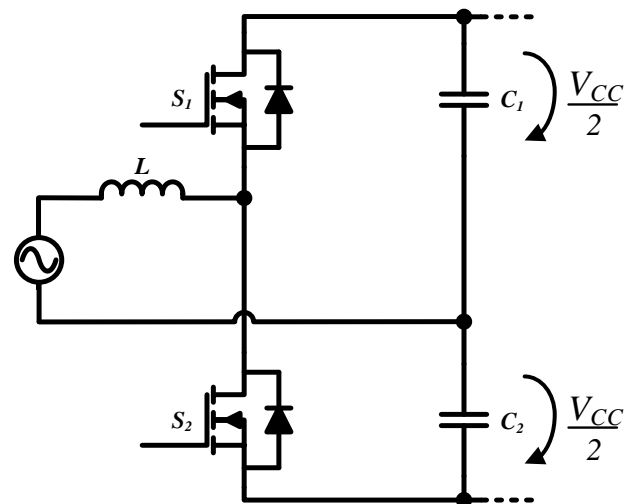


Figura 3.1 - Conversor CA-CC Monofásico de Meia Ponte Bidirecional.

Quando o conversor se encontra no modo retificador, os semicondutores S_1 e S_2 podem ser deixados em aberto, funcionando como díodos. Quando a tensão fornecida pela fonte CA é positiva, os díodos internos dos semicondutores S_1 e S_2 encontram-se ligados e desligados respectivamente, ligando o condensador C_1 à fonte. Quando a tensão fornecida é negativa, os díodos internos dos semicondutores S_1 e S_2 encontram-se desligados e ligados respectivamente, ligando o condensador C_2 à fonte. A tensão resultante no lado CC corresponde aproximadamente ao valor da tensão de pico a pico da fonte CA. O conversor pode ainda funcionar como retificador ativo, devendo para isso ser aplicado um sinal PWM, proveniente de um sistema de controle, nas *gates* de S_1 e S_2 , dando assim origem a uma corrente de entrada sinusoidal e em fase com a tensão.

Por outro lado, quando o conversor está a operar no modo inversor, os semicondutores S_1 e S_2 são ligados e desligados em função dos sinais de controle, baseados em PWM, aplicados nas suas *gates*, devendo estes garantir que os semicondutores nunca estejam ativos simultaneamente, por forma a evitar a ocorrência de um curto-circuito à fonte de tensão [55].

3.2.2. Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional

O conversor CA-CC monofásico de ponte completa (Figura 3.2), contrariamente ao conversor de meia ponte, possui dois braços de semicondutores, ou seja, é composto por quatro semicondutores controlados, com díodos em antiparalelo, e é mais uma topologia utilizada para implementar um conversor bidirecional.

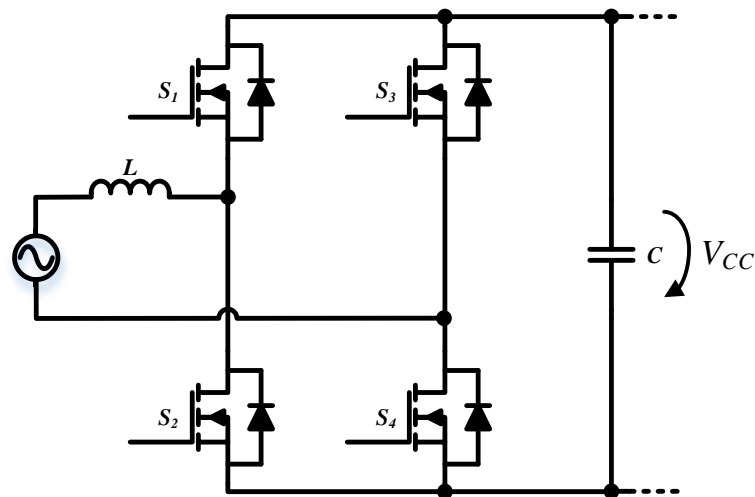


Figura 3.2 - Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional.

Assim como acontece no conversor de meia ponte, os semicondutores podem permanecer desligados, sendo a retificação da corrente feita de forma passiva através dos díodos internos presentes nos semicondutores. A utilização de semicondutores de potência tais como MOSFETs ou IGBTs permitem uma retificação ativa da corrente, o que possibilita que a corrente de entrada seja sinusoidal e esteja em fase com a tensão. Os pares de semicondutores S_1 e S_4 ou S_3 e S_2 vão estar ativos alternadamente, fazendo com que o condensador C fique em paralelo com a fonte, condensador esse que terá como função reduzir o *ripple* da tensão de saída. A tensão resultante no lado CC corresponde aproximadamente ao valor da amplitude da tensão fornecida pela fonte CA.

Quando o conversor está a operar em modo inversor, os pares de semicondutores S_1 e S_4 ou S_3 e S_2 devem ser ligados e desligados com base em sinais PWM aplicados às suas *gates*, sinais esses gerados por um sistema de controlo que torne possível a existência de uma corrente sinusoidal no lado CA do conversor, existindo ainda um filtro para melhorar esse mesmo sinal. O sistema de controlo deve ainda garantir que os semicondutores de cada braço não estejam ativos ao mesmo tempo para evitar a ocorrência de curto-circuitos à fonte de tensão [55].

3.2.3. Conversor CA-CC Monofásico Multinível Bidirecional

Os conversores multinível têm suscitado um interesse crescente nos últimos anos junto da comunidade científica, o que tem contribuído para o aparecimento de novas soluções e novas topologias. As topologias de conversores multinível baseiam-se na associação de semicondutores de potência controlados em serie, com várias fontes de tensão CC (condensadores, baterias ou fontes de energia renovável), para realizar a conversão CC-CA a partir de um número de níveis de tensão maior. Estas topologias de conversores multinível apresentam algumas vantagens, como melhorar a qualidade da

forma de onda produzida. O facto de os semicondutores estarem ligados em série, permite a operação com níveis de tensão mais elevados. Como os semicondutores operam individualmente com valores de tensão menores, possibilita a redução de problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC), assim como mitiga o stress sobre os semicondutores [56][57].

Na Figura 3.3 está representado o esquema elétrico de uma das topologias de conversores CA-CC monofásicos multinível. Na configuração em causa é apresentado um conversor de três níveis, ainda que este tipo de conversor permita a existência de mais níveis. Este conversor é composto por uma bobina, seis semicondutores de potência controlados, com díodos internos em antiparalelo, dois díodos independentes e dois condensadores que constituem o barramento CC [55].

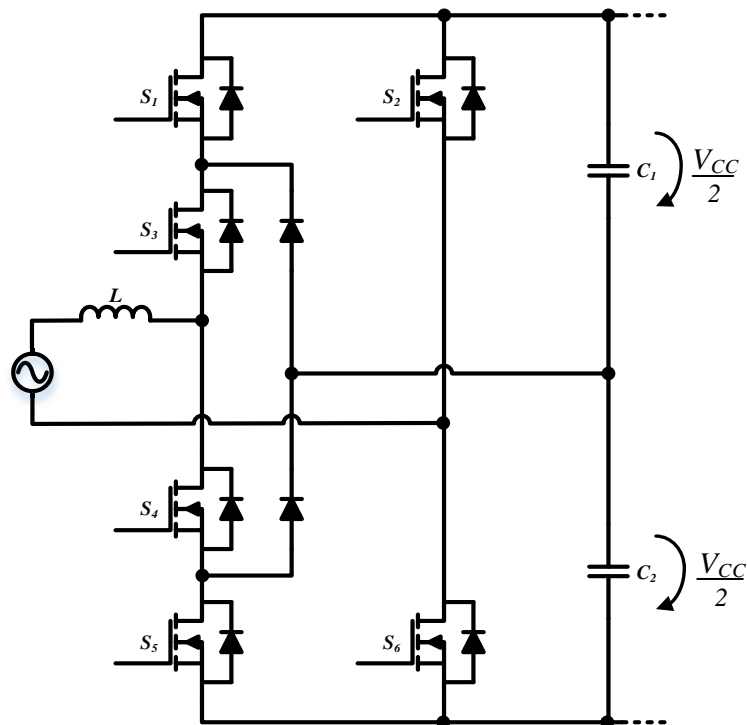


Figura 3.3 - Conversor CA-CC Monofásico Multinível de Três Níveis Bidirecional.

Uma grande desvantagem apresentada pelos conversores multinível é quantidade de semicondutores de potência controlados necessários, ao qual se juntam os respetivos circuitos de *drive* e ainda sensores de tensão, o que pode tornar inviável a sua utilização em determinadas aplicações. O número de semicondutores será tanto maior quanto mais níveis o conversor possuir [56].

3.2.4. Conversor CA-CC Trifásico de Ponte Completa Bidirecional

O conversor CA-CC trifásico de ponte completa, cujo esquema elétrico se encontra representado na Figura 3.4, tem um funcionamento similar à versão

monofásica, diferindo principalmente no número de semicondutores de potência que passam a ser seis, uma vez que esta topologia de conversor tem três braços.

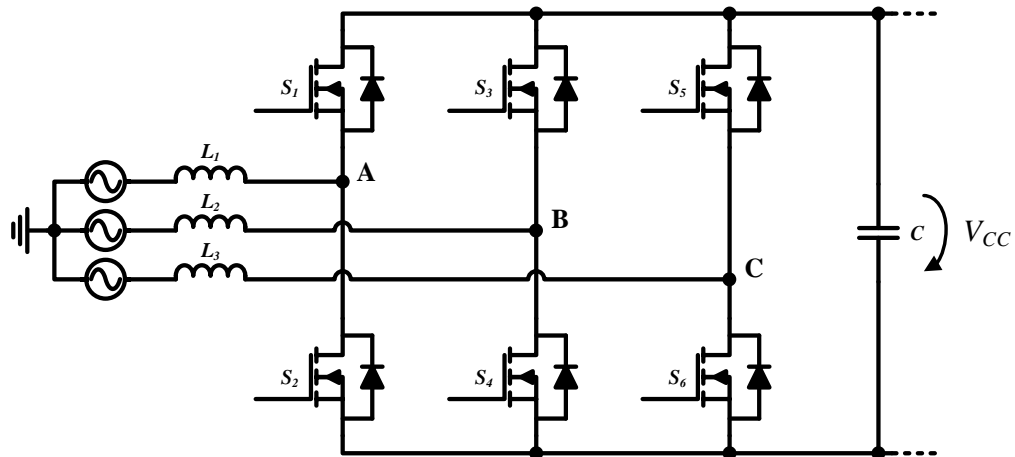


Figura 3.4 - Conversor CA-CC Trifásico de Ponte Completa Bidirecional.

Independentemente da técnica de modulação usada para realizar o controle dos semicondutores de potência, deve ser acautelado que os semicondutores de um mesmo braço não estejam simultaneamente no mesmo estado, isto é, se um semicondutor da parte superior estiver ativo (S_1 , S_3 ou S_5), o semicondutor da parte inferior do respectivo braço deve estar desligado (S_2 , S_4 ou S_6), para que não aconteça um curto-circuito à fonte de tensão, sendo o inverso igualmente válido.

Esta topologia de conversor apresenta especial importância, pois é normalmente utilizada para atuar os motores BLDC, amplamente usados nas bicicletas elétricas. Esta topologia encontra-se implementada nas bicicletas elétricas anteriormente desenvolvidas no GEPE.

3.3. Conversores de Potência Bidirecionais CC-CC

Um conversor CC-CC é um dispositivo que é capaz de converter o valor da tensão de um sinal contínuo de entrada, num valor de tensão de um sinal contínuo de saída com uma amplitude diferente. Num sistema de carregamento de baterias bidirecional é usual existirem diferentes valores de tensão, o que implica a utilização de conversores CC-CC, por forma a permitir a interligação dos vários componentes do sistema, garantindo assim um correto funcionamento.

De seguida serão apresentadas algumas topologias deste tipo de conversores, que podem ser usadas em aplicações similares às propostas nesta dissertação.

3.3.1. Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional

O conversor CC-CC *Buck-Boost*, presente na Figura 3.5, é composto por dois semicondutores de potência controlados (S_1 e S_2), uma bobina (L) e um condensador (C). É uma topologia de conversor CC-CC bidirecional não isolado que combina um conversor *buck* com um conversor *boost*, operando em cada um desses modos em apenas um sentido, o que pode limitar a sua utilização em algumas aplicações [55].

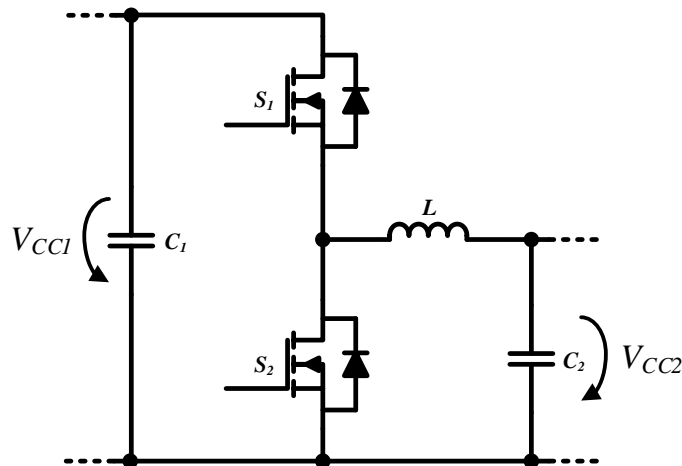


Figura 3.5 - Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional.

Quando o conversor funciona no modo *buck* (fluxo de energia de V_{CC1} para V_{CC2}), é aplicado um sinal de controlo na *gate* de S_1 e S_2 permanece desligado. Quando se pretende operar o conversor em modo *boost* (fluxo de energia de V_{CC2} para V_{CC1}), aplica-se um sinal de controlo na *gate* de S_2 e S_1 mantem-se desligado.

3.3.2. Conversor CC-CC *Flyback* Bidirecional

Na Figura 3.6, pode-se ver o esquema elétrico do conversor CC-CC *flyback*. Este conversor é constituído por dois semicondutores controlados, com díodos em antiparalelo, e um transformador de alta frequência.

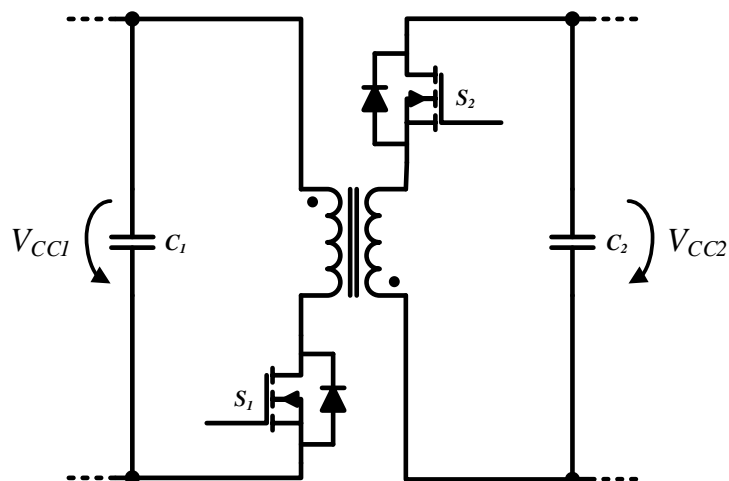


Figura 3.6 - Conversor CC-CC *Flyback* Bidirecional.

O princípio de funcionamento do conversor *flyback* é similar ao de outros conversores CC-CC, ou seja é baseado numa sequência temporal de estados, ligado e desligado, dos semicondutores controlados, sendo a duração desses estados regulada através de um sinal de comando que deverá garantir o cumprimento das especificações pretendidas para o conversor [58]. Dependendo do sentido do fluxo de energia, um dos semicondutores controlados deverá estar a comutar, enquanto do outro lado do conversor o outro semicondutor controlado deve estar desligado, sendo o percurso da corrente feito através do díodo. Nesta topologia o transformador armazena energia durante o período de tempo em que o semicondutor que está a ser comutado se encontra ligado, e transfere essa energia para o outro lado do transformador durante o período de tempo em que o semicondutor se encontra desligado.

Neste tipo de conversores são usualmente utilizados circuitos *snubber*, por forma a evitar que elevados picos de tensão surjam aos terminais dos semicondutores de potência, picos esses que surgem quando a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência é dissipada sobre os semicondutores [59].

3.3.3. Conversor CC-CC Dual Active Bridge Bidirecional

O conversor CC-CC *dual active bridge*, representado na Figura 3.7, é constituído por duas pontes ativas ligadas através de um transformador de alta frequência. A presença do transformador permite garantir a existência de isolamento galvânico, o que para determinadas aplicações pode ser de vital importância, com vista a garantir a segurança dos utilizadores. O facto de o transformador ser de alta frequência, permite ainda que este tenha um tamanho menor, quando comparado com outros transformadores [55][60].

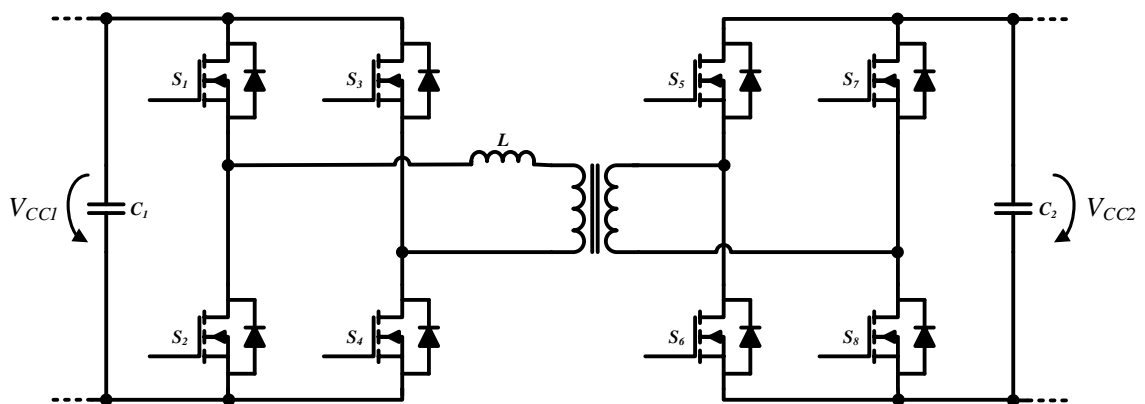


Figura 3.7 - Conversor *Dual Active Bridge*.

Contrariamente a outras topologias de conversores já falados anteriormente, nesta topologia o conversor pode operar nos modos *buck* e *boost* em ambos os sentidos.

Contudo este conversor requer um número de semicondutores de potência elevado, o que contribui para o aumento das perdas por comutação. O maior número de semicondutores também faz com que o custo do conversor aumente e por conseguinte irá ser necessário um controlador e um circuito de controlo mais complexos, capazes de controlar um número maior de semicondutores [60].

3.4. Técnicas de Modulação

Os conversores CC-CA são utilizados para efetuar conversões de energia, apresentando na sua saída valores de tensão com frequência e amplitude controladas. Para que tal se verifique, torna-se necessária a utilização de técnicas de modulação que vão atuar sobre os semicondutores de potência do conversor, tipicamente MOSFETs ou IGBTs, e garantir o seu correto funcionamento.

Existem várias técnicas de modulação, contudo entre as mais conceituadas destacam-se duas técnicas designadas na literatura por *sinusoidal pulse-width modulation* (SPWM) e *space vector pulse-width modulation* (SVPWM).

De seguida são apresentadas duas técnicas de modulação que são variações da técnica SPWM, a modulação SPWM unipolar e a modulação SPWM bipolar. As formas de onda apresentadas de seguida para ilustrar o funcionamento destas duas técnicas de modulação, foram obtidas tendo por base um conversor CC-CA monofásico de ponte completa totalmente controlado, apresentado na Figura 3.8.

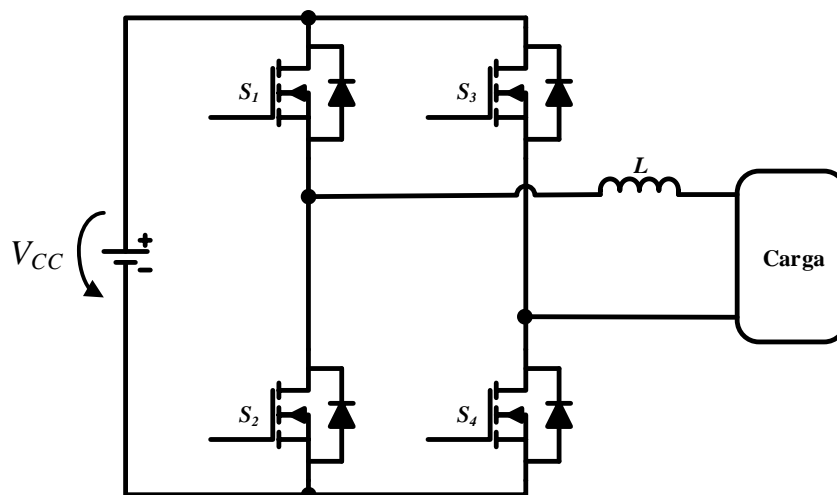


Figura 3.8 - Conversor CC-CA Monofásico de Ponte Completa Totalmente Controlado.

3.4.1. SPWM Bipolar

Nesta técnica de modulação os sinais de comando dos semicondutores de potência são gerados através de uma comparação entre um sinal modulador sinusoidal

(v_m) e um sinal portador triangular (v_{tri}) de frequência superior, como se pode ver na Figura 3.9(a), sendo o nome desta técnica *Sinusoidal Pulse-Width Modulation (SPWM) Bipolar*. Da comparação resultam dois sinais de comando, complementares entre si, que controlam os pares de semicondutores S_1, S_4 e S_2, S_3 (Figura 3.9(b)). Assim sendo a forma de onda da tensão de saída (v_o), irá variar apenas entre V_{CC} e $-V_{CC}$, tal como se pode observar na Figura 3.9(c).

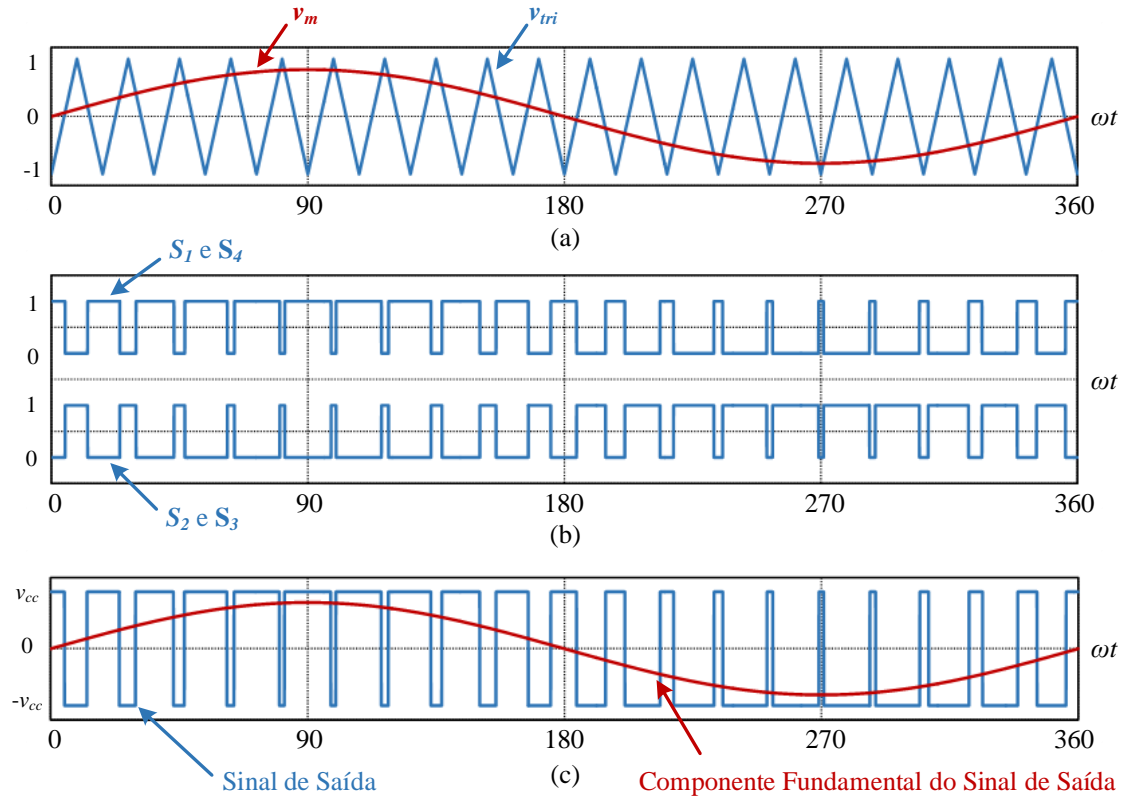


Figura 3.9 – Formas de onda da modulação SPWM bipolar. (a) Sinal sinusoidal de modulação e onda portadora triangular; (b) Sinais lógicos de controlo dos semicondutores de potência; (c) Tensão de saída do conversor CC-CA.

Observando a Figura 3.9 (a), pode-se constatar que da comparação entre v_m e v_{tri} resulta:

$$\begin{cases} v_m > v_{tri} & \text{então } S_1 \text{ e } S_4 \text{ ligados e } v_o = V_{CC} \\ v_m < v_{tri} & \text{então } S_2 \text{ e } S_3 \text{ ligados e } v_o = -V_{CC} \end{cases} \quad (3.1)$$

3.4.2. SPWM Unipolar

Esta técnica de modulação partilha algumas semelhanças com o SPWM Bipolar, sendo que efetua a comparação entre dois sinais moduladores sinusoidais (v_m e $-v_m$), desfasados 180° entre si e com amplitude similar, e um sinal portador triangular (v_{tri}) de frequência superior. Na Figura 3.10(a) podem ser vistos os sinais moduladores sinusoidais e o sinal portador triangular. A utilização de dois sinais moduladores permite que cada um deles seja usado para gerar os sinais de controlo dos

semicondutores de potência de cada braço do conversor CC-CA, não ocorrendo assim a comutação de todos os semicondutores de potência simultaneamente, tal como acontece no SPWM Bipolar (Figura 3.10(b)). Recorrendo à utilização desta técnica de modulação, a forma de onda da tensão de saída irá variar entre três níveis de tensão, V_{CC} , 0 e $-V_{CC}$, tal como se pode observar na Figura 3.9(c). O nome desta técnica é *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM) Unipolar.

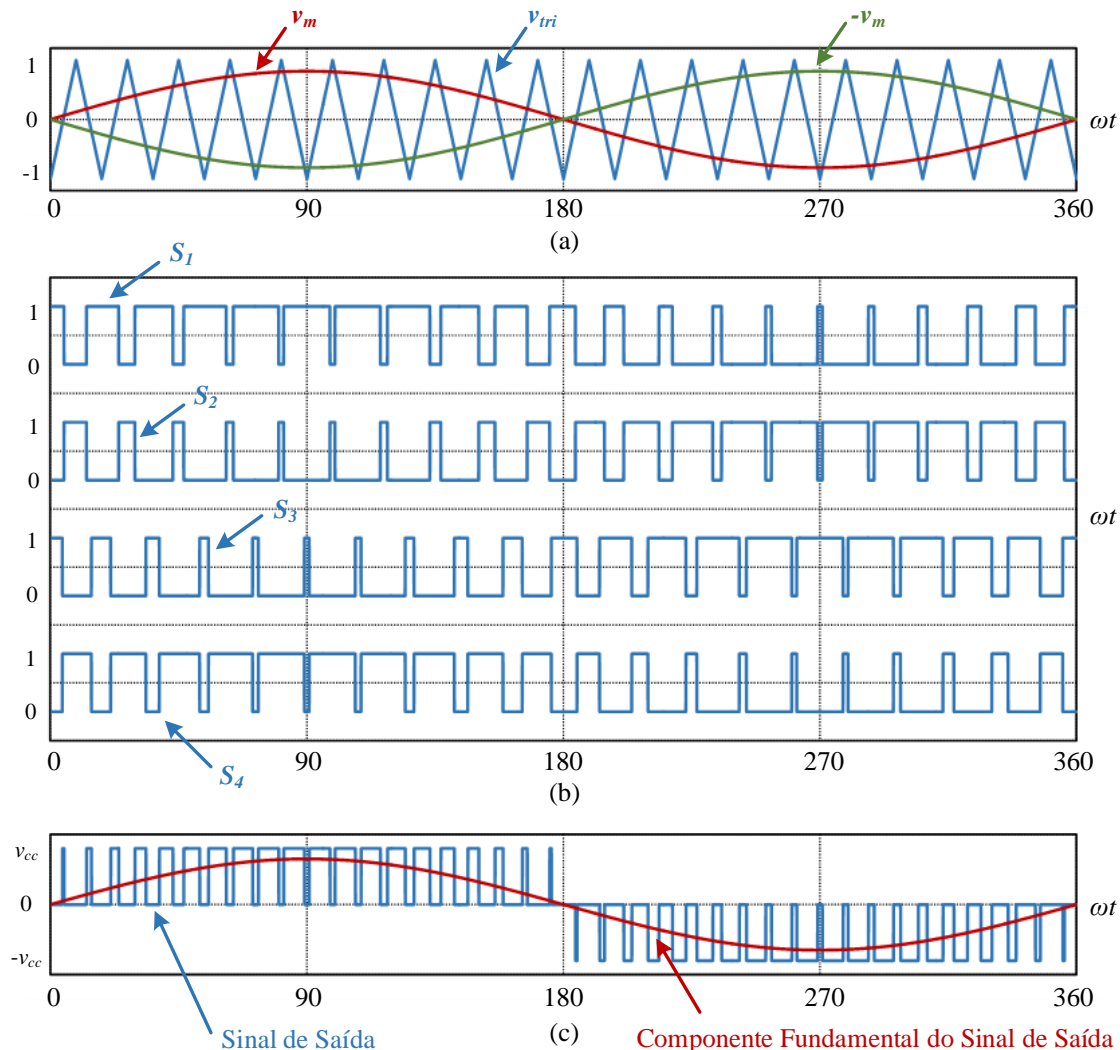


Figura 3.10 - Formas de onda da modulação SPWM unipolar. (a) Sinais sinusoidais de modulação e onda portadora triangular; (b) Sinais lógicos de controlo dos semicondutores de potência; (c) Tensão de saída do conversor CC-CA.

Nesta técnica de modulação a comparação entre v_m e v_{tri} dá origem aos sinais de comando para os semicondutores S_1 e S_2 , enquanto comparação entre $-v_m$ e v_{tri} dá origem aos sinais de comando para os semicondutores S_3 e S_4 , obtendo-se os seguintes resultados respetivos ao primeiro e segundo braços do conversor:

$$\begin{cases} v_m > v_{tri} & \text{então } S_1 \text{ ligado} \\ v_m < v_{tri} & \text{então } S_2 \text{ ligado} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} -v_m > v_{tri} & \text{então } S_3 \text{ ligado} \\ -v_m < v_{tri} & \text{então } S_4 \text{ ligado} \end{cases} \quad (3.3)$$

Analisando a Figura 3.10(b) e a Figura 3.10(c), pode-se observar existência de quatro combinações de comutação dos semicondutores e as suas respectivas tensões:

$$\begin{cases} S_1 \text{ e } S_4 \text{ ligados e } v_o = V_{CC} \\ S_2 \text{ e } S_3 \text{ ligados e } v_o = -V_{CC} \\ S_1 \text{ e } S_3 \text{ ligados e } v_o = 0 \\ S_2 \text{ e } S_4 \text{ ligados e } v_o = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

3.5. Circuitos *Snubber*

Os circuitos *snubber* são uma parte essencial da eletrônica de potência, sendo frequentemente adicionados aos conversores de potência com o intuito de reduzir o *stress* elétrico existente nos terminais dos semicondutores (interruptores) durante as comutações. Basicamente o circuito *snubber* desempenha a tarefa de absorver a energia proveniente das reatâncias presentes no circuito de potência. Quando devidamente projetado e implementado, este permite a atenuação ou eliminação de picos de tensão e corrente nos semicondutores, permite diminuir a energia dissipada pelos semicondutores e possibilita ainda a redução das perdas por comutação.

Os circuitos *snubber* podem ser passivos ou ativos. Estes podem controlar tanto tensão como corrente. Podem também ser classificados como dissipativos ou não dissipativos. Quando a energia armazenada no *snubber* é dissipada numa resistência este é classificado como dissipativo mas se a energia é transferida para a entrada ou para a saída do circuito de potência este é classificado como não dissipativo, ainda que possam existir algumas pequenas perdas.

Os circuitos *snubber* passivos são constituídos por resistências, condensadores, bobinas e díodos. Os circuitos *snubber* ativos incluem transístores, MOSFETs ou outros tipos de interruptores ativos. Estes apresentam usualmente uma maior complexidade comparativamente com os circuitos *snubber* passivos, o que poderá significar um aumento do número de componentes necessários para a sua implementação e possivelmente um aumento do tamanho. Dependendo das aplicações, cada tipo de *snubber* apresentar-se-á como o mais apropriado, tem como base as suas características [61][62].

Seguidamente são apresentados três circuitos *snubber* dissipativos que, apesar das muitas variações de *snubbers* existentes, são das variantes mais frequentemente utilizadas, o circuito *snubber* RC e duas configurações do circuito *snubber* RCD.

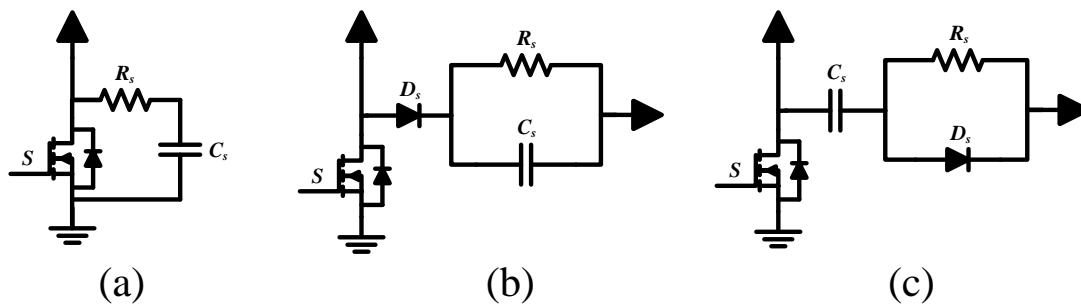


Figura 3.11 – Circuitos *Snubber*: (a) Circuito *Snubber* RC; (b) Circuito *Snubber* RCD com configuração *Voltage Clamp*; (c) Circuito *Snubber* RCD com configuração *Rate-of-rise Voltage*.

O *snubber* RC, como o próprio nome indica, é composto por uma resistência e um condensador e pode ser visto na Figura 3.11(a). É provavelmente o circuito *snubber* mais frequentemente utilizado. É normalmente usado para reduzir os picos de tensão que surge aos terminais dos semicondutores quando estes desligam e para amortecer a ressonância causada por elementos parasitas. Neste circuito, o condensador é responsável por armazenar energia, enquanto a resistência fornece um caminho para descarregar a energia armazenada pelo condensador. Assim a resistência apresenta-se como o elemento dissipador de energia, dissipando energia tanto quando o semicondutor está ligado, como quando está desligado. A escolha do valor do condensador e da resistência deve ser feita com muito cuidado, por forma a garantir que a performance global do circuito de potência, onde o *snubber* for introduzido, não sai prejudicada [61][62].

O circuito *snubber* RCD é constituído por uma resistência, um condensador e um diodo. Na Figura 3.11(b) e na Figura 3.11(c) são representadas duas configurações deste tipo de *snubber*, o circuito *snubber* RCD *Voltage Clamp* e o circuito *snubber* RCD *Rate-of-rise Voltage*, respetivamente. A configuração presente na Figura 3.11(b) pode ser utilizada para eliminar os picos de tensão que surgem aos terminais dos semicondutores durante as comutações. Tal como a configuração presente na Figura 3.11(b), a representada na Figura 3.11(c), pode também ser usada para limitar os picos de tensão. Contudo este tipo de *snubber* permite ainda reduzir as sobretensões nos semicondutores quando estes desligam, o que resulta numa diminuição das perdas por comutação nos mesmos [61][62].

CAPÍTULO 4

Simulações Computacionais do Sistema Proposto

4.1. Introdução

As ferramentas de simulação computacional representam uma enorme mais-valia no desenvolvimento e análise de circuitos ou sistemas eletrónicos. Graças ao nível de evolução e maturação deste tipo de ferramentas, estas colocam à disposição do utilizador um vasto leque de funcionalidades que permitem que este possa, de uma forma rápida, segura e sem custos acrescidos, validar ou otimizar o funcionamento teórico de um projeto em desenvolvimento. Na área da eletrónica de potência, na qual este trabalho se enquadra, as ferramentas de simulação computacional revelam especial importância, pois são usualmente utilizados valores de energia elevados nos sistemas implementados, o que acarreta um aumento da perigosidade durante a fase de testes desses mesmos sistemas, pondo em risco as pessoas e os equipamentos envolvidos.

Existem vários softwares que permitem a realização de simulações computacionais de circuitos eletrónicos, nomeadamente o *Multisim*, da empresa *National Instruments*, o *PSIM*, da empresa *Powersim*, e o *PSpice*, da empresa *Cadence Design Systems*. Para desenvolver e validar os sistemas propostos para a realização desta dissertação, foi utilizada a ferramenta de simulação computacional *PSIM*.

O *PSIM* é uma ferramenta robusta e de fácil utilização, sendo vocacionado para a área da eletrónica de potência. Este permite tanto a simulação do circuito de potência como do respetivo circuito de controlo, sendo esta feita através de blocos programáveis em linguagem *C*, que permitem a utilização de uma linguagem de programação e de uma codificação semelhantes aos usados nos microcontroladores. A utilização desta ferramenta, deveu-se ao facto do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho possuir licenças de utilização deste software e consequentemente disponibilizar a sua utilização aos alunos.

Na Figura 4.1 é apresentada a interface gráfica do software de simulação computacional *PSIM*, onde foram realizadas as simulações necessárias no âmbito desta dissertação.

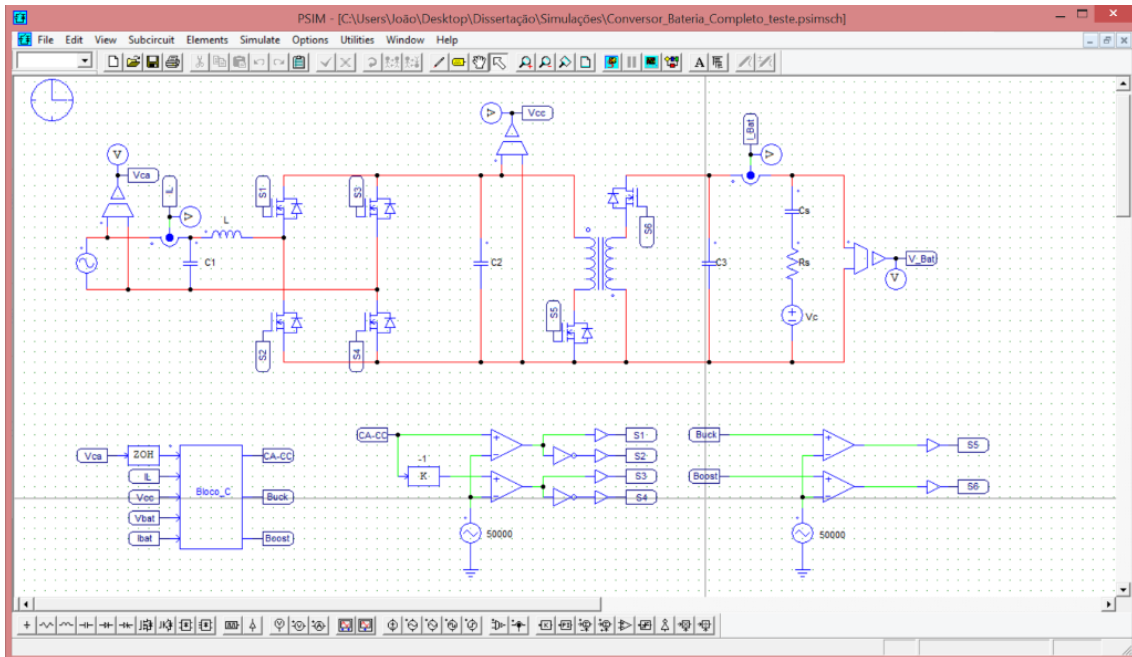


Figura 4.1 - Interface gráfica do software de simulação computacional *PSIM*.

Neste capítulo são apresentados os modelos do Circuito de Potência e do Sistema de Controlo desenvolvidos no âmbito desta dissertação. A junção destes modelos permite obter o modelo de simulação do carregador bidirecional para baterias de lítio de bicicletas elétricas, tornando possível a simulação tanto da fase de carregamento das baterias como da fase de devolução de energia à rede.

4.2. Circuito de Potência

Na Figura 4.2 é apresentado o modelo de simulação do Circuito de Potência proposto, implementado no *PSIM*. Este modelo é composto por dois conversores, um conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional e um conversor CC-CC *flyback* bidirecional, e uma bateria.

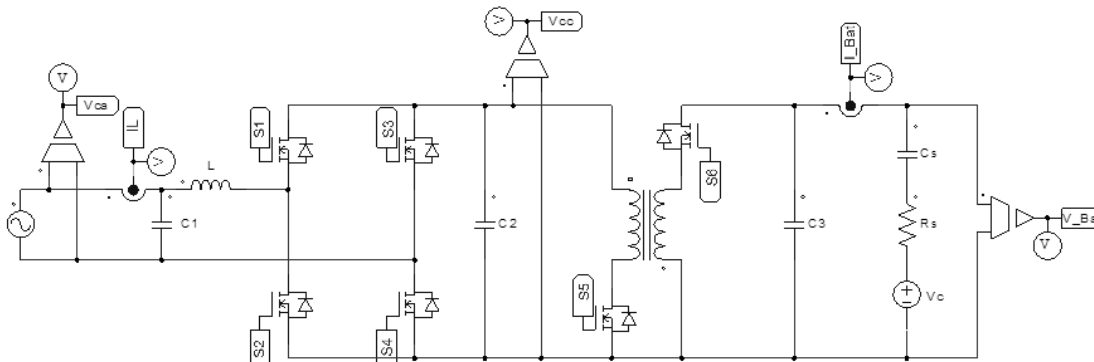


Figura 4.2 - Modelo de simulação do Circuito de Potência implementado no *PSIM*.

Os dois conversores que compõem o modelo apresentado na Figura 4.2 podem ser utilizados em sistemas onde o fluxo de energia é bidirecional. Tal parâmetro permite

que ambos os conversores possam operar durante as duas fases de funcionamento do sistema, isto é, durante a fase de carregamento da bateria e durante a fase em que a bateria da bicicleta elétrica devolve energia à rede.

Os semicondutores de potência escolhidos para ambos os conversores do modelo de simulação presente na Figura 4.2 foram MOSFETs com o respetivo díodo antiparalelo, pois o sistema em desenvolvimento é de baixa potência (potência máxima de 200 W) e também porque se pretende uma frequência de comutação dos semicondutores de potência elevada, mais concretamente uma frequência de comutação de 50 kHz. Nas simulações efetuadas foi estabelecido que o barramento CC se encontrava à partida pré-carregado com 400 V.

4.3. Sistema de Controlo

O modelo de simulação do Sistema de Controlo é apresentado na Figura 4.3 e na Figura 4.4. O controlo é realizado com recurso a um bloco C, onde se encontram implementados os algoritmos de controlo que regem o correto funcionamento dos conversores do circuito de potência (Figura 4.3). Este bloco permite a implementação do código necessário em linguagem C, o que possibilita que o controlo se aproxime ao máximo do que irá acontecer na realidade, e assim sendo, os parâmetros usados neste serão o mais próximo possível com a realidade.

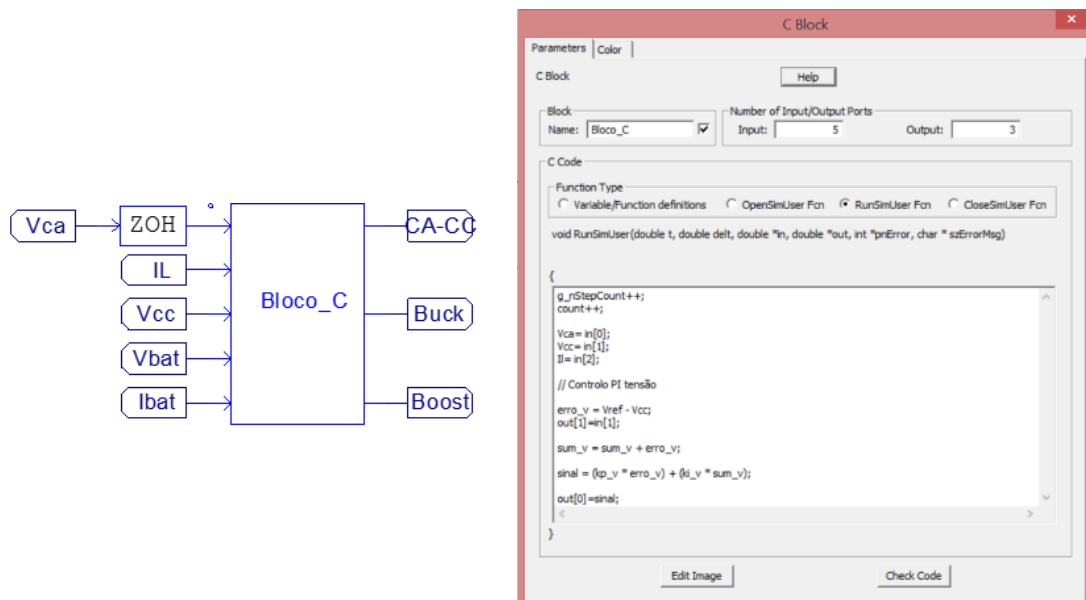


Figura 4.3 - Implementação do sistema de controlo num bloco C no PSIM.

O bloco de controlo recebe os valores provenientes dos sensores de tensão e de corrente. Estes são obtidos com uma frequência de amostragem definida pelo bloco ZOH (*Zero Order Holder* - Retentor de ordem zero) também disponível no PSIM. Com

base nesses valores e através dos algoritmos de controlo implementados no bloco C, são apresentados na sua saída sinais de referência para os conversores. Esses sinais de referência serão depois comparados com sinais triangulares, resultando dessa comparação os sinais PWM que irão acionar os MOSFETs dos conversores do circuito de potência. Os sinais PWM terão a mesma frequência da onda triangular e um *duty-cycle* definido pelo sinal de referência.

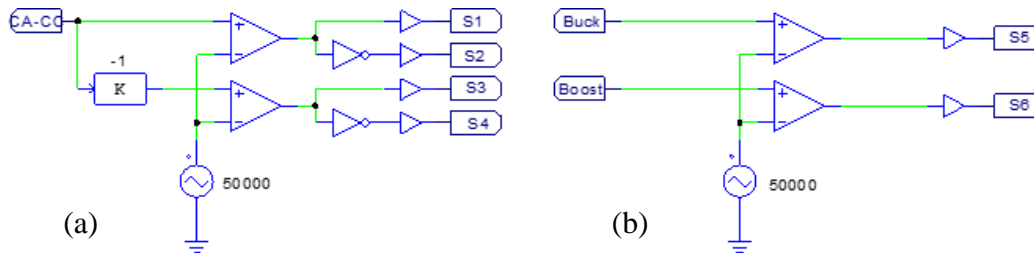


Figura 4.4 - Circuitos utilizados para gerar os vários sinais de PWM: (a) Conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional; (b) Conversor CC-CC *flyback* bidirecional.

Na Figura 4.4(a) e na Figura 4.4(b) podem-se ver respetivamente os circuitos responsáveis por gerar os sinais PWM para os diversos semicondutores de potência controlados do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional e do conversor CC-CC *flyback* bidirecional. Para o conversor CA-CC bidirecional (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) foi utilizada a técnica de modulação SPWM unipolar. No caso do conversor CC-CC *flyback* bidirecional (S_5 e S_6), existem dois sinais de controlo, um para cada MOSFET, devendo apenas funcionar um de cada vez. Quando se pretende carregar a bateria (modo *buck*), aplica-se o PWM a S_5 e mantém-se S_6 desligado. Quando se pretende descarregar a bateria (modo *boost*), aplica-se o PWM a S_6 enquanto se mantém S_5 desligado. Para ambos os conversores foi utilizada uma frequência de comutação de 50 kHz.

4.4. Modelo Elétrico da Bateria

Para realizar as simulações necessárias no âmbito desta dissertação, foi necessário implementar um modelo equivalente de uma bateria de lítio, por forma a lidar com o facto de a versão do *PSIM* utilizada não apresentar na sua biblioteca nenhum modelo de uma bateria.

Assim sendo a solução para este problema passou por implementar uma variação do modelo simples, já abordado no capítulo 2, o qual consiste na adição de um condensador em série. Esta pequena modificação permite modelar a variação de tensão aos terminais da bateria, ainda que com pouca exatidão. Desta forma, o modelo é

constituído por uma fonte ideal de tensão com uma tensão de circuito aberto V_{OC} , que modela a tensão mínima atingida pela bateria (neste caso a tensão é de 33 V), uma resistência equivalente em serie R_S , que representa a resistência interna da bateria, e por um condensador em serie C_S , que representa a variação de tensão aos terminais da bateria. Este modelo encontra-se representado na Figura 4.5, sendo que na Figura 4.5(a) está presente o modelo utilizado para simular a bateria de lítio, que consiste numa variação do modelo simples de uma bateria de lítio, e na Figura 4.5(b) é apresentado esse mesmo modelo no *PSIM*.

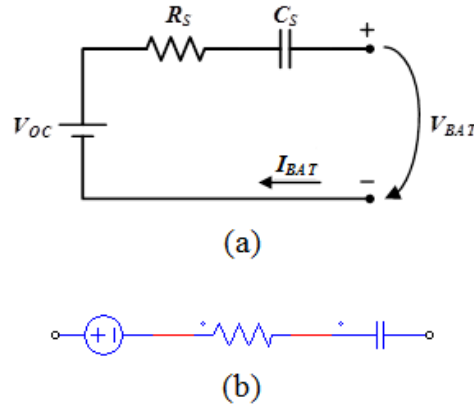


Figura 4.5. – (a) Variação do modelo simples de uma bateria de lítio; (b) Variação do modelo simples de uma bateria de lítio, representado no *PSIM*.

A capacidade do condensador presente no modelo de simulação deverá representar a capacidade real da bateria. Assim sendo, com base no cálculo presente na equação (4.1), obteve-se um valor para o condensador de 4000 F. Os parâmetros utilizados no dimensionamento do condensador, tiveram por base a bateria que será utilizada na fase de implementação do sistema, que possui uma capacidade de 10 Ah e uma variação de tensão, representativa da variação do estado de carga da bateria entre o SOC de 100% e 0%, com valores de tensão máxima e mínima respetivamente de 42 V e 33 V.

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{10 \times 3600}{42 - 33} = 4000 \text{ F} \quad (4.1)$$

O valor calculado para representar a capacidade da bateria era muito elevado, o que iria tornar as simulações muito demoradas. Para agilizar as simulações, necessárias para o teste e validação do sistema a desenvolver, foi aplicado ao valor de capacidade um fator divisivo de 10000, ou seja, o valor de capacidade obtido foi dividido por 10000, estando o resultado presente na equação (4.2).

$$C = \frac{4000}{10000} = 0,4 \text{ F} \quad (4.2)$$

4.5. Simulação do Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional

Na Figura 4.6(a) é possível observar o modelo de simulação do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional implementado no *PSIM*, e na Figura 4.6(b) é possível visualizar o seu respetivo esquema elétrico. O conversor é constituído por quatro MOSFETs, por uma bobina de acoplamento à rede de 1 mH, por um condensador de 1 μ F, que em conjunto com a bobina formam um filtro LC passa-baixo, e um condensador de 680 μ F referente ao barramento CC.

O controlo implementado neste conversor deve garantir que os semicondutores de potência do mesmo braço estejam sempre em estados complementares, ou seja se S_1 estiver ligado S_2 deverá estar desligado e vice-versa (aplica-se o mesmo a S_3 e S_4), com o intuito de evitar o curto-circuito do barramento CC. O conversor CA-CC foi dimensionado para uma potência de 200 W, uma tensão no barramento CC (V_{CC}) de 400 V com um *ripple* de 5 V e pretende-se que a corrente de entrada que passa na bobina (i_L) seja sinusoidal.

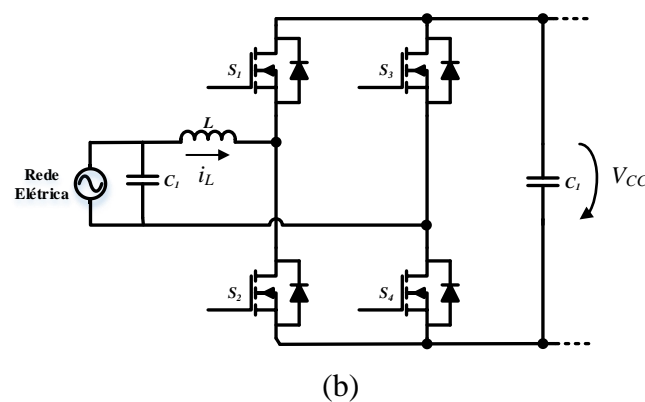
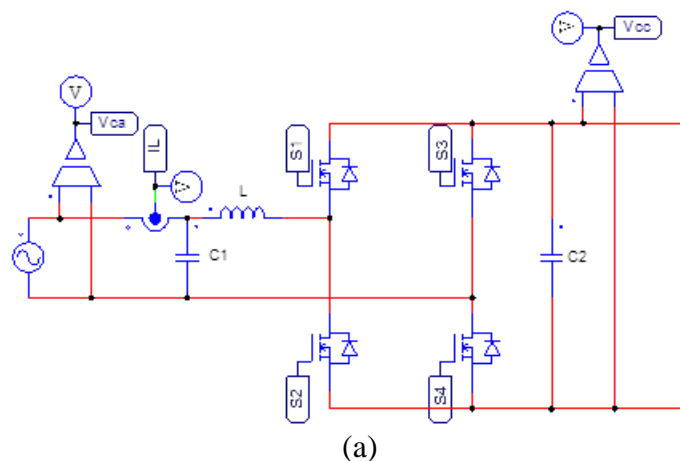


Figura 4.6 - Conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional: (a) Modelo de simulação; (b) Esquema elétrico.

A simulação do conversor CA-CC monofásico bidirecional foi dividida em duas partes. Inicialmente é apresentado o comportamento do sistema a funcionar em modo retificador, e de seguida é apresentado o comportamento do sistema a funcionar em modo inversor.

4.5.1. Conversor CA-CC em Modo Retificador

Na Figura 4.6(a) apresenta-se o circuito do conversor CA-CC implementado no *PSIM*. O conversor CA-CC foi dimensionado para uma potência de 200 W e pretende-se que a corrente de entrada que passa na bobina (i_L) seja sinusoidal, e que a tensão no barramento CC (V_{CC}) seja de 400 V com um *ripple* de 5 V. O conversor CA-CC em modo retificador é responsável por regular a tensão de saída, de modo a que a tensão no barramento CC seja igual à referência. Dessa forma, para a simulação deste modo de operação, foi implementado um algoritmo de controlo PI para controlar a tensão no barramento CC, estabelecendo uma tensão de referência para o barramento de 400 V.

Na Figura 4.7 apresentam-se as formas de onda em regime permanente da tensão na rede (v_{rede}) e da corrente de entrada do conversor CA-CC (i_L), durante o carregamento da bateria.

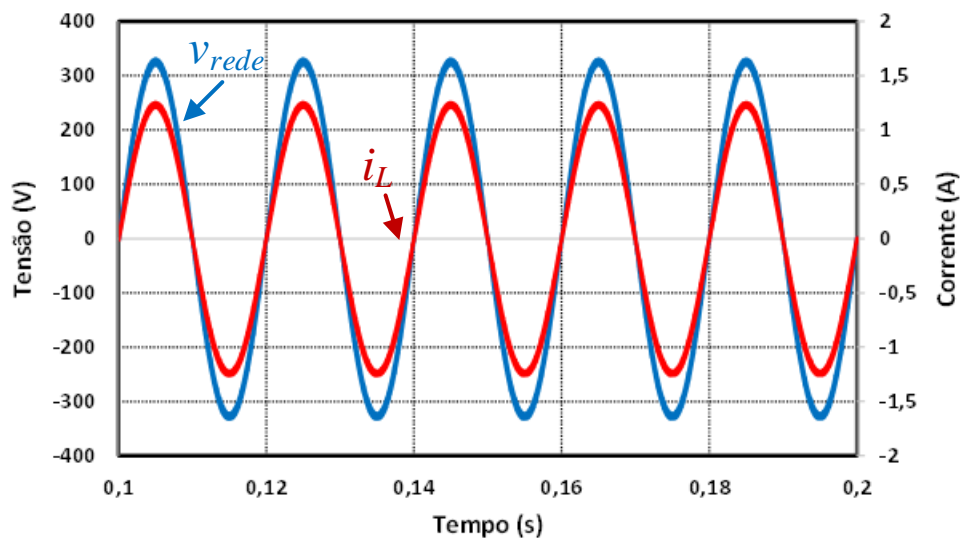


Figura 4.7 - Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante a fase de carregamento da bateria.

Na Figura 4.8 é apresentada a forma de onda da tensão no barramento CC (V_{CC}) durante a etapa de carregamento da bateria. Quando a simulação é iniciada, o barramento CC encontra-se pré-carregado com 400 V. Observa-se que a tensão do barramento CC em regime permanente se mantém estável em torno dos 400 V desejados e com um *ripple* de pico-a-pico inferior a 5 V.

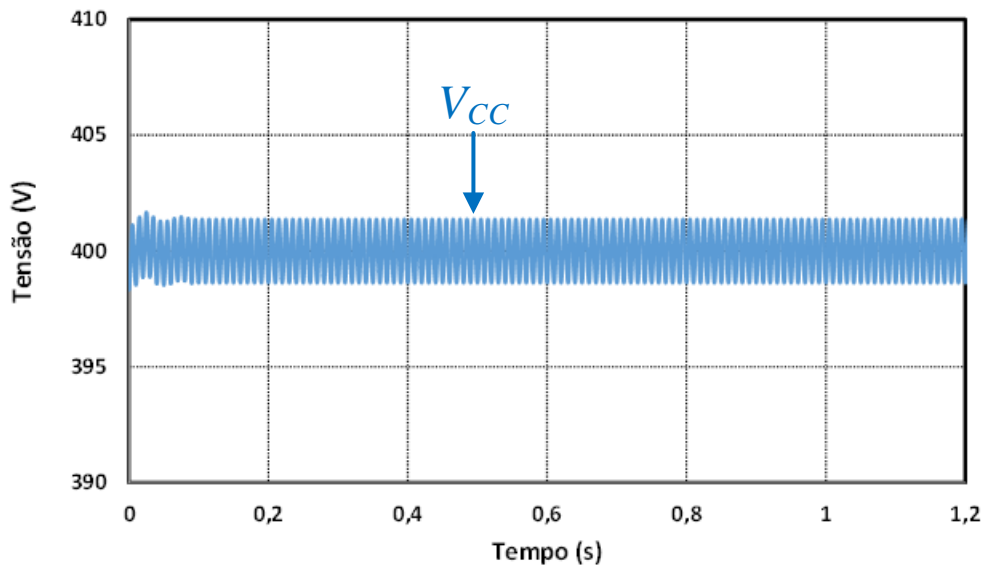


Figura 4.8 - Tensão no barramento CC durante a fase de carregamento da bateria.

4.5.2. Conversor CA-CC em Modo Inversor

O conversor CA-CC em modo inversor é responsável por devolver a energia armazenada na bateria da bicicleta elétrica à rede elétrica. Na entrada do conversor encontra-se o barramento CC (V_{CC}) com 400 V. Quando o conversor CA-CC se encontra a operar em modo inversor, durante a etapa de descarregamento da bateria da bicicleta elétrica, o barramento CC é regulado em torno da sua referência pelo controlador do conversor CC-CC *flyback* bidirecional.

Neste conversor, foi implementado o controlo SPWM unipolar. Com recurso a um bloco C é gerado um sinal sinusoidal, e através da aplicação de um bloco K de valor -1 permitir-se-á a obtenção de dois sinais moduladores desfasados entre si 180°. Esta abordagem foi escolhida para tornar a simulação mais próxima com o que acontece na realidade, pois, na prática, o microcontrolador utiliza uma senoide para gerar os dois sinais moduladores sinusoidais, v_m e $-v_m$.

Para a simulação do conversor CA-CC em modo inversor foi adicionada uma carga resistiva de 264 Ω na saída do conversor, para se obter uma potência de 200 W no conversor. Para a obtenção de uma forma de onda sinusoidal à saída do conversor CA-CC foi adicionado um filtro LC passa-baixo na sua saída. O dimensionamento do filtro foi efetuado através das equações (4.3) e (4.4).

$$\omega_o = 2\pi \frac{f_{comutação}}{10} \quad (4.3)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

Tendo em conta as equações anteriores e considerando uma indutância com valor de 1 mH, obteve-se um valor de 1 μ F para a capacidade do condensador.

Na Figura 4.7 apresentam-se as formas de onda da tensão na rede elétrica (v_{rede}) e da corrente de entrada do conversor CA-CC (i_L), durante o fornecimento de energia da bateria à rede elétrica.

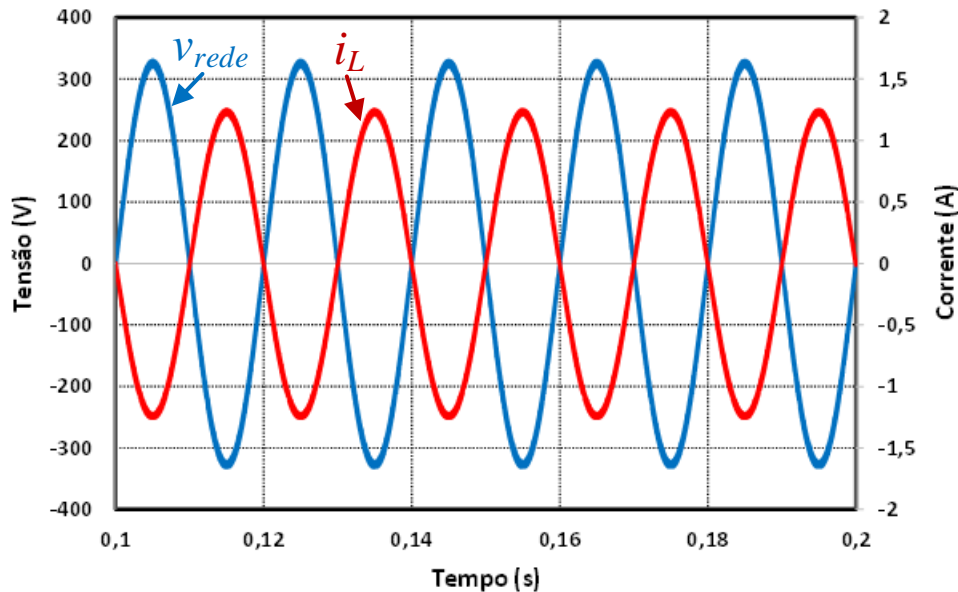


Figura 4.9 - Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante a fase de descarga da bateria.

4.6. Simulação do Conversor CC-CC *Flyback* Bidirecional

Na Figura 4.10(a) é possível observar o modelo de simulação do conversor CC-CC *flyback* bidirecional implementado no *PSIM* e na Figura 4.10(b) é possível visualizar o seu respetivo esquema elétrico. O conversor é constituído por dois MOSFETs e os respetivos díodos em antiparalelo, por um transformador de alta frequência, por dois condensadores e uma bateria. No lado da bateria, que é representada pelo modelo elétrico de uma bateria de lítio anteriormente apresentado, encontra-se um condensador de 230 μ F e no lado oposto do conversor encontra-se um condensador de 680 μ F referente ao barramento CC.

O conversor CC-CC foi projetado para uma potência máxima de 200 W, tendo em consideração que a tensão no barramento CC (V_{CC}) é 400 V e a tensão nominal da bateria é de 36 V.

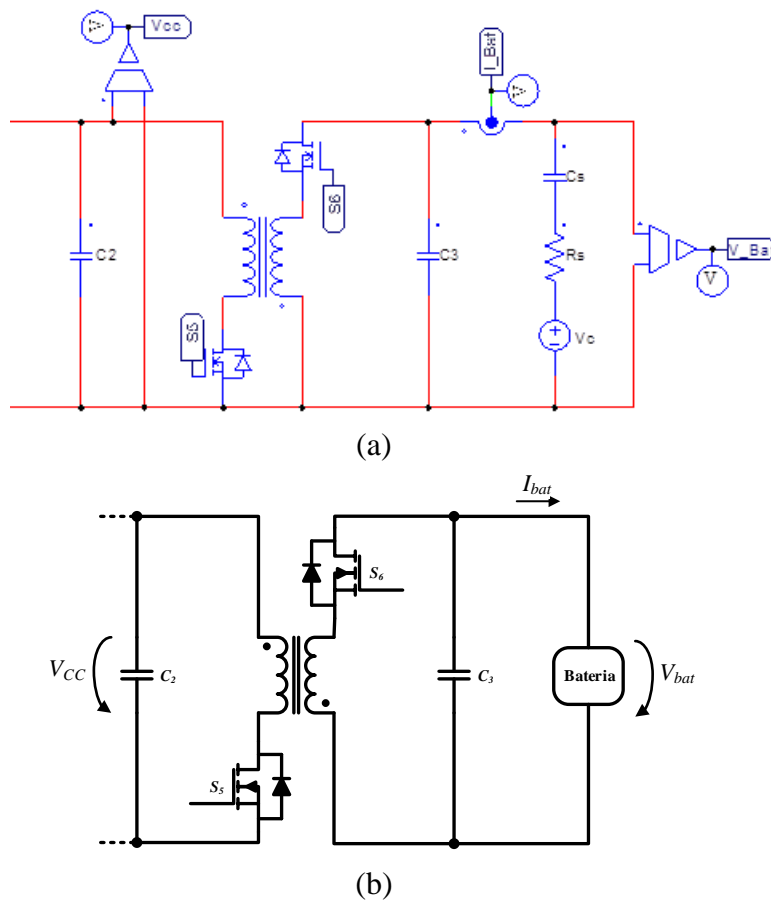


Figura 4.10 – Conversor CC-CC *flyback* bidirecional: (a) Modelo de simulação; (b) Esquema elétrico.

A simulação do conversor CC-CC *flyback* bidirecional foi dividida em duas partes. Tal como já foi referido anteriormente, este conversor é responsável por efetuar o carregamento da bateria da bicicleta elétrica (G2V), assim como também é responsável por devolver energia armazenada na bateria à rede elétrica (V2G). Assim sendo, estes dois modos de funcionamento do conversor foram simulados separadamente, por forma a validar o correto funcionamento de ambos.

Para que os resultados obtidos se aproximassem o mais possível com a realidade, foram utilizados os parâmetros reais do transformador *flyback* que mais tarde viria a ser utilizado na implementação do sistema simulado. Estes parâmetros estão descritos no capítulo 5.3.3. Tal foi possível porque o *PSIM* possui modelos de transformadores nos quais o utilizador pode alterar algumas das suas características. Na Figura 4.11 é apresentado o modelo de simulação do transformador utilizado e os seus parâmetros.

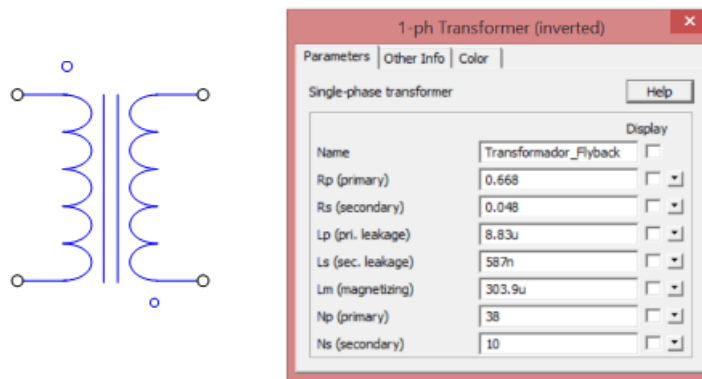


Figura 4.11 - Modelo de simulação do Transformador *Flyback* utilizado no *PSIM*.

Na simulação do conversor CC-CC *flyback* bidirecional foi ainda utilizado o modelo equivalente da bateria lítio existente no laboratório do GEPE, bateria esta que mais tarde seria utilizada na fase de implementação do sistema desenvolvido. Este modelo equivalente da bateria de lítio foi já abordado anteriormente neste capítulo.

4.6.1. Carregamento da Bateria

Existem inúmeros algoritmos que podem ser implementados para efetuar o carregamento de baterias de veículos elétricos, diferindo entre eles na sua eficiência no carregamento. Contudo os métodos de carregamento adotados têm de ir de encontro com a tecnologia específica das baterias em utilização, por forma a garantir a sua integridade e longevidade. Assim sendo, e tendo em conta que nesta dissertação foi utilizada uma bateria de lítio, foi adotado um método de carregamento de corrente constante seguido de tensão constante. Com este método o carregamento das baterias é feito em duas etapas distintas. Numa primeira etapa, as baterias são carregadas com um valor de corrente constante até que o valor de tensão aos seus terminais atinja um valor de referência previamente definido. Finda a primeira etapa inicia-se a segunda na qual é aplicada uma tensão constante aos terminais bateria, o que vai originar uma diminuição gradual da corrente de carregamento, sendo que esta etapa termina quando o valor dessa corrente for praticamente nulo. Neste ponto as baterias encontram-se totalmente carregadas.

Para controlar estes dois estágios do carregamento da bateria foram utilizados dois controladores PI. Na Figura 4.13 e na Figura 4.12 são apresentadas as formas de onda da tensão na bateria e da corrente na bateria respetivamente. Tal como já foi referido, inicialmente é aplicada uma corrente constante de 3 A durante o estágio de corrente constante, perdurando até que a tensão atinja os 42 V aos terminais da bateria. Finda a etapa anterior, segue-se o estágio de tensão constante, onde é aplicada uma

tensão constante de 42 V à bateria. Durante esta etapa a corrente vai diminuindo gradualmente ao longo do tempo, terminando o carregamento da bateria quando a corrente atingir os 0,02 A.

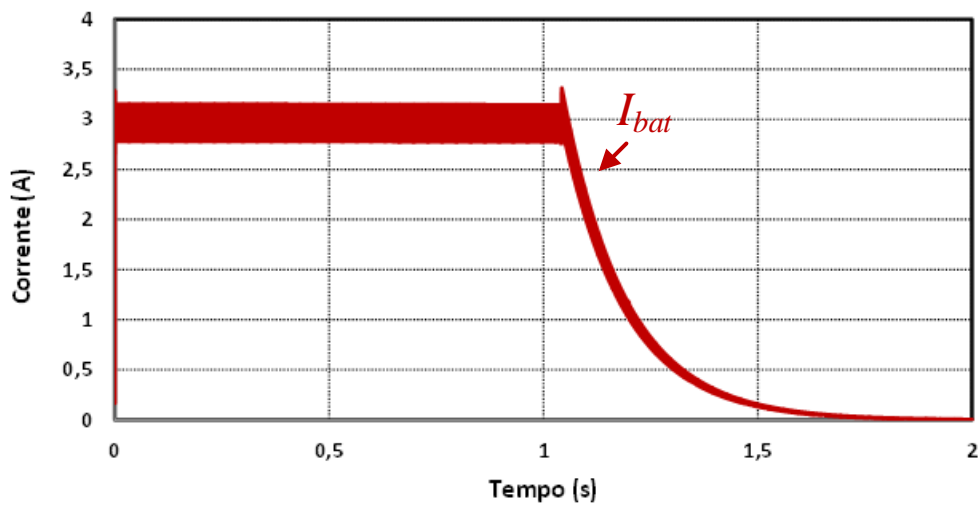


Figura 4.12 - Corrente na bateria durante o carregamento da mesma.

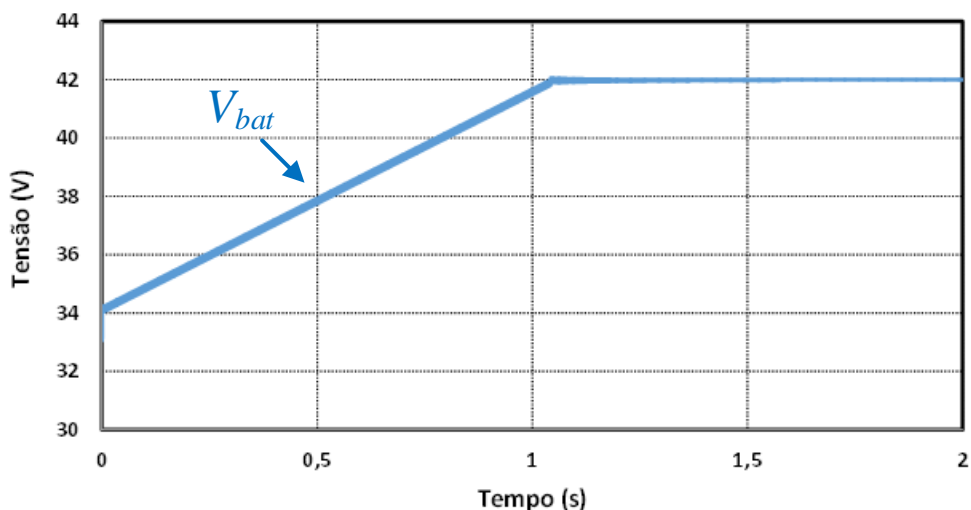


Figura 4.13 - Tensão na bateria durante o carregamento da mesma.

4.6.2. Descarregamento da Bateria

Durante o descarregamento das baterias (V2G), o conversor CC-CC *flyback* bidirecional tem como função regular a tenção do barramento CC, pois neste caso a bateria é a fonte de energia. Assim sendo o conversor tem de elevar a tensão proveniente da bateria, que se situa entre os 33 V e os 42 V, para uma tensão de 400 V, existente no barramento CC e necessária para permitir que o conversor CA-CC sintetize uma tensão com valores nominais semelhantes aos da rede elétrica. Para regular a tensão do barramento CC em torno dos 400 V foi implementado um controlador PI. Relativamente às baterias, não foi implementado qualquer algoritmo de descarga. Contudo, foram estabelecidos limites para a corrente máxima, e para a tensão máxima e

mínima que se podem observar aos terminais da bateria, de forma a não a danificar. Tendo tais factos em consideração, foi estabelecido que o descarregamento da bateria termina quando aos seus terminais existir uma tensão de 33 V.

Na Figura 4.14 e na Figura 4.15 pode-se observar a evolução ao longo do tempo da tensão e da corrente na bateria respetivamente, durante a fase de fornecimento de energia da bateria para a rede elétrica. Nesta simulação foi projetado o funcionamento do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas, no modo de descarregamento, com a sua potência máxima (200 W)

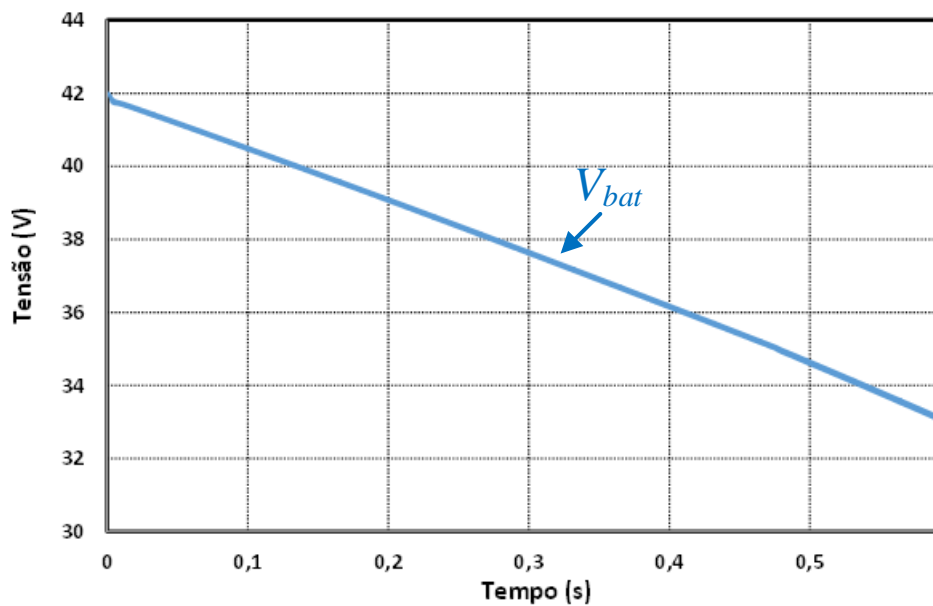


Figura 4.14 - Tensão na bateria durante a descarga da mesma.

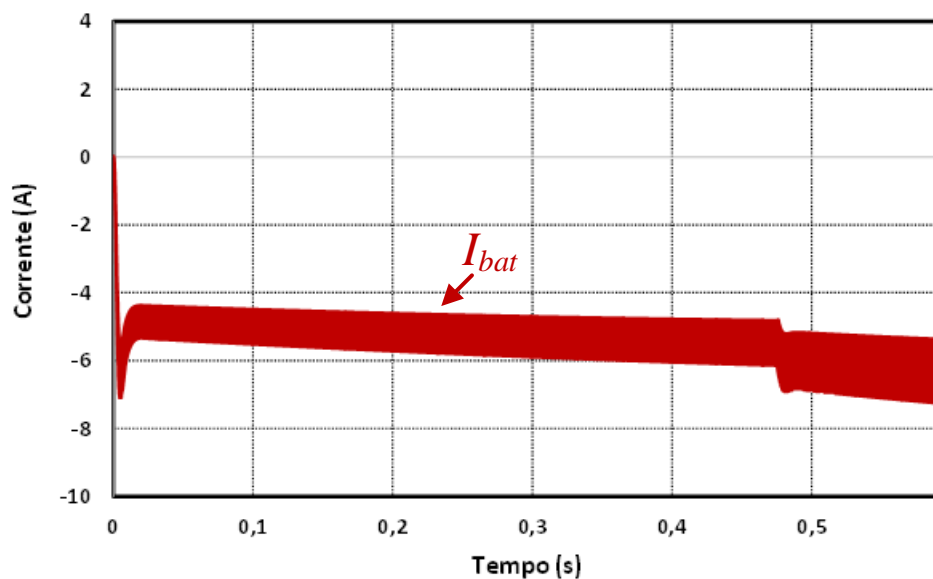


Figura 4.15 - Corrente na bateria durante a descarga da mesma.

Na Figura 4.14 é visível que a tensão na bateria decresce até atingir a tensão mínima admissível para o seu funcionamento. Contudo, é de realçar que, apesar da

tensão máxima da bateria ser 42 V, é perceptível na figura que este valor é ligeiramente inferior devido à queda de tensão provocada pela resistência interna da bateria.

Relativamente à corrente fornecida pela bateria (Figura 4.15), pode-se constatar que esta aumenta ligeiramente de forma a compensar a menor tensão existente aos terminais da bateria. Tal facto acontece para que a tensão no barramento CC em regime permanente se mantenha constante.

Na Figura 4.16 é possível observar a tensão no barramento CC regulada pelo conversor CC-CC *flyback* bidirecional, durante a etapa de descarregamento da bateria. Como se pode constatar, através da malha de controlo implementada, consegue-se uma correta regulação da tensão do barramento CC, sendo visível que esta se mantém estável em torno dos 400 V.

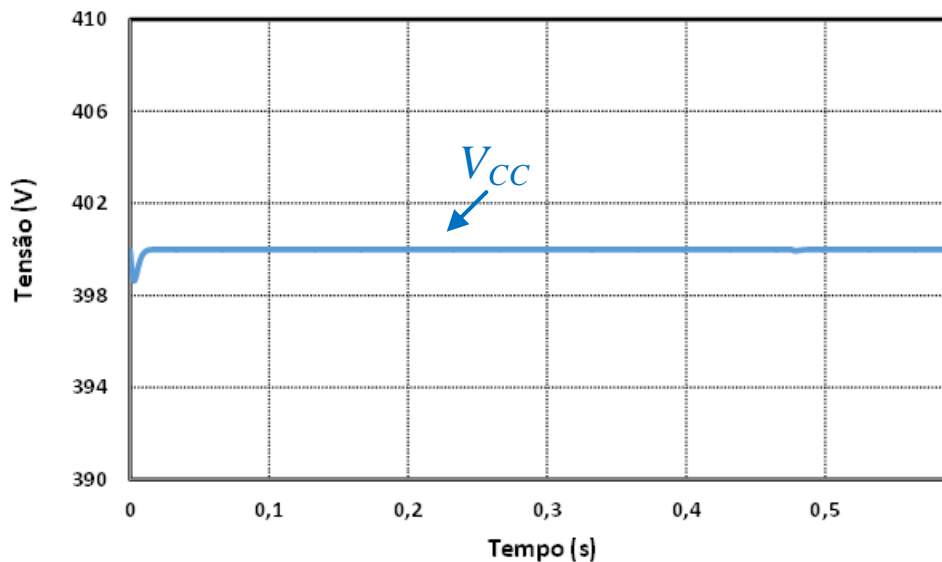


Figura 4.16 - Tensão no barramento CC durante a fase de descarga da bateria.

Na Figura 4.17 e na Figura 4.18 pode-se observar a evolução ao longo do tempo da tensão e da corrente na bateria respetivamente, durante o descarregamento da bateria quando o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas se encontra a funcionar com uma potência de 120 W.

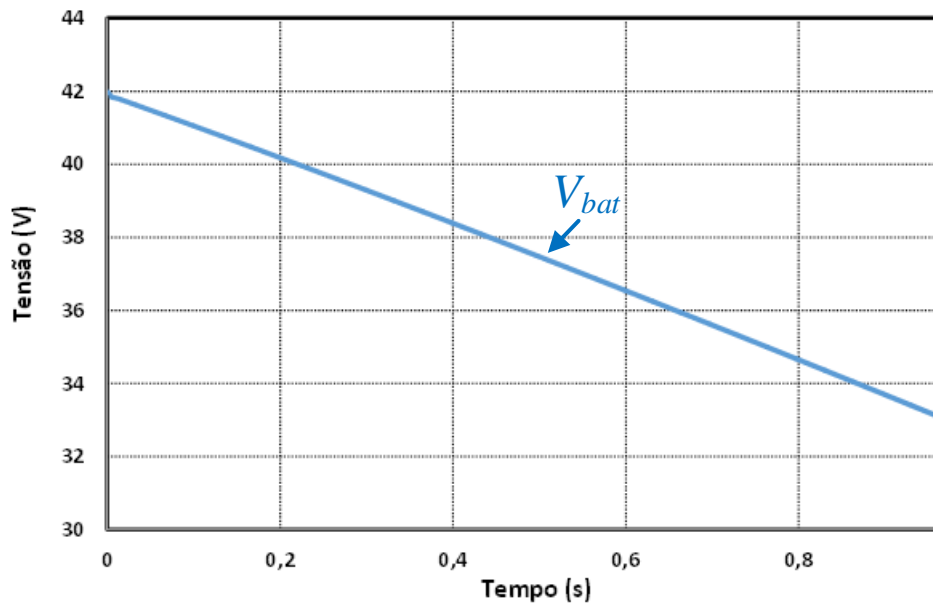


Figura 4.17 - Tensão na bateria durante a descarga da mesma (120 W).

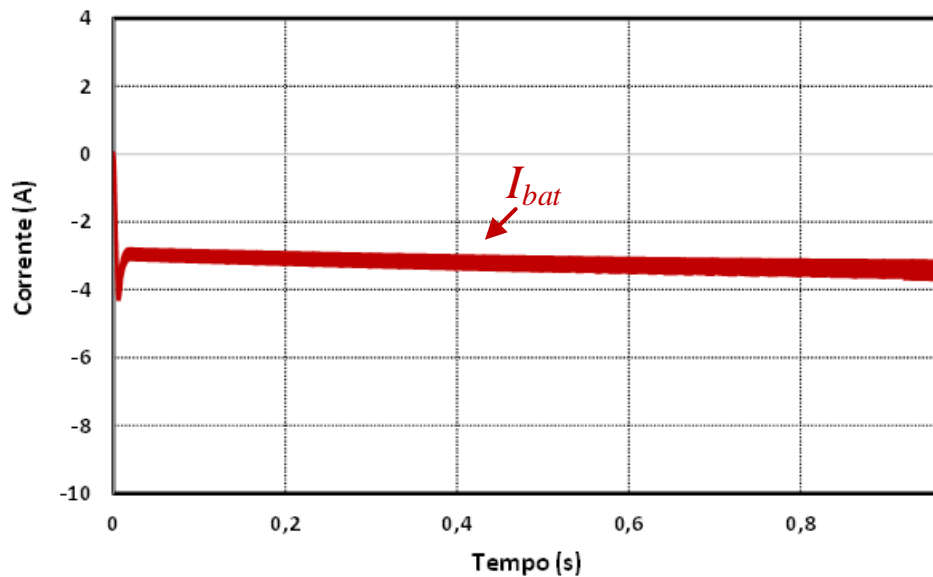


Figura 4.18 - Corrente na bateria durante a descarga da mesma (120 W).

Comparativamente com a simulação anterior observa-se um desempenho similar, diferindo apenas no valor da corrente fornecida pela bateria que passa a ser inferior.

Na Figura 4.19 é possível observar a tensão no barramento CC regulada pelo conversor CC-CC *flyback* bidirecional, sendo visível que esta se mantém estável em torno dos 400 V.

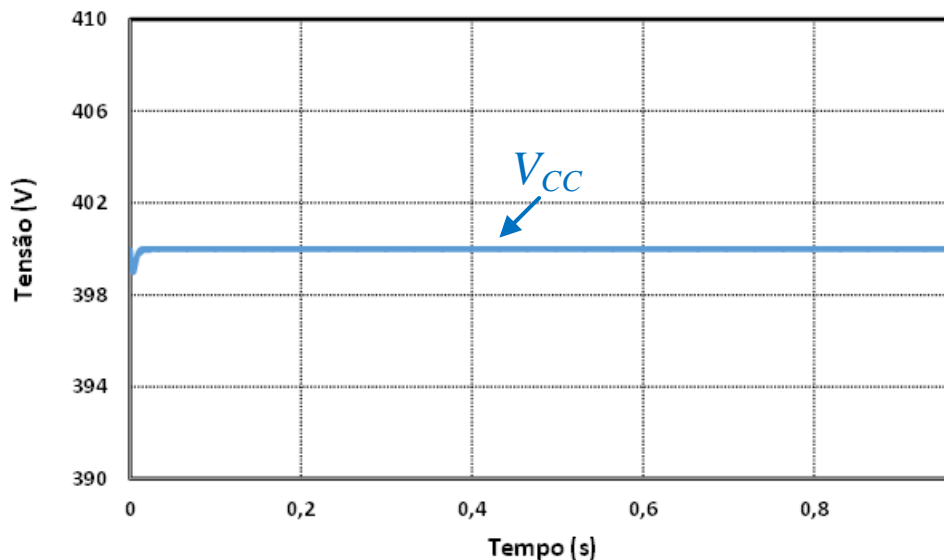


Figura 4.19 - Tensão no barramento CC durante a fase de descarga da bateria (120 W).

4.7. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a topologia escolhida para o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas, assim como o seu princípio de funcionamento. Dessa forma, foram apresentados e analisados ao longo do capítulo os resultados das simulações computacionais realizadas aos circuitos constituintes do sistema, nomeadamente, o conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional e o conversor CC-CC *flyback* bidirecional, nos modos de funcionamento G2V e V2G.

Com base nos resultados obtidos nas simulações efetuadas, pode-se constatar que todo o sistema, incluindo os algoritmos de controlo implementados, funcionam de acordo com o espectável. Assim sendo, ficou comprovado que o sistema desenvolvido permite uma troca bidirecional de energia entre a bateria da bicicleta elétrica e a rede elétrica.

As simulações dos diferentes modos de operação dos conversores permitiram compreender melhor o comportamento do sistema, de forma a melhorar tanto a sua resposta como também o dimensionamento dos componentes que o constituem. Estas simulações tiveram em última análise o objetivo de validar a topologia apresentada, assim como os respetivos algoritmos de controlo.

CAPÍTULO 5

Implementação do Sistema de Controlo e do Hardware de Potência

5.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do sistema de controlo e do hardware de potência utilizado na implementação do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas proposto nesta dissertação e validado no capítulo anterior por meio de simulações computacionais. Este carregador permite tanto o carregamento das baterias da bicicleta elétrica, como a devolução de energia das mesmas para a rede elétrica. Na Figura 5.1 está representado de forma simplificada um diagrama de blocos do carregador desenvolvido.

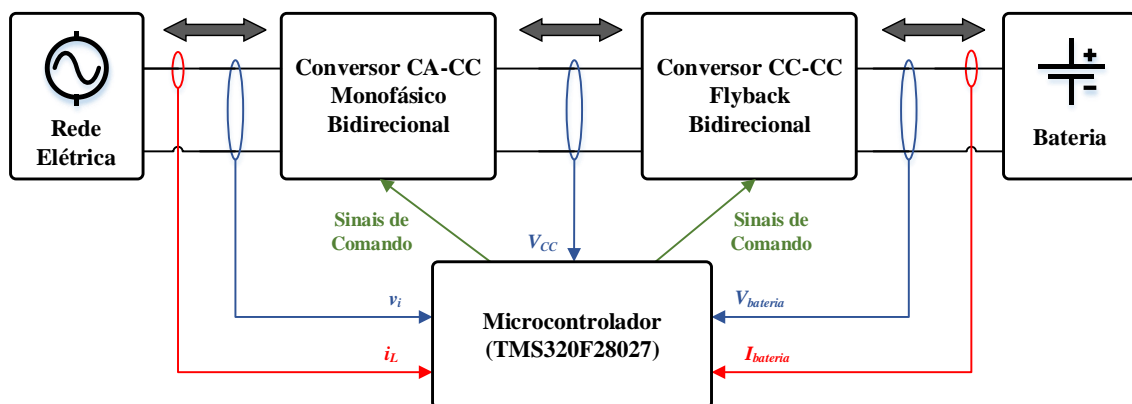


Figura 5.1 – Diagrama representativo do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas desenvolvido.

5.2. Sistema de Controlo

O sistema de controlo é responsável por garantir o correto funcionamento dos diferentes conversores que compõem o hardware de potência. Assim sendo, deverá assegurar a aquisição e condicionamento dos sinais provenientes dos sensores de tensão e corrente, que são utilizados para monitorizar as variáveis necessárias para o correto funcionamento do sistema de controlo. O circuito de comando dos semicondutores de potência faz também parte do sistema de controlo. Na Figura 5.2 está representado de forma simplificada um diagrama de blocos do sistema de controlo.

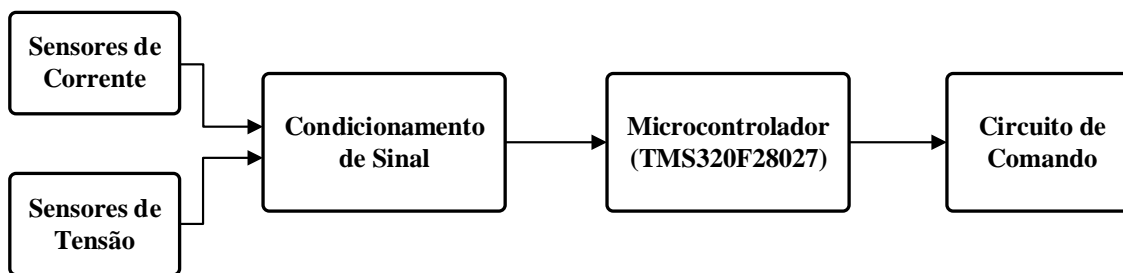


Figura 5.2 - Sistema de controlo proposto para o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.

5.2.1. Microcontrolador

A implementação do sistema de controlo abordado nesta dissertação foi feita com recurso a um microcontrolador *TMS320F28027*, fabricado pela *Texas Instruments*. Este microcontrolador foi adquirido em conjunto com a respetiva placa de adaptação, sendo o conjunto denominado por *C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit*. Esta placa de desenvolvimento pode ser vista na Figura 5.3.

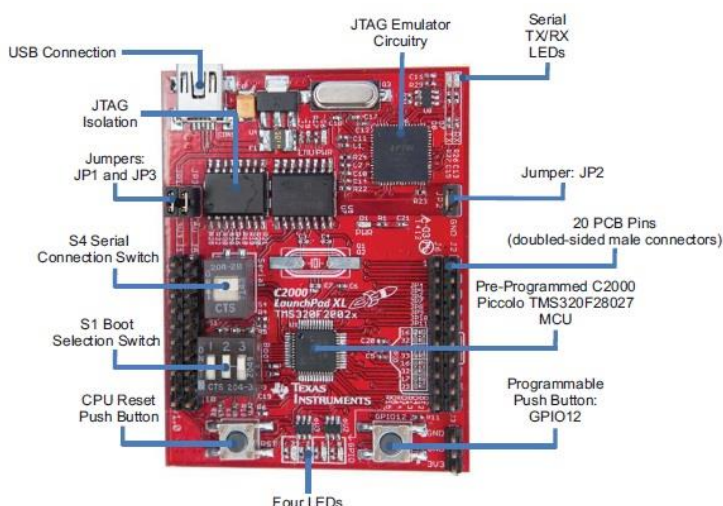


Figura 5.3 - *C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit* da *Texas Instruments* [63].

Esta placa de desenvolvimento foi a escolhida, pois adequava-se às necessidades do projeto desenvolvido, tanto em termos de velocidade de processamento, como em número de canais necessários, apresentando ainda como aspeto positivo o seu baixo custo, tornando-a numa solução bastante funcional e atrativa. Esta placa é baseada em torno do microcontrolador *TMS320F28027* da *Texas Instruments*, e apresenta como características uma CPU de 32 bits com frequência de relógio de 60 MHz, memória *flash* de 32 KB *On-Chip*, memória *RAM* de 6 KB *On-Chip*, oito canais PWM, dos quais quatro podem ser usados como canais PWM de alta resolução, treze canais ADC, três *timers* de 32 bits, *watchdog timer*, permite comunicação série, três interrupções externas, entre outras [64].

Na Figura 5.4 é apresentado o diagrama de blocos do microcontrolador *TMS320F28027* da *Texas Instruments*, onde se podem observar os periféricos que este possui nativamente, assim como a sua organização funcional.

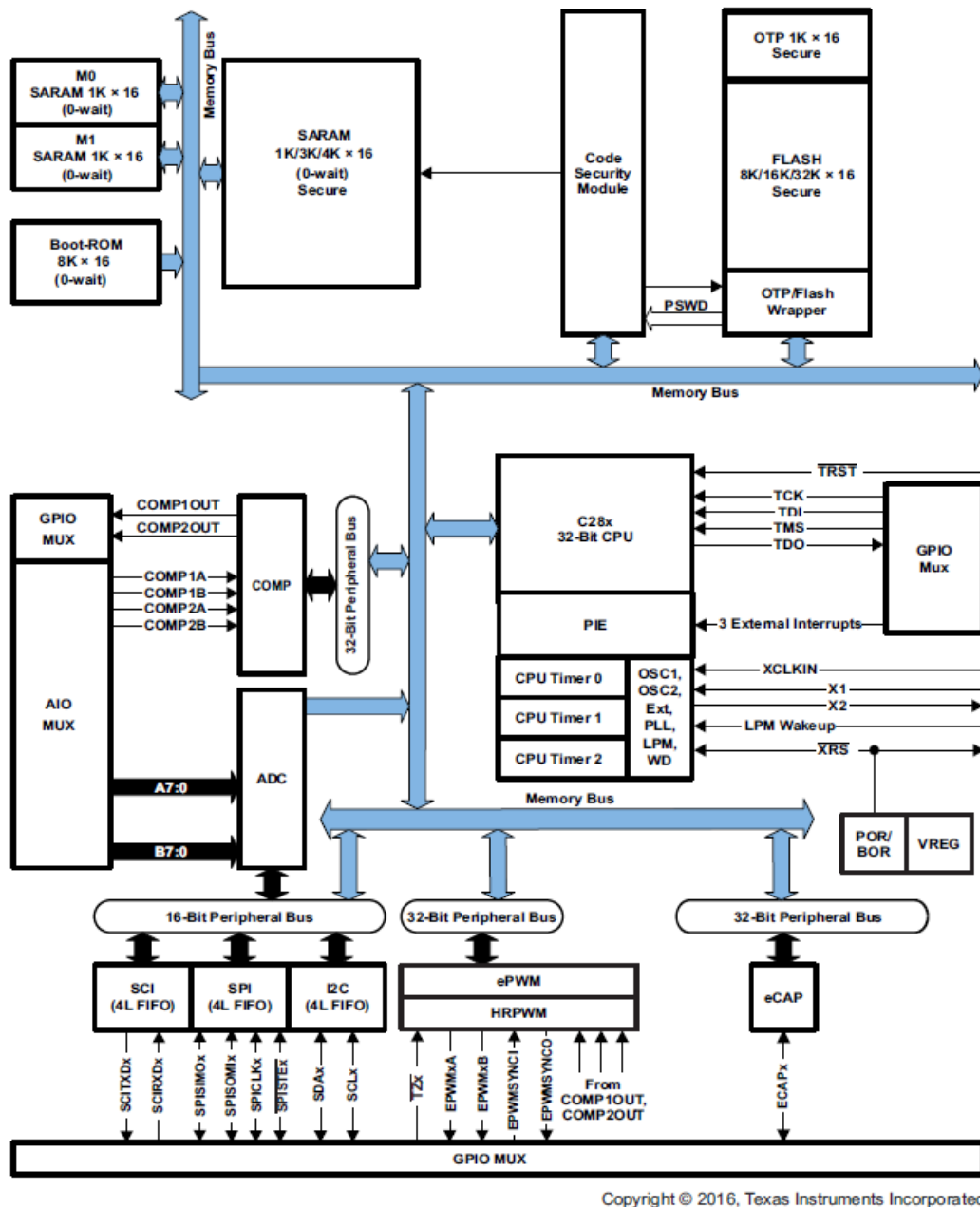


Figura 5.4 - Diagrama de blocos funcional do microcontrolador *TMS320F28027* da *Texas Instruments* [64].

Para programar o microcontrolador *TMS320F28027* foi utilizado o IDE (*Integrated Development Environment*) *Code Composer Studio (CCS)* v6.2, disponibilizado pela *Texas Instruments*. Este ambiente de programação permite o desenvolvimento de código em linguagem C, e vem ainda munido com diversas bibliotecas com funções específicas para o microcontrolador utilizado. Na Figura 5.5

pode-se observar uma imagem do ambiente de desenvolvimento integrado *CCS* v6.2 utilizado.

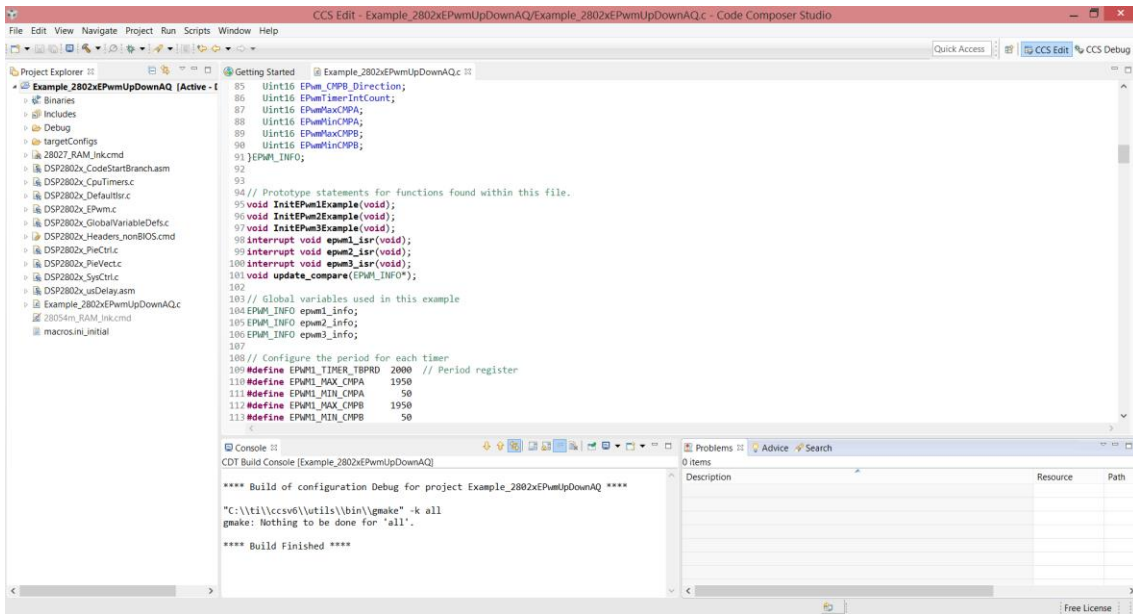


Figura 5.5 - Ambiente de desenvolvimento integrado *Code Composer Studio* v6.2 da *Texas Instruments*.

5.2.2. Sensores de Tensão

Para que o sistema de controlo implementado funcione corretamente é necessário conhecer os valores das tensões da rede elétrica, do barramento CC e da bateria da bicicleta elétrica. Assim sendo, foram utilizados sensores de tensão de diferentes topologias.

Para medir as tensões da rede elétrica e do barramento CC foram utilizados sensores de efeito *Hall*. A escolha deste tipo de sensores deveu-se às características que apresentam: medição de corrente contínua e alternada, elevada precisão e linearidade, alta imunidade a interferências externas, baixo tempo de resposta e separação galvânica entre o circuito primário e o secundário. O sensor de tensão utilizado foi o *LV 25-P* da *LEM* (Figura 5.6).



Figura 5.6 - Sensor de tensão de efeito *Hall* *LV-25-P* da *LEM*.

Este sensor permite medir tensões até 500 V RMS. A alimentação do secundário deste sensor pode ser efetuada com ± 12 V ou ± 15 V, sendo que neste caso se escolheu a alimentação de ± 15 V, tendo desta forma, segundo o *datasheet* do sensor, uma precisão de $\pm 0,8\%$ [65].

Na Figura 5.7 encontra-se o esquema de ligações desse sensor. A resistência R_1 deve ser calculada de modo a que a corrente de entrada não seja superior a 10 mA RMS. Deve também ser calculado o valor da potência dissipada para garantir a integridade das resistências, uma vez que aos seus terminais estará metade da tensão medida. A saída do sensor de corrente apresenta uma razão de conversão de 2500:1000. A resistência R_M deve ser calculada de modo a que a tensão aos seus terminais esteja dentro da gama de medida do ADC do microcontrolador (entre 0 e 3,3 V). O valor da resistência R_M deve estar em conformidade com a gama de valores aconselhada no *datasheet* do sensor. Esta deve ainda estar o mais próximo possível do ADC.

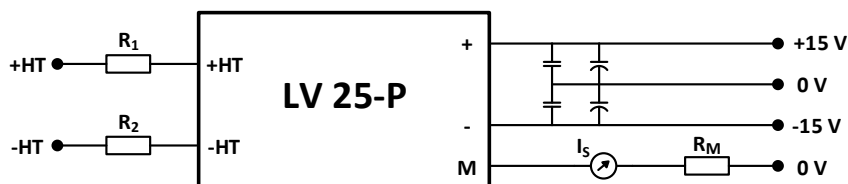


Figura 5.7 - Esquema de ligações do sensor *LV 25-P* da *LEM*.

De seguida são apresentadas as equações que permitem dimensionar as resistências R_1 e R_M , onde I_P é a corrente RMS no primário, I_S é a corrente RMS no secundário, V_P é a tensão RMS no primário e V_M é a tensão RMS de saída do sensor.

$$R_1 = \frac{V_P}{I_P} \quad (5.1)$$

$$I_S = \frac{2500}{1000} I_P \quad (5.2)$$

$$P_{R_1} = R_1 I_P^2 \quad P_{R_1} = R_1 \cdot I_P^2 \quad (5.3)$$

$$V_M = I_S R_M \quad (5.4)$$

Os cálculos apresentados em seguida foram efetuados utilizando as equações anteriores. No caso do sensor que mede a tensão da rede elétrica, pretende-se medir uma tensão com valor RMS de 230 V. Contudo, tendo em conta que o valor da tensão da rede elétrica pode variar, foi dada uma margem de segurança de aproximadamente 20%, obtendo-se assim uma tensão de 280 V. Uma vez que já existia no GEPE uma placa do sensor de tensão já dimensionada com uma tensão máxima de 360 V, esta foi utilizada

sem que se fizessem quaisquer alterações no valor das resistências, uma vez que ela suplantava as necessidades. De seguida, nas equações (5.5) e (5.6), são apresentados os cálculos respetivos para esta placa.

$$R_1 = \frac{360}{0,01} = 36 \text{ k}\Omega \quad (5.5)$$

$$R_M = \frac{1}{0,025} = 40 \text{ }\Omega \quad (5.6)$$

No caso do sensor responsável por medir o barramento CC foi estabelecida uma tensão máxima de 450 V. Conhecido o valor de tensão a medir, calcularam-se as resistências R_I e R_M , conforme apresentado nas equações (5.7) e (5.8) respetivamente.

$$R_1 = \frac{450}{0,01} = 45 \text{ k}\Omega \quad (5.7)$$

$$R_M = \frac{3}{0,025} = 120 \text{ }\Omega \quad (5.8)$$

Tendo em conta o resultado da equação (5.7) e as resistências disponíveis, definiu-se uma resistência do primário para este sensor de 45 k Ω , constituída por duas resistências em série de 18 k Ω e de 27 k Ω .

Existem ainda os condensadores de desacoplamento, presentes no secundário dos sensores, que servem para filtrar algum ruído eletromagnético que possa surgir.

Os sensores de tensão com isolamento galvânico apresentam normalmente um custo de aquisição elevado. Assim sendo, para medir o valor da tensão na bateria da bicicleta elétrica não foi utilizado um destes sensores, optando-se por fazer a medição diretamente, utilizando-se apenas um divisor resistivo para proceder à aquisição do valor da tensão, uma vez que os valores nominais que o ADC do microcontrolador pode adquirir se encontram muito abaixo dos valores mínimos e máximos de tensão da bateria (Figura 5.8). Este método de medição de tensão apresenta o inconveniente de não garantir isolamento entre o circuito de potência e circuito de controlo. Contudo, neste caso, como foi utilizado um conversor CC-CC que possui um transformador de alta frequência, garantindo este mesmo transformador isolamento galvânico entre a bateria e a rede elétrica, e tendo em conta que o sistema desenvolvido é um sistema de baixa potência, torna possível a utilização deste tipo de sensor de tensão.

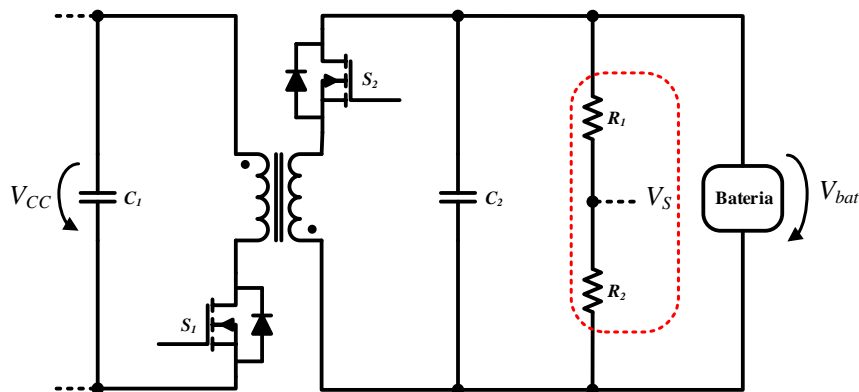


Figura 5.8 - Esquema elétrico do sensor de tensão utilizado para medir a tensão na bateria.

Para determinar as resistências do divisor resistivo foi usada a equação (5.9), para que a tensão V_S esteja compreendida entre 0 e 3,3 V, gama de medida do ADC do microcontrolador, quando aos terminais da bateria estiver uma tensão entre 30 V e 45 V.

$$V_S = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{bat} \tag{5.9}$$

Tendo em conta os parâmetros descritos anteriormente, e recorrendo à equação (5.9), foram dimensionadas as resistências R_1 e R_2 com os valores de 13 kΩ e 1 kΩ respetivamente.

5.2.3. Sensores de Corrente

Para além dos sinais de tensão, o correto funcionamento do sistema de controlo depende também do conhecimento do valor de duas correntes, a corrente na entrada do conversor CA-CC e a corrente na bateria. Tal como no caso dos sensores de tensão, foram também utilizados sensores de corrente de diferentes tipos.

Para medir a corrente na entrada do conversor CA-CC foi utilizado o sensor de corrente *LA 150-P* da *LEM* (Figura 5.9), sendo este também um sensor de efeito *Hall*. Este sensor permite medir uma corrente nominal no lado primário de 150 A (valor RMS) e apresenta uma razão de conversão de 1:2000 entre o primário e o secundário. Assim como no caso dos sensores de tensão, este sensor de corrente apresenta as características de medição de corrente contínua e alternada, elevada precisão e linearidade, alta imunidade a interferências externas, baixo tempo de resposta. Apresentam ainda isolamento galvânico entre o lado primário e o secundário. A alimentação do secundário deste sensor pode ser efetuada com ±12 V ou ±15 V, sendo que neste caso se utilizou a alimentação de ±15 V, tendo-se por isso, segundo o *datasheet* do sensor, uma precisão de ±0,5% [66].



Figura 5.9 - Sensor de corrente de efeito *Hall LA 150-P* da *LEM*.

Na Figura 5.10 encontra-se o esquema de ligações do sensor. Para que o valor da corrente possa ser medido pelo ADC do microcontrolador, é necessário colocar uma resistência de medida (R_M) à saída do sensor, como se pode observar nesta figura. Esta resistência deve ser calculada de modo a que a tensão aos seus terminais esteja dentro da gama de medida do ADC do microcontrolador (entre 0 e 3,3 V). O valor da resistência R_M deve estar em conformidade com a gama de valores aconselhada no *datasheet* do sensor. Esta deve ainda estar ligada o mais próximo possível do ADC. Os condensadores de desacoplamento, presentes no esquema do sensor, servem para filtrar eventuais ruídos na alimentação do sensor.

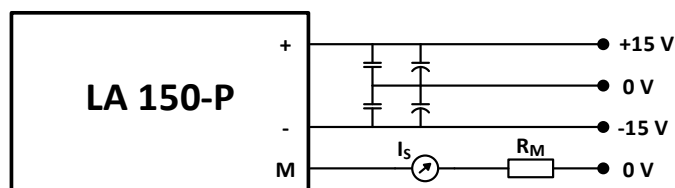


Figura 5.10 - Esquema de ligações do sensor *LA 150-P* da *LEM*.

De seguida são apresentadas as equações que permitem dimensionar a resistência R_M , onde I_P é a corrente RMS no primário, I_S é a corrente RMS no secundário, N corresponde ao número de espiras e V_M é a tensão RMS de saída do sensor.

$$I_S = \frac{I_P}{2000} N \quad (5.10)$$

$$V_M = I_S R_M \quad (5.11)$$

Uma vez que estas placas com sensores de corrente são genéricas e habitualmente utilizadas noutros projetos do GEPE, a placa utilizada já se encontrava disponível e assim sendo apenas foi necessário integrá-la no sistema desenvolvido, tendo em conta as características anteriormente descritas.

Para medir a corrente na bateria não foi utilizado um sensor de corrente isolado, contrariamente ao que aconteceu para medir o valor da corrente na entrada do conversor

CA-CC. Assim sendo, para efetuar esta medição foi utilizada uma resistência de potência ligada em série com a bateria, como se pode ver na Figura 5.11. Esta resistência, com valor nominal de $0,1 \Omega$ e 5 W , foi escolhida para que aos terminais desta apareça uma tensão cuja relação seja de 100 mV/A .

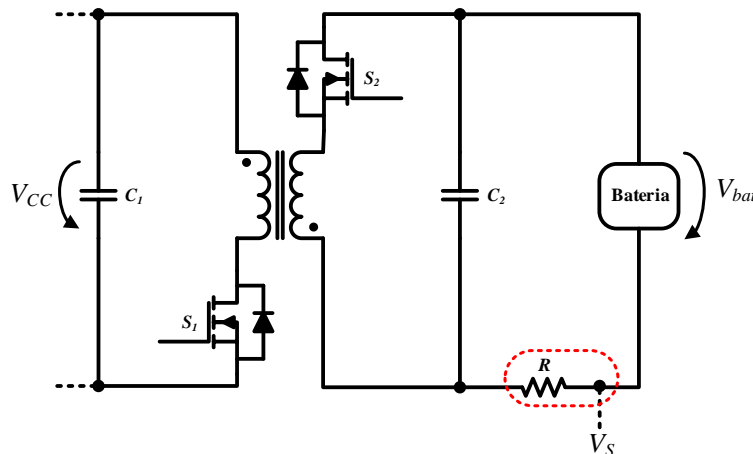


Figura 5.11 - Esquema elétrico da resistência utilizada para medir a corrente na bateria.

Como forma de aumentar a resolução do sinal a ser adquirido pelo ADC do microcontrolador, a tensão aos terminais da resistência é amplificada aquando da aquisição do sinal.

5.2.4. Placa de Condicionamento de Sinal e de Comando

A placa representada na Figura 5.12 foi desenvolvida de forma a englobar tanto os circuitos afetos ao condicionamento de sinal dos sinais provenientes dos sensores, como os circuitos responsáveis pela gestão dos sinais de comando que irão acionar os semicondutores de potência. Esta placa permite a ligação direta do microcontrolador *TMS320F28027*, possibilitando o acesso a todos os pinos externos disponibilizados por este. A alimentação da placa é efetuada com $+15 \text{ V}$ e -15 V oriundos de uma fonte externa, sendo estabelecidos na placa dois novos níveis de tensão, $3,3 \text{ V}$ e 5 V , tendo os $3,3 \text{ V}$ como finalidade a alimentação do microcontrolador.

Esta placa possui circuitos de condicionamento de sinal para 5 ADCs, tendo sido utilizados neste caso os ADCs internos do microcontrolador *TMS320F28027*. Cada canal de ADC está ligado a um conector de quatro pinos, sendo estes utilizados tanto para receber os sinais provenientes dos sensores de corrente e tensão, como para fornecer a alimentação para esses mesmos sensores.

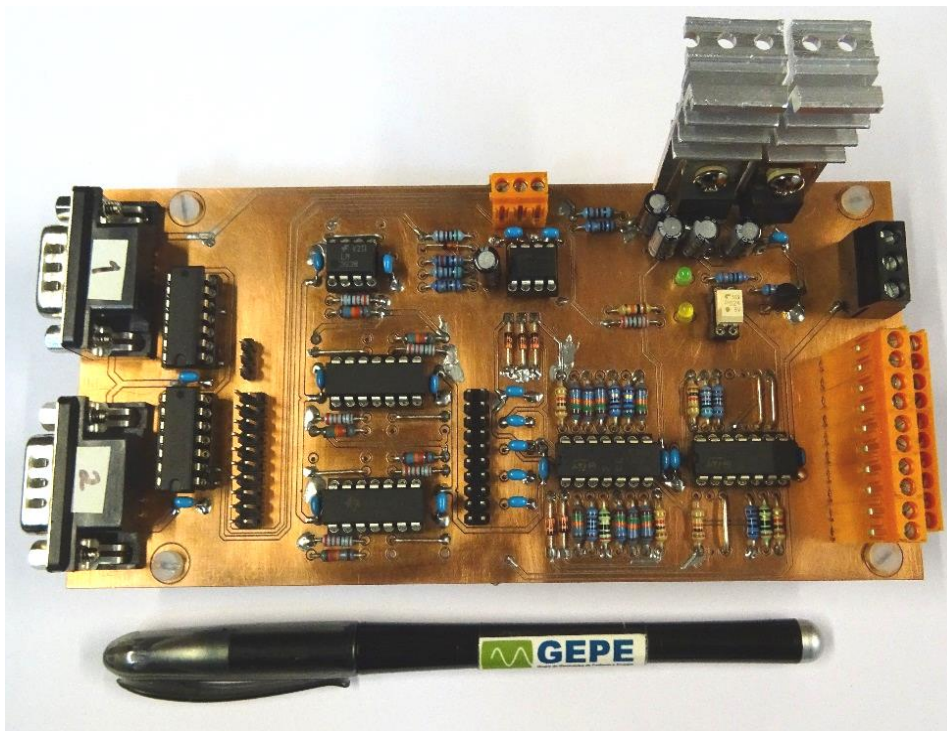


Figura 5.12 - Placa de condicionamento de sinal e de comando desenvolvida.

Na Figura 5.13 está representado o esquema do circuito implementado para efetuar o condicionamento do sinal proveniente dos sensores.

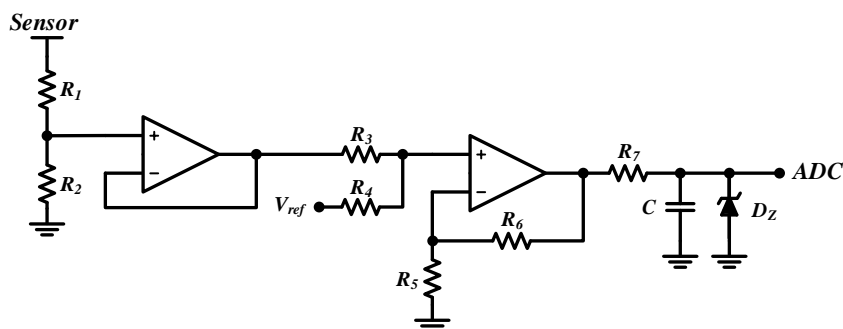


Figura 5.13 - Circuito para o condicionamento de sinal oriundo dos sensores.

O circuito implementado é composto por um seguidor de tensão, seguido de um circuito somador não inversor. Quando o sinal de entrada apresenta valores de medição tanto positivos como negativos, o circuito permite a criação de um *offset* dado por uma tensão de referência, V_{ref} , assim como ajustar o ganho para obter valores dentro da gama de leitura dos ADCs internos do microcontrolador utilizado. Quando o sinal de entrada apresenta valores de medição exclusivamente positivos, a criação de um *offset* torna-se desnecessária, funcionando o circuito como um seguidor de tensão. Para isso, as resistências R_3 e R_6 são substituídas por um fio condutor e as resistências R_4 e R_5 são excluídas da placa. Tendo em conta essa informação, e para otimização de recursos, nos circuitos de condicionamento de sinal para as tensões da bateria e do barramento CC o

circuito somador não inversor foi retirado do circuito implementado, uma vez que estas tensões não assumem valores negativos.

Na entrada do circuito presente na Figura 5.13 estão presentes duas resistências (R_1 e R_2), que no caso dos sensores de tensão, funcionaram como resistência de medida R_m (R_2) e resistência auxiliar R_1 . No caso dos sensores de corrente estas resistências funcionam como um divisor resistivo, adaptando o sinal de saída do sensor para uma gama compatível com o ADC do microcontrolador (entre 0 a 3,3 V). Relativamente à saída do circuito de condicionamento de sinal foi introduzido um filtro RC associado a um diodo *zener* para evitar sobretensões na entrada dos ADCs.

Na Figura 5.14 é apresentado o circuito de deteção de erros. Cada canal de ADC possui um circuito de deteção de erros. O sinal adquirido pelo ADC é também o sinal de entrada deste circuito. Este é composto por dois comparadores que definem um valor máximo e um valor mínimo para cada sinal.

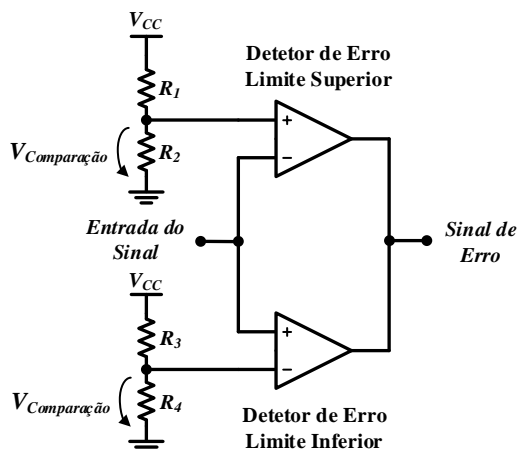


Figura 5.14 - Circuito de deteção de erro.

A implementação deste circuito tem como objetivo assegurar que o sistema apenas opera dentro dos valores nominais previamente estabelecidos. Na eventualidade destes valores serem excedidos, o circuito dará origem a um sinal de erro que será processado pela placa, que forçará a paragem do sistema de forma a evitar operações indesejáveis que poderiam colocar em causa a integridade dos conversores de potência. Contudo, detetar este sinal não é suficiente, sendo necessário que o sistema memorize que ocorreu um erro.

O circuito de memorização de erros é constituído por um *NE555* [67], que quando recebe um sinal de erro proveniente dos circuitos de deteção de erro dos vários ADCs, utiliza o *flip-flop* do timer para manter o sinal ativo, memorizando-o até que o sinal de *reset* seja recebido. Em caso de ocorrência de um erro, os sinais de comando para os MOSFETs são desabilitados. O microcontrolador recebe também o *feedback* do

estado do sinal de erro por forma a atuar por software os mecanismos de proteção, caso seja necessário.

A lógica combinacional implementada nesta placa permite que os sinais de PWM apenas sejam transmitidos para as placas de *driver*, caso exista um sinal de *enable* ativo e não existam erros. Para a implementação deste circuito recorreu-se às portas lógicas AND existentes no circuito integrado *CD4081B* [68]. Foram implementados dois sinais de *enable*, um controlado através do software e outro por intermédio de um interruptor mecânico, que deverá ser acionado pelo utilizador em caso de emergência.

A placa possui ainda dois LEDs que sinalizam a existência de erros e se a placa está a ser alimentada.

As placas de circuito impresso desenvolvidas no decorrer deste trabalho foram projetadas com recurso à ferramenta *PADS v9.5*. Na Figura 5.15 é apresentado o ambiente de trabalho da ferramenta *PADS v9.5*, mais nomeadamente o *PADS logic* na Figura 5.15(a) e o *PADS layout* na Figura 5.15(b).

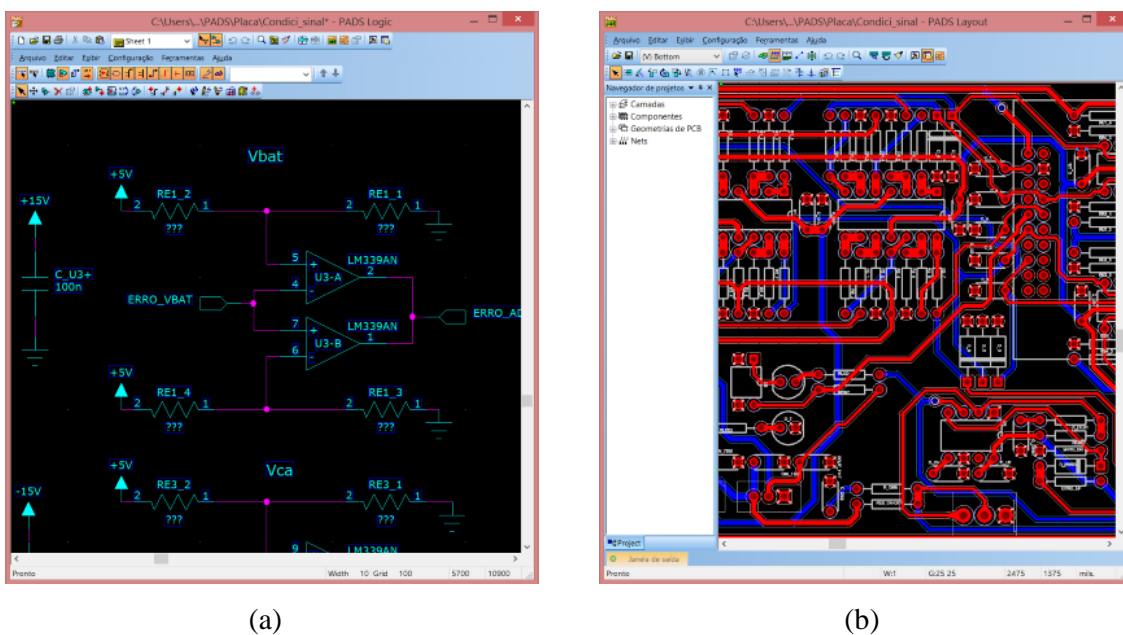


Figura 5.15 - Interface gráfica da ferramenta *PADS v9.5*: (a) *PADS logic*; (b) *PADS layout*.

5.2.5. Placas de Driver

A placa de *driver* é responsável por fazer a interface entre os sinais de comando, gerados pelo microcontrolador, e as gates dos MOSFETs. Paralelamente, esta placa proporciona isolamento galvânico entre o circuito de comando e o circuito de potência, protegendo o circuito de controlo de problemas que possam surgir na parte de potência.

A escolha dos *drivers* recaiu sobre o *ADuM3223* do fabricante *Analog Devices*, e na Figura 5.16 apresenta-se o diagrama de blocos deste dispositivo. Este possui tempos de propagação reduzidos, possibilitando frequências de operação de até 1 MHz. Cada *ADuM3223* permite o acionamento de dois semicondutores de potência. Este *driver* providencia isolamento até 3000 V e a tensão recomendada no lado do primário do *driver* situa-se entre 3,3 V e 5 V, e a tensão recomendada no lado do secundário situa-se entre os 4,5 V e 18 V. Este *driver* fornece uma corrente de pico de até 4 A [69].

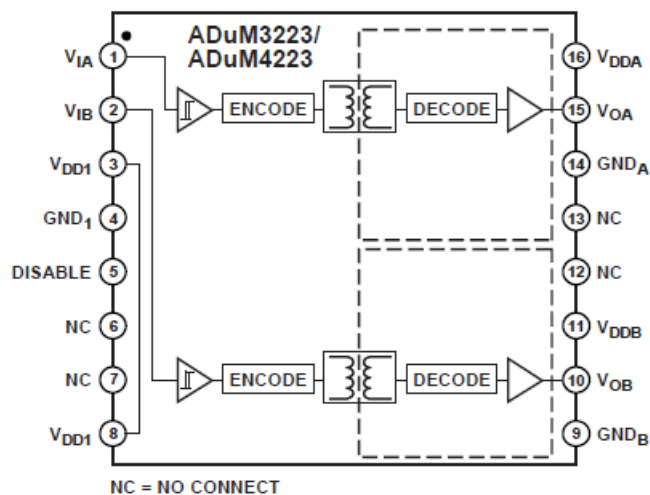


Figura 5.16 - Diagrama de blocos funcional do *ADuM3223* [69].

Nesta dissertação foram utilizadas duas placas de *driver*, uma com um *ADuM3223* para acionar os MOSFETs do conversor CC-CC (Figura 5.17(a)), e outra com dois *ADuM3223* para acionar os MOSFETs do conversor CA-CC (Figura 5.17(b)).

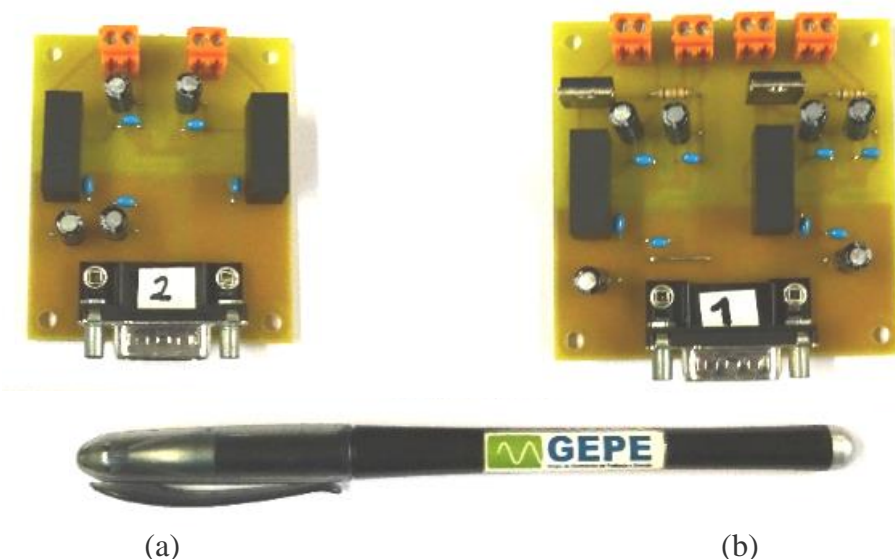


Figura 5.17 - Placas de *driver* desenvolvidas: (a) Placa de *driver* para o conversor CC-CC *flyback* bidirecional; (b) Placa de *driver* para o conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional.

Na placa de *driver* do conversor CA-CC é utilizado um circuito *bootstrap*, que é constituído por uma fonte auxiliar V_2 , um díodo D_{BOOT} e uma resistência R_{BOOT} . Este

circuito é necessário para que os MOSFETs de potência sejam acionados corretamente, uma vez que o *ADuM3223* não consegue fornecer energia suficiente para que tal se verifique. Na Figura 5.18 pode-se ver o circuito de *bootstrap*.

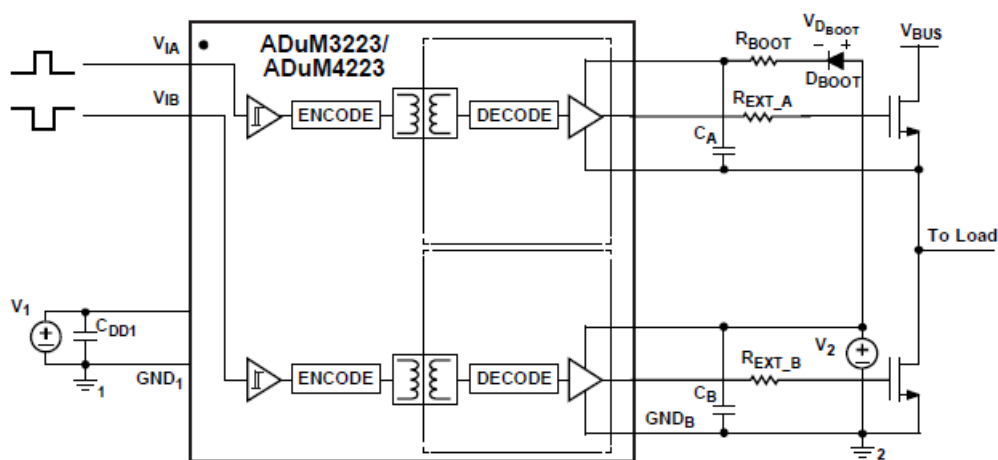


Figura 5.18 - Configuração de *bootstrap* para o *ADuM3223* com modo de operação de meia-ponte [70].

A alimentação no lado do secundário do *ADuM3223* é feita com recurso a fontes de tensão isoladas *TMA1515D* do fabricante *Traco Power*. Estas são alimentadas com 15 V, obtendo-se na saída 15 V, GND e -15 V [71].

5.2.6. Caixa de Comando

Na Figura 5.19, pode-se ver a caixa de comando desenvolvida para controlar o sistema implementado.



Figura 5.19 - Caixa de comando desenvolvida.

Como se pode ver na Figura 5.19 a caixa é composta por um interruptor de duas posições, sendo este responsável pelo sinal de *enable* para a placa de condicionamento de sinal e comando, significando assim que este interruptor tem como missão habilitar ou desabilitar fisicamente a placa. Existe também um botão de *reset* que, como o próprio nome indica, tem a tarefa de reiniciar a placa de condicionamento de sinal e

comando quando se verifica a ocorrência de um erro, permitindo dessa forma limpar o erro e retomar o normal funcionamento da placa. A caixa de comando apresenta ainda um indicador de nível da bateria, que é constituído por cinco LEDs (três verdes, um amarelo e um vermelho) que representam o estado de carga (SOC) da mesma. O SOC da bateria é obtido recorrendo à tensão medida aos terminais da bateria, assumindo que a variação da tensão é linear e que esta variação se encontra no intervalo dos 42 V aos 33 V. Na Figura 5.20 está representado o circuito do indicador de nível da bateria.

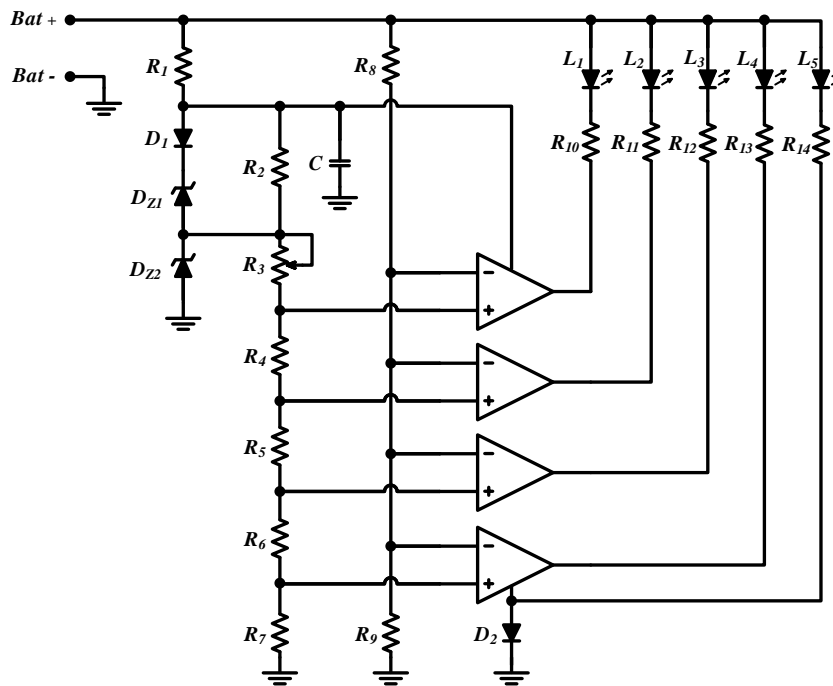


Figura 5.20 – Circuito do indicador de nível da bateria.

No indicador de nível da bateria, representado na figura acima, o díodo *zener* D_{Z2} é utilizado para gerar uma referência de tensão à qual serão ligadas uma serie de resistências (R_3 a R_7), que irão definir os vários níveis de tensões fixas. O potenciómetro R_3 é utilizado para permitir a calibração dessas tensões. Estas tensões serão depois comparadas, com recurso a quatro comparadores presentes no circuito integrado *LM339* [72], com a tensão resultante do divisor de tensão formado pelas resistências R_8 e R_9 , que reduz a tensão da bateria. O resultado da comparação ditará se os LEDs estão ou não a operar, funcionando assim os comparadores como interruptores. Como o *LM339* tem como tensão máxima de alimentação 36 V, e a tensão da bateria pode superar este valor, foi necessário acrescentar o díodo *zener* D_{Z1} para baixar o valor da tensão de alimentação do *LM339*. Neste caso esse valor de tensão é de 11,2 V, uma vez que foram utilizados díodos *zener* D_{Z1} e D_{Z2} de 5,6 V. Os díodos D_1 e D_2 foram colocados com o intuito de proteger o circuito contra a inversão da polaridade aquando da conexão com a bateria.

5.3. Circuito de Potência

O sistema implementado pode ser dividido em duas partes distintas, sendo uma delas o circuito de potência e a outra o sistema de controlo. Nesta secção serão apresentados os diversos elementos que constituem o circuito de potência, cuja composição consiste num conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, num conversor CC-CC *flyback* bidirecional e numa bateria. Na Figura 5.21 está representado de forma simplificada um diagrama de blocos do circuito de potência implementado.

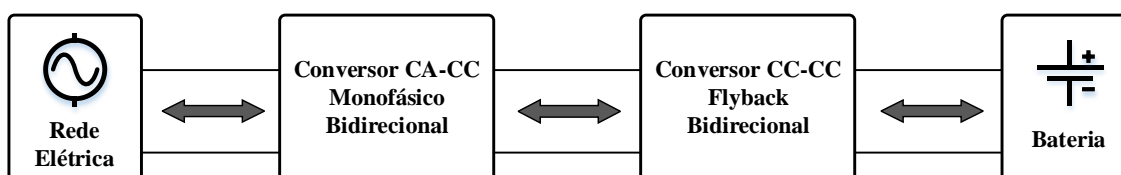


Figura 5.21 - Circuito de potência proposto para o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.

5.3.1. Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional

Na Figura 5.22 é apresentada a placa de circuito impresso desenvolvida para a implementação do conversor CA-CC.

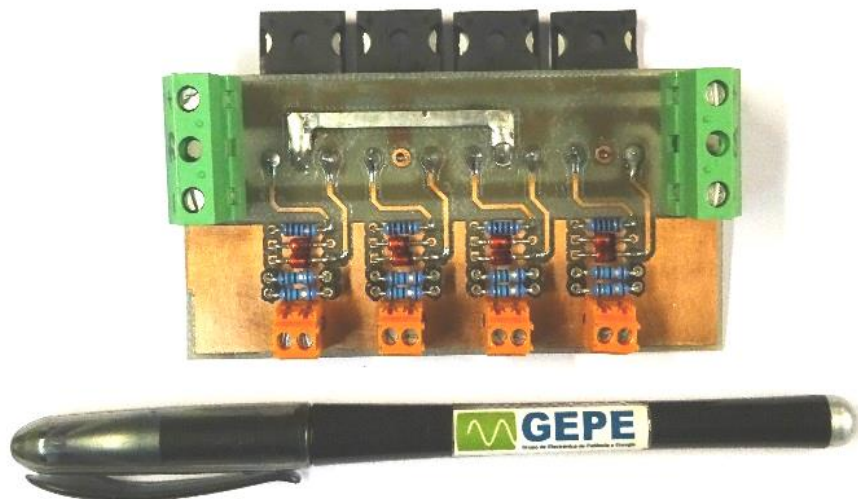


Figura 5.22 - Placa desenvolvida para o conversor CA-CC.

Os sinais PWM provenientes da placa de *driver* são ligados à placa desenvolvida através dos ligadores laranja presentes na parte inferior da mesma. O ligador verde presente à direita na placa permite a ligação da mesma à rede elétrica, enquanto o ligador verde presente à esquerda na placa permite a sua ligação ao barramento CC.

Como se pode observar na Figura 5.22, a placa desenvolvida é constituída por quatro MOSFETs de potência, modelo *IRFP450* do fabricante *STMicroelectronics*

(Figura 5.23). Estes MOSFETs suportam uma tensão de 500 V e uma corrente *drain* de 14 A. Apresentam ainda uma resistência *drain-source* de 330 mΩ quando em condução [73].



Figura 5.23 - MOSFET *IRFP450* da *STMicroelectronics* [73].

Cada MOSFET possui um circuito associado, representado na Figura 5.24, que engloba um circuito de proteção contra sobretensões entre *drain* e *source*, assim como duas resistências de *gate* em paralelo.

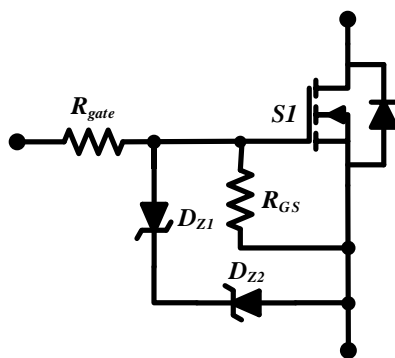


Figura 5.24 - Resistências de *gate* e circuito de proteção de *gate* implementados para proteção dos MOSFETs.

A resistência R_{gate} irá limitar os picos de corrente de *gate* que possam surgir. No circuito implementado foram utilizadas duas resistências de *gate* em paralelo, cada uma com um valor de 15 Ω, perfazendo um valor total de resistência de 7,5 Ω. A utilização de duas resistências tem como finalidade dividir a potência dissipada. O circuito de proteção de *gate* é composto por uma resistência, R_{GS} , em paralelo com dois díodos *Zener*, D_{Z1} e D_{Z2} , em série. Este circuito tem como função proteger a *gate* dos MOSFETs contra eventuais picos de tensão e impedir que o MOSFET se ligue inadvertidamente. Como se pode constatar na Figura 5.22, os circuitos de proteção foram colocados muito próximos dos MOSFETs por forma a reduzir ao máximo as impedâncias no circuito.

5.3.2. Conversor CC-CC *Flyback* Bidirecional

Na Figura 5.25 é apresentada a placa de circuito impresso desenvolvida para a implementação do conversor CC-CC.



Figura 5.25 - Placa desenvolvida para o conversor CC-CC.

Os ligadores laranja presentes no centro da placa na parte inferior fazem a ligação entre a placa desenvolvida e a placa de driver, providenciando assim os sinais de controlo para os MOSFETs. Os ligadores laranja presentes no centro da placa na parte superior servem para fazer a conexão entre esta e o transformador *flyback* utilizado nesta topologia de conversor e que será posteriormente apresentado. O ligador laranja existente no lado inferior direito da placa permite a ligação desta ao barramento CC, enquanto o ligador laranja existente no lado inferior esquerdo da placa permite a conexão com a bateria da bicicleta elétrica. Por último, o ligador preto presente na parte superior esquerda possibilita o acesso aos sensores de corrente e tensão compostos respetivamente pela resistência potência, que se encontra em série com a bateria, e o divisor resistivo.

Como se pode constatar na Figura 5.25 a placa desenvolvida é constituída por dois MOSFETs de potência e dois díodos de comutação ultra rápida. Tal como no conversor CA-CC foram utilizados os MOSFETs de potência do modelo *IRFP450* do fabricante *STMicroelectronics*. Uma vez que o conversor desenvolvido se trata de um conversor de alta frequência foi necessário escolher díodos com comutação rápida. Dessa forma, e tendo em conta este requisito, foram utilizados os díodos *BYC8-600* do fabricante *NXP Semiconductors* (Figura 5.26). Estes permitem uma tensão máxima de 600 V e uma corrente de 8 A [74].



Figura 5.26 - Díodo *BYC8-600* da *NXP Semiconductors*.

No lado do conversor onde se conecta a bateria foram utilizados dois condensadores de dois tipos diferentes: um eletrolítico de 220 μF e um de poliéster de 10 μF , representados na Figura 5.27. O condensador eletrolítico apresenta uma capacidade maior enquanto o de poliéster apresenta um tempo de resposta superior a variações de dv/dt .

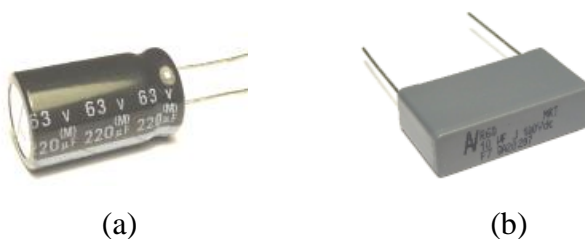


Figura 5.27 - Condensadores utilizados no conversor CC-CC no lado da bateria: (a) Condensador eletrolítico; (b) Condensador de poliéster.

Tal como aconteceu no caso do conversor CA-CC, também nesta placa foram implementados circuitos de proteção para cada MOSFET, semelhantes aos apresentados anteriormente na alínea 5.3.1.

No barramento CC foi utilizado um condensador eletrolítico com uma capacidade de 680 μF , e que suporta uma tensão de 400 V, estando este representado na Figura 5.28.



Figura 5.28 - Condensador eletrolítico utilizado no barramento CC.

Este condensador não se encontra integrado em nenhuma das placas de potência desenvolvidas para permitir maior flexibilidade na realização de ensaios aos conversores de potência implementados.

5.3.3. Transformador *Flyback*

O transformador *flyback* utilizado no conversor CC-CC *flyback* bidirecional tem como código identificativo 74070, e pertence ao fabricante de transformadores e bobinas *Myrra*, podendo ser visto na Figura 5.29. A sua utilização deveu-se ao facto deste já existir no laboratório do GEPE, e como ele foi capaz de cumprir os requisitos necessários para o correto funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional, não houve necessidade de se adquirir outro.

Este transformador de alta frequência possui um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários, sendo que todos apresentam ponto médio. Apresenta ainda um enrolamento auxiliar do lado do primário, que se assemelha a um enrolamento secundário, diferindo apenas no facto de não apresentar isolamento relativamente ao primário, tal como acontece com os secundários. Este enrolamento pode ser utilizado como fonte de alimentação para circuitos, tipicamente circuitos de controlo, que se encontrem do lado do primário, e que necessitem de tensão e corrente de valores baixos para funcionarem.

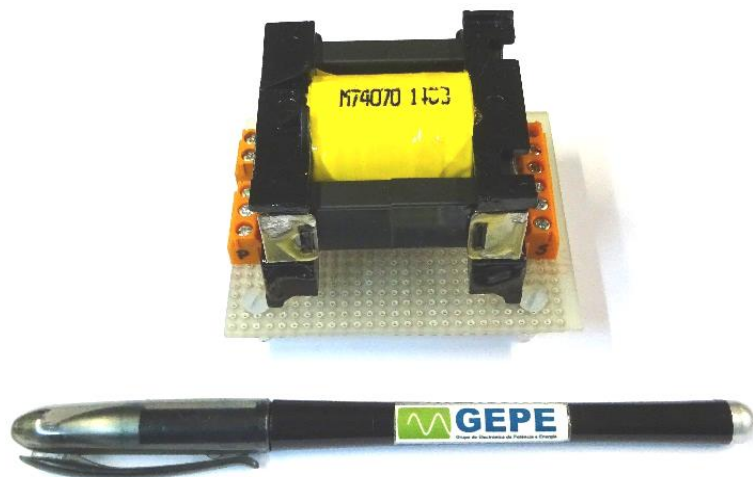


Figura 5.29 - Transformador *Flyback* 74070 da marca *Myrra*.

O transformador permite uma potência máxima de saída de 180 W e apresenta uma indutância de magnetização (L_m) de 300 μ H. Relativamente à relação de transformação esta pode apresentar várias configurações, pois tal como já foi referido este transformador possui dois enrolamentos secundários, e tanto estes como o enrolamento primário todos possuem ponto médio. Tal facto permite que este transformador seja utilizado com diversas relações de transformação diferentes. Contudo no âmbito desta dissertação o transformador apresenta uma relação de transformação de 3,8:1 [75].

Na Figura 5.30 pode-se observar que para uma tensão de 14 V no lado do primário, com uma frequência de 50 kHz, se obteve uma tensão no lado do secundário de 3,68 V. Estes valores comprovam que a relação de transformação é de 3,8 para 1.

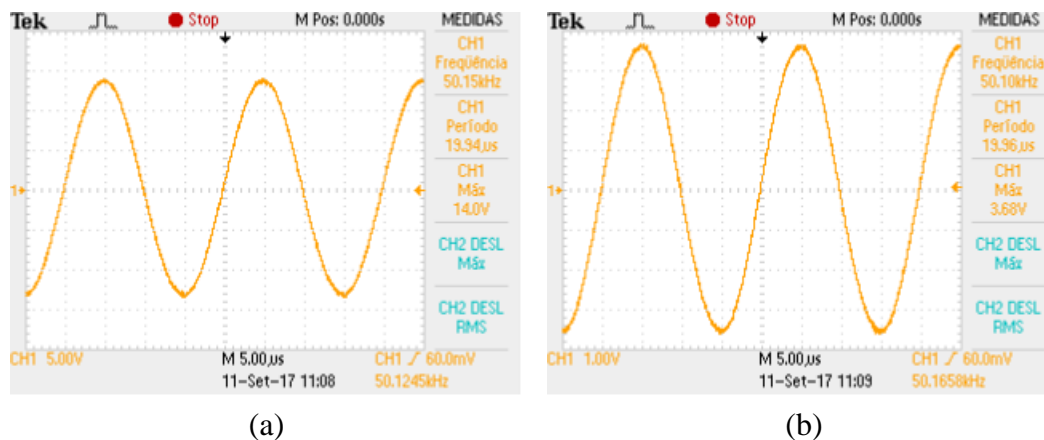


Figura 5.30 - Formas de onda da tensão no primário do transformador (a) e no secundário do transformador (b).

Dada a parca informação fornecida pelo *datasheet* do transformador, foi necessário caracterizar o transformador por forma a se conhecerem mais alguns parâmetros importantes, nomeadamente a indutância de dispersão e a resistência dos enrolamentos primário e secundário. Para tal utilizou-se uma ponte RLC, sendo feitas medições em vazio (em que o enrolamento contrário àquele que está a ser medido encontra-se em aberto) e em curto-circuito (em que o enrolamento contrário àquele que está a ser medido encontra-se em curto-circuito) por forma a conhecer os parâmetros do transformador. Na Figura 5.31 pode-se observar o circuito equivalente do transformador.

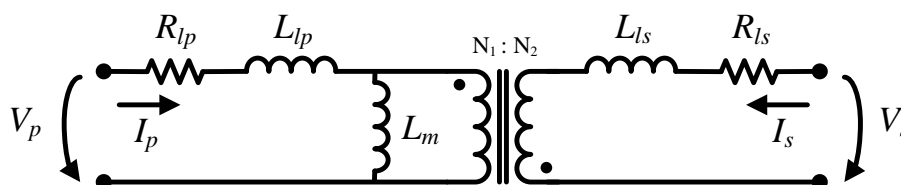


Figura 5.31 - Circuito equivalente do transformador.

Em que,

- R_{lp} é a resistência elétrica do enrolamento primário;
- R_{ls} é a resistência elétrica do enrolamento secundário;
- L_{lp} é a indutância de dispersão do enrolamento primário;
- L_{ls} é a indutância de dispersão do enrolamento secundário;
- L_m é a indutância de magnetização.

Na Tabela 5.1 estão representados os valores obtidos para as características do transformador, para operação com uma frequência de 50 kHz.

Tabela 5.1 - Características do Transformador *Flyback* 74070.

Características	Valor
Resistência elétrica do enrolamento primário (R_{lp})	668,7 mΩ
Resistência elétrica do enrolamento secundário (R_{ls})	48,6 mΩ
Indutância de dispersão do enrolamento primário (L_{lp})	8,8 μH
Indutância de dispersão do enrolamento secundário (L_{ls})	586,9 nH
Indutância de magnetização (L_m)	303,9 μH

Na Figura 5.32 é apresentada uma imagem com o valor da indutância de magnetização do primário do transformador, medida com a ponte RLC 3532-50 LCR *HiTESTER* da marca *HIOKI*, existente no laboratório do GEPE.



Figura 5.32 - Valor da indutância de magnetização do transformador *flyback* 74070 a 50 kHz, medida com a ponte RLC 3532-50 LCR *HiTESTER*.

5.3.4. Dissipador

Em aplicações de eletrônica de potência o dissipador de calor é frequentemente um elemento fundamental para o correto funcionamento do circuito de potência. A sua utilização surge em virtude das perdas por efeito Joule que ocorrem nos semicondutores de potência durante o seu funcionamento, tanto nos períodos em que estes estão ligados, assim como durante as comutações. Caso o calor originado pelas perdas por efeito Joule não seja dissipado adequadamente, os semicondutores de potência podem sobreaquecer, colocando em causa a sua integridade e podendo levar à sua destruição.

Na Figura 5.33 pode ser observado o dissipador utilizado tanto para o conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional como para o conversor CC-CC *flyback* bidirecional.

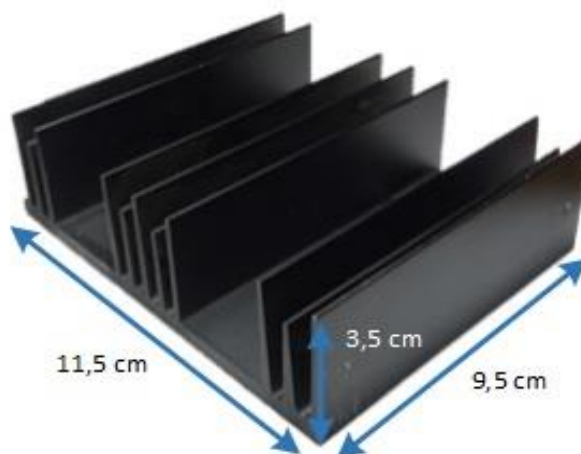


Figura 5.33 - Dissipador utilizado.

Os semicondutores de potência encontram-se aparafusados ao dissipador para garantir que há um contacto total, sendo usada uma mica entre o dissipador e os semicondutores para garantir que estes estão isolados entre si.

5.3.5. Bateria de Polímero de Lítio

As baterias são um elemento extremamente importante nas bicicletas elétricas, estando diretamente relacionadas com o seu desempenho. Para validar o sistema desenvolvido foi utilizada uma bateria de Polímero de Lítio, presente na Figura 5.34.



Figura 5.34 - Bateria de polímero de lítio utilizada.

Esta bateria possui uma capacidade nominal de 10 Ah e uma tensão nominal de 36 V. O carregamento destas baterias deve ser feito através de um algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante. Quer durante a etapa de carregamento, quer durante a etapa de descarga da bateria, deve ser assegurado que os valores máximos e

mínimos de tensão na mesma não sejam ultrapassados, por forma a garantir a sua integridade. Na Tabela 5.2 podem ser vistas algumas características da bateria.

Tabela 5.2 - Características da Bateria de Polímero de Lítio Utilizada.

Tipo de Bateria	Características	Valor
Polímero de Lítio	Capacidade	10 Ah
	Tensão Nominal	36 V
	Tensão Máxima	42 V
	Tensão Mínima	33 V
	Resistência Interna	0.38 Ω

Esta bateria tem equipado as bicicletas elétricas desenvolvidas no laboratório do GEPE, no âmbito de dissertações de mestrado anteriormente realizadas. Na Figura 5.35 pode-se ver a bicicleta elétrica BeUM (Bicicleta elétrica da Universidade do Minho) desenvolvida no GEPE.



Figura 5.35 - Bicicleta elétrica BeUM desenvolvida no GEPE [76].

5.4. Conclusões

Neste capítulo foi descrito todo o hardware implementado no âmbito desta dissertação, enfatizando dois grandes blocos, referentes ao hardware que constitui os circuitos de potência e o hardware que compõe o sistema de controlo.

Relativamente ao sistema de controlo, foi apresentado o microcontrolador utilizado, assim como a ferramenta de programação *Code Composer Studio v6.2*. Foram

ainda descritas as placas de circuito impresso desenvolvidas e abordados os circuitos nelas implementados.

Quanto ao hardware que compõe o circuito de potência, foram apresentados os conversores desenvolvidos, assim como os vários componentes que os constituem.

É importante referir que os vários circuitos que constituem o sistema desenvolvido foram testados e validados previamente em *breadboard*. Uma vez validados em *breadboard*, com exceção para as placas já existentes no GEPE, foram projetadas as placas de circuito impresso necessárias, tendo sido utilizada a ferramenta *PADS v9.5*. O fabrico das placas de circuito impresso desenvolvidas foi realizado nas oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial da Universidade do Minho. A montagem dos componentes nas placas projetadas também foi realizada no âmbito desta dissertação.

Todas as tarefas efetuadas e descritas neste capítulo permitiram a aquisição e maturação de novas competências em áreas de elevada importância para o futuro profissional.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados obtidos nos ensaios experimentais realizados ao carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas desenvolvido. A realização destes ensaios experimentais tem como objetivo comprovar o funcionamento do sistema proposto.

Inicialmente foram efetuados ensaios ao conversor CC-CC *flyback* bidirecional, nomeadamente o teste em malha aberta para validar o correto funcionamento do conversor, e posteriormente a validação dos algoritmos de carregamento e descarregamento da bateria. Seguidamente, são apresentados os resultados obtidos nos ensaios efetuados ao conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, a funcionar tanto como inversor, assim como retificador.

Na Figura 6.1 é apresentada uma visão global da bancada de ensaios.

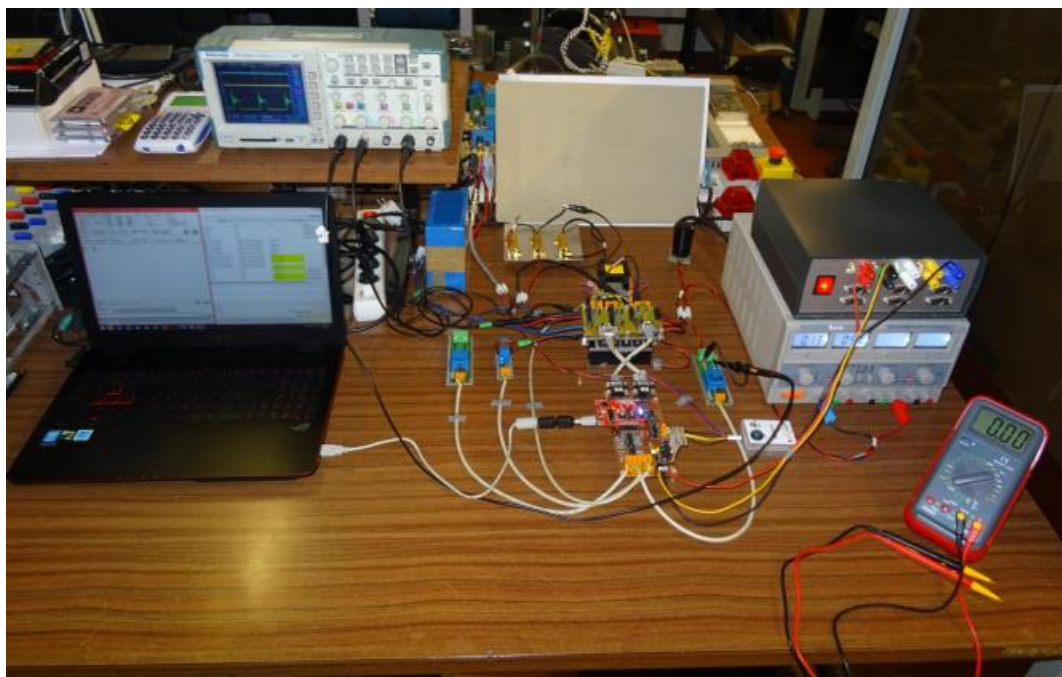


Figura 6.1 - Vista geral da bancada de ensaios.

6.2. Conversor CC-CC *Flyback* Bidirecional

Para validar o correto funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional, efetuaram-se alguns ensaios ao mesmo. Primeiramente, foi ensaiado o funcionamento do conversor em malha aberta, tendo sido aplicado um PWM com *duty-cycle* fixo na *gate* dos MOSFETs. De seguida, realizaram-se ensaios aos algoritmos de controlo desenvolvidos, para confirmar o correto funcionamento do conversor em modo *boost* (descarregamento da bateria) e em modo *buck* (carregamento da bateria).

6.2.1. Ensaio em Malha Aberta

Uma vez implementada a placa de circuito impresso do conversor CC-CC *flyback* bidirecional, passou-se para o teste ao seu funcionamento. Dessa forma, inicialmente, foi efetuado um ensaio em malha aberta no qual foi aplicado um PWM com *duty-cycle* fixo na *gate* dos MOSFETs. Neste ensaio foram realizados testes ao conversor a operar tanto em modo *boost* (referente à etapa de descarregamento da bateria), como em modo *buck* (referente à etapa de carregamento da bateria). O valor teórico da tensão de saída do conversor CC-CC *flyback* bidirecional é dado pela equação (6.1).

$$\frac{V_{bat}}{V_{CC}} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \left(\frac{D}{1-D}\right) \quad (6.1)$$

Primeiro testou-se o correto funcionamento do conversor no modo *boost*, para garantir que o conversor era capaz de elevar a tensão existente aos terminais da bateria, para os níveis de tensão existentes no barramento CC. Neste ensaio foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 74,5% (o valor do *duty-cycle* foi obtido tendo por base os valores nominais das tensões do barramento CC e da bateria, respetivamente 400 V e 36 V) na *gate* do semicondutor de potência. Para este ensaio pretendia-se obter uma tensão no barramento CC de aproximadamente 50 V. Para que tal acontecesse, aplicou-se uma tensão de 4,76V na entrada do conversor (lado da bateria, V_{bat}), e colocou-se uma carga resistiva de 2570 Ω na saída do conversor (lado do barramento CC, V_{CC}). Tendo em conta as condições anteriormente descritas, esperava-se que o conversor possuísse uma tensão teórica de saída de 52,84 V. Na Figura 6.2 está representado o esquema do circuito de potência utilizado neste teste.

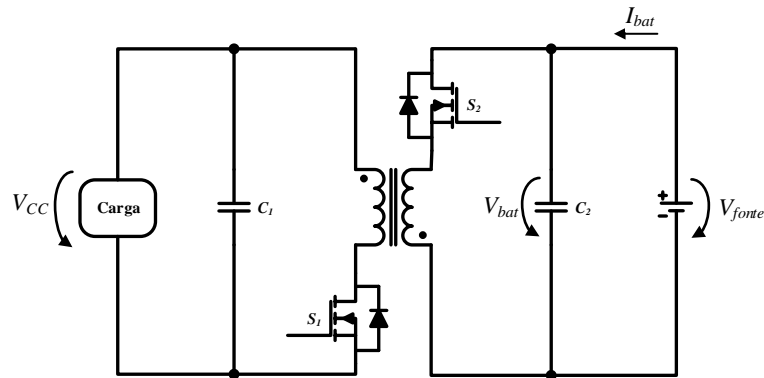


Figura 6.2 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost* (malha aberta).

Na Figura 6.3 e na Figura 6.4 são apresentadas as formas de onda da tensão no conversor CC-CC *flyback*, no lado da bateria (V_{bat}) e no lado do barramento CC (V_{CC}) respetivamente.

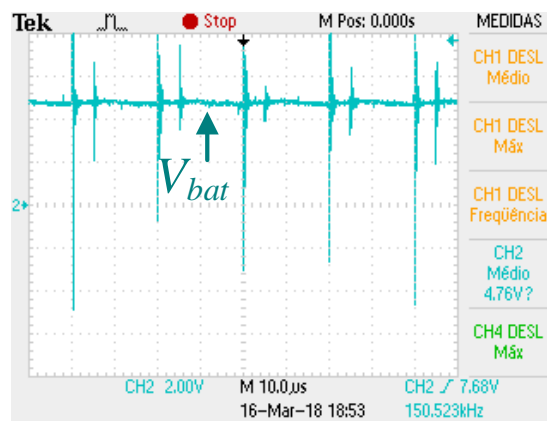


Figura 6.3 - Forma de onda da tensão na bateria do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost* (malha aberta).

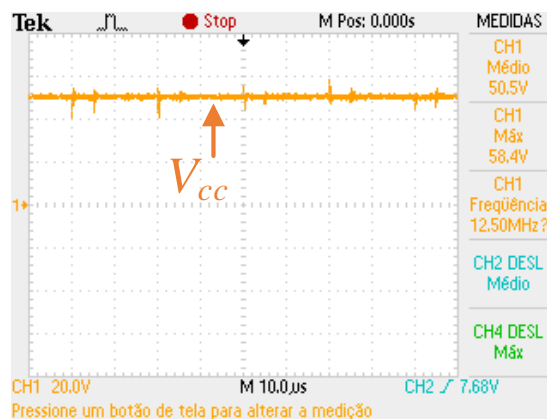


Figura 6.4 - Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost* (malha aberta).

Observando as formas de onda presentes na Figura 6.3 e na Figura 6.4, pode-se verificar que para uma tensão de 4,76 V aplicada na entrada do conversor, se obtém uma tensão na sua saída de 50,5 V, valor este muito próximo com a tensão de saída esperada. É ainda visível, principalmente na Figura 6.3, a existência de ruído, que se

reflete sob a forma de picos de tensão. Como possíveis motivos para o aparecimento deste ruído, surgem os factos de a medição não estar a ser feita imediatamente à entrada do conversor, e também porque o sistema proposto foi desenvolvido de uma forma modular, ou seja, não foi desenvolvida uma placa de circuito impresso única para agrupar todo o circuito de potência, tornando necessária a existência de algumas ligações que introduzem consequentemente ruído no sistema. Para limitar o ruído verificado durante a realização deste ensaio nos seguintes ensaios, foram feitas algumas alterações. Nomeadamente, foram refeitas algumas ligações, assim como foram ajustados os pontos de medida, de forma a estarem o mais próximo possível da variável a medir.

Na Figura 6.5 é apresentada a forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor CC-CC *flyback* bidirecional a operar em modo *boost*.

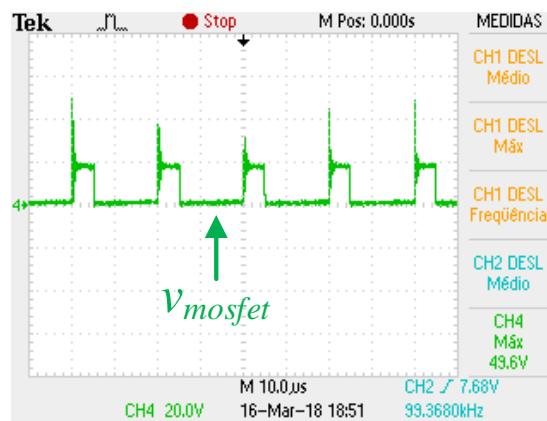


Figura 6.5 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost* (malha aberta).

É visível que a tensão no MOSFET apresenta um pico de tensão elevado. Este fenómeno ocorre quando a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência, presente no conversor, é dissipada sobre os semicondutores de potência durante as comutações. Para colmatar a ocorrência destes picos de tensão, poder-se-ia sobredimensionar os semicondutores de potência prevendo o surgimento deste fenómeno, ou então utilizar circuitos *snubber*, tais como os mencionados no capítulo 3.5, para atenuar os picos de tensão. Neste caso em específico, uma vez que o MOSFET utilizado suporta tensões de 500 V, não é necessário fazer alterações ao conversor, pois a margem entre a tensão máxima de entrada do conversor (42 V) e a tensão máxima suportada pelo MOSFET (500 V) é suficientemente grande.

Na Figura 6.6 pode-se ver o sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor. Neste conversor em cada momento apenas um MOSFET se encontra a comutar. O sinal tem uma frequência de comutação de 50 kHz.

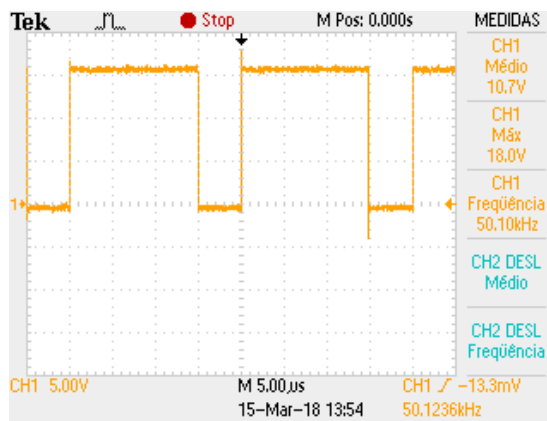


Figura 6.6 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost* (malha aberta).

Uma vez testado com sucesso o modo *boost*, procedeu-se ao teste do funcionamento do conversor no modo *buck*. Este teste serviu para garantir que o conversor era capaz de baixar a tensão existente no barramento CC, para os níveis de tensão adequados para o funcionamento da bateria. Neste ensaio foi aplicado um *duty-cycle* fixo de 25,5% (o valor do *duty-cycle* foi obtido tendo por base os valores nominais das tensões da bateria e do barramento CC, respetivamente 36 V e 400 V) na *gate* do semiconductor de potência. Tal como no ensaio ao modo *boost*, também neste teste se pretendia obter uma tensão no barramento CC de aproximadamente 50 V. Dessa forma, foi aplicada uma tensão de 50,9 V na entrada do conversor (lado do barramento CC, V_{CC}), e colocou-se uma carga resistiva 6 Ω na saída do conversor (lado da bateria, V_{bat}). Tendo em conta as condições anteriormente descritas, esperava-se que o conversor possuísse uma tensão teórica de saída de 4,58 V. Na Figura 6.7 está representado o esquema do circuito de potência utilizado neste teste.

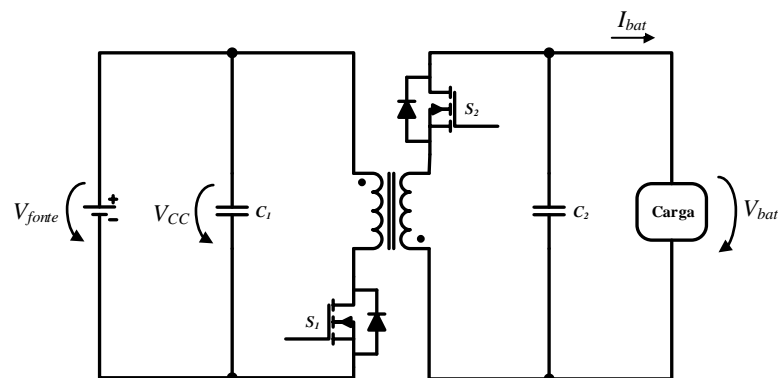


Figura 6.7 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck* (malha aberta).

Na Figura 6.8 e na Figura 6.9 são apresentadas as formas de onda da tensão no conversor CC-CC *flyback*, no lado do barramento CC (V_{CC}) e no lado da bateria (V_{bat}) respetivamente.

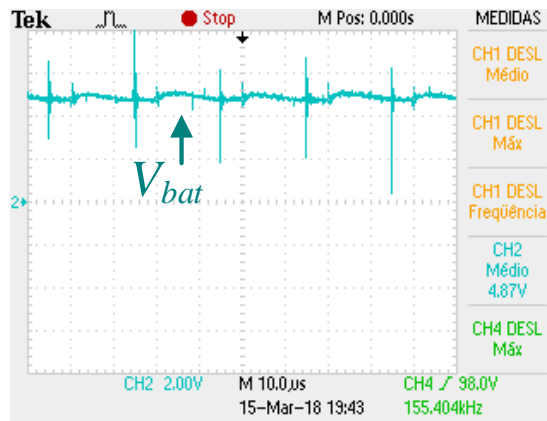


Figura 6.8 - Forma de onda da tensão na bateria do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck* (malha aberta).

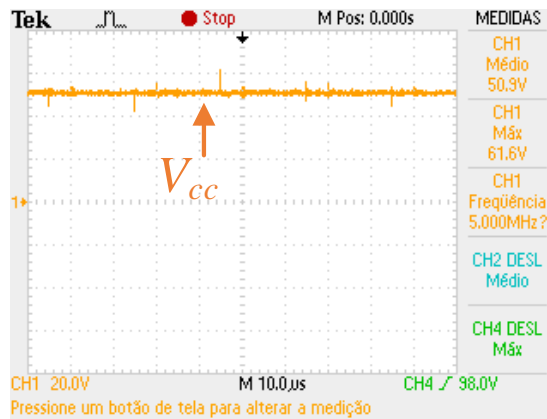


Figura 6.9 - Forma de onda da tensão no barramento CC do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck* (malha aberta).

Observando as formas de onda presentes na Figura 6.8 e na Figura 6.9, pode-se verificar que para uma tensão de 50,9 V aplicada na entrada do conversor se obtém uma tensão na sua saída de 4,87 V, valor este muito próximo com a tensão de saída esperada.

Na Figura 6.10 é apresentada a forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor CC-CC *flyback* bidirecional a operar em modo *buck*.

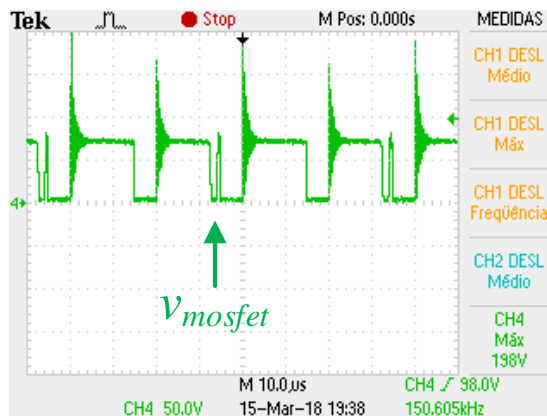


Figura 6.10 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck* (malha aberta).

Como se pode constatar, a tensão no MOSFET apresenta um pico de tensão significativamente elevado. Para uma tensão de entrada de aproximadamente 50 V obteve-se um pico de tensão máximo no MOSFET de 198 V. Contrariamente ao que se sucede no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost*, onde a diferença entre a tensão máxima de entrada (42 V) e a tensão suportada pelo MOSFET (500 V) é suficientemente grande, neste caso tal não se verifica. Neste modo de operação a tensão nominal de entrada (V_{CC}) tem o valor de 400 V, e a tensão suportada pelo MOSFET não se altera, permanecendo nos 500 V. Dessa forma a margem torna-se relativamente reduzida, levando a que em ensaios onde se eleve o valor da tensão de entrada para valores próximos aos nominais, seja necessário implementar um circuito *snubber* para garantir a integridade do MOSFET, e conseqüentemente de todo o conversor.

Na Figura 6.11 pode-se ver o sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor. Neste conversor em cada momento apenas um MOSFET se encontra a comutar. O sinal tem uma frequência de comutação de 50 kHz.

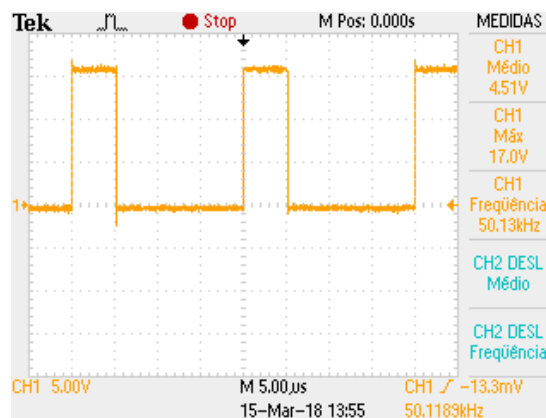


Figura 6.11 - Forma de onda do sinal PWM aplicado ao MOSFET do conversor CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck* (malha aberta).

6.2.2. Ensaio e Validação dos Algoritmos de Controlo

Uma vez validado o correto funcionamento do conversor CC-CC *flyback* através dos ensaios realizados em malha aberta, procedeu-se à validação dos algoritmos de controlo desenvolvidos para este conversor. Na Tabela 6.1 podem-se ver os valores de tensão máximos e mínimos admitidos pela bateria de polímero de lítio utilizada, assim como a sua tensão nominal.

Tabela 6.1 – Níveis de tensão admitidos pela bateria de polímero de lítio utilizada.

Bateria de Polímero de Lítio	
Tensão Nominal	36 V
Tensão Máxima	42 V
Tensão Mínima	33 V

Os valores de tensão presentes na Tabela 6.1 devem ser respeitados durante o carregamento e descarregamento da bateria, para garantir a sua integridade.

Numa fase inicial, e antes do algoritmo de controlo do conversor CC-CC *flyback*, a operação em modo *boost*, entrar em funcionamento, é realizada uma pré-carga ao condensador do barramento CC. Esta operação torna-se necessária, pois quando se descarrega a bateria e se conecta o carregador de baterias à rede elétrica, o condensador do barramento CC encontra-se descarregado. Caso este processo de descarregamento se fizesse diretamente, provocaria um pico considerável na corrente de entrada. Assim, para evitar este efeito, é efetuada uma pré-carga ao barramento CC, sendo para tal aplicado ao MOSFET do conversor CC-CC *flyback* um PWM com um *duty-cycle* incremental, que vai aumentando ao longo do tempo até ser atingido o valor da tensão de referência para o barramento CC. Durante os ensaios realizados ao conversor CC-CC *flyback* a operar em modo *buck*, nos quais inicialmente se utilizou uma carga resistiva no lugar da bateria, também se realizou uma pré-carga aos condensadores presentes na saída do conversor, uma vez que no momento inicial estes se encontravam descarregados.

Para o carregamento da bateria foi utilizado um algoritmo de controlo de corrente constante seguido de tensão constante. Numa primeira fase é aplicada uma corrente constante, até que a tensão aos terminais da bateria de lítio atinja o valor de 42 V. Uma vez atingido este nível de tensão nos terminais da bateria, é aplicada uma tensão constante com valor de 42 V, até que a corrente na bateria caia para aproximadamente 0.2 A. Quanto maior for a corrente aplicada à bateria durante a fase de corrente constante, mais rápido será o carregamento da mesma. Na Figura 6.12 está representado o esquema do circuito de potência utilizado neste ensaio.

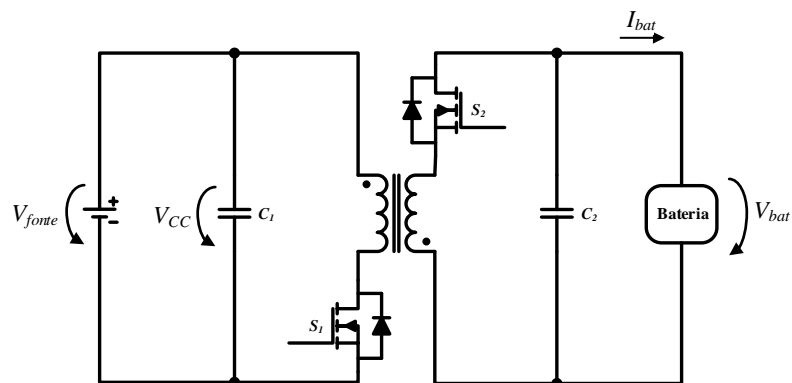


Figura 6.12 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional durante o carregamento da bateria.

Para a validação do algoritmo de controlo responsável pelo carregamento da bateria, foram testados de forma independente os controladores PI referentes às etapas de corrente constante e tensão constante, utilizando uma carga resistiva no lugar da bateria. Na Figura 6.13 pode-se observar o comportamento do controlador PI durante a etapa de tensão constante. Neste teste foi aplicada uma tensão de entrada de aproximadamente 65 V no barramento CC, e esperava-se obter na saída do conversor uma tensão de 42 V. Foi utilizada uma carga resistiva no lugar da bateria de 100 Ω. Desta forma foi possível validar o controlo implementado, assim como ajustar o valor da constante proporcional e da constante integral do controlador PI.

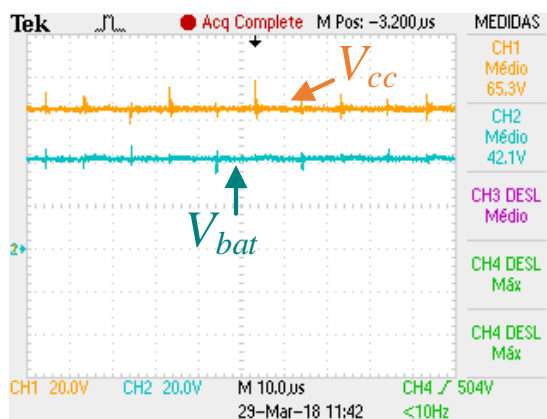


Figura 6.13 - Tensões no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *buck*, com controlo de tensão constante.

Na Figura 6.13 pode-se observar que o controlador PI se encontra a funcionar como esperado, obtendo-se na saída do conversor uma tensão constante de 42 V, que segue a tensão de referência.

Foi utilizada uma tensão de aproximadamente 65 V no barramento CC pois, pelos motivos já anteriormente explicados, nos terminais do MOSFET surgem picos de tensão muito elevados, atingindo valores de sensivelmente 500 V (Figura 6.14). Como

os MOSFETs utilizados suportam uma tensão de 500 V, de forma a garantir a sua integridade não foi aumentado mais o valor da tensão do barramento CC.

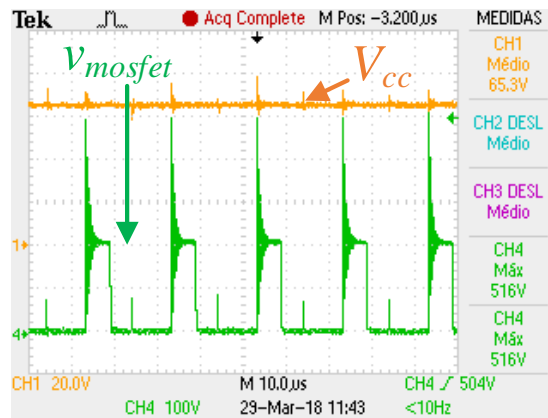


Figura 6.14 - Forma de onda da tensão no MOSFET (v_{ds}) do conversor do CC-CC flyback bidirecional em modo buck, com controlo de tensão constante.

De seguida avançou-se para o teste do controlador PI referente à etapa de corrente constante. À semelhança do que se fez no teste anterior, também neste se utilizou inicialmente uma carga resistiva na posição da bateria, tendo sido utilizada uma resistência de 100 Ω . Foi aplicada uma tensão de 65 V no barramento CC, e esperava-se obter na saída do conversor uma corrente constante de 0,3 A. Na Figura 6.15 pode-se observar o comportamento do controlador PI durante a etapa de corrente constante, num período de 60 segundos.

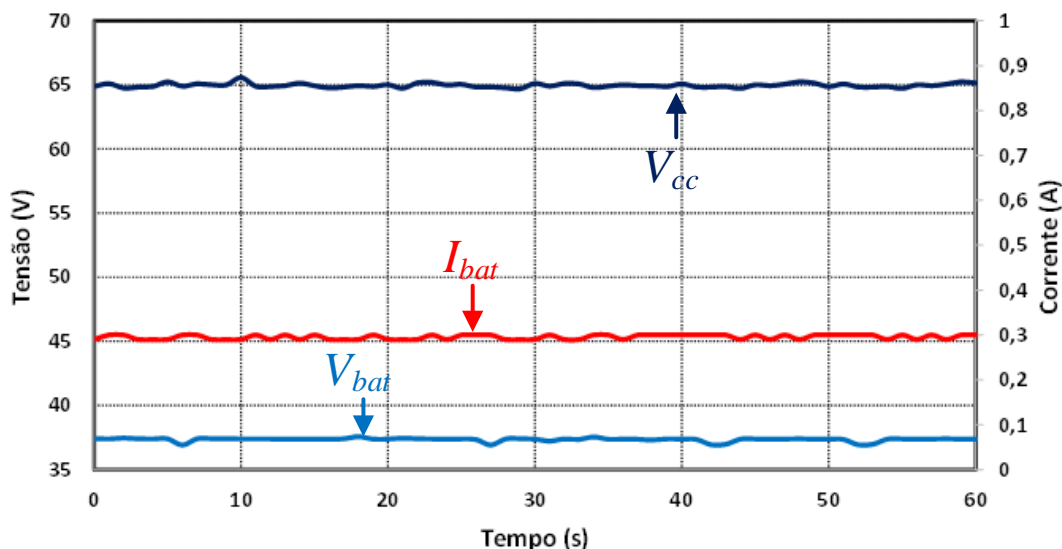


Figura 6.15 – Tensões e corrente no conversor do CC-CC flyback bidirecional em modo buck, com controlo de corrente constante.

A Figura 6.15 não foi obtida diretamente num osciloscópio, tendo sido criada no *Microsoft Excel* com base nos valores lidos pelos ADCs. A forma de aquisição destes dados é explicada no final do capítulo 6.2.

Após analisar a Figura 6.13 e a Figura 6.15, pôde-se comprovar o correto funcionamento dos controladores PI que compõem o algoritmo de controlo para o carregamento da bateria, tendo-se obtido na saída do conversor valores constantes de tensão (42 A) e de corrente (0,3 A), que seguem em conformidade as referências previamente definidas. Feita esta validação, introduziu-se a bateria no seu devido lugar e procedeu-se ao teste do seu carregamento.

Na Figura 6.16 e na Figura 6.17 é apresentado o carregamento da bateria, durante 4 minutos, sendo aplicada uma corrente constante com valor de 0,3 A e 0,5 A respetivamente.

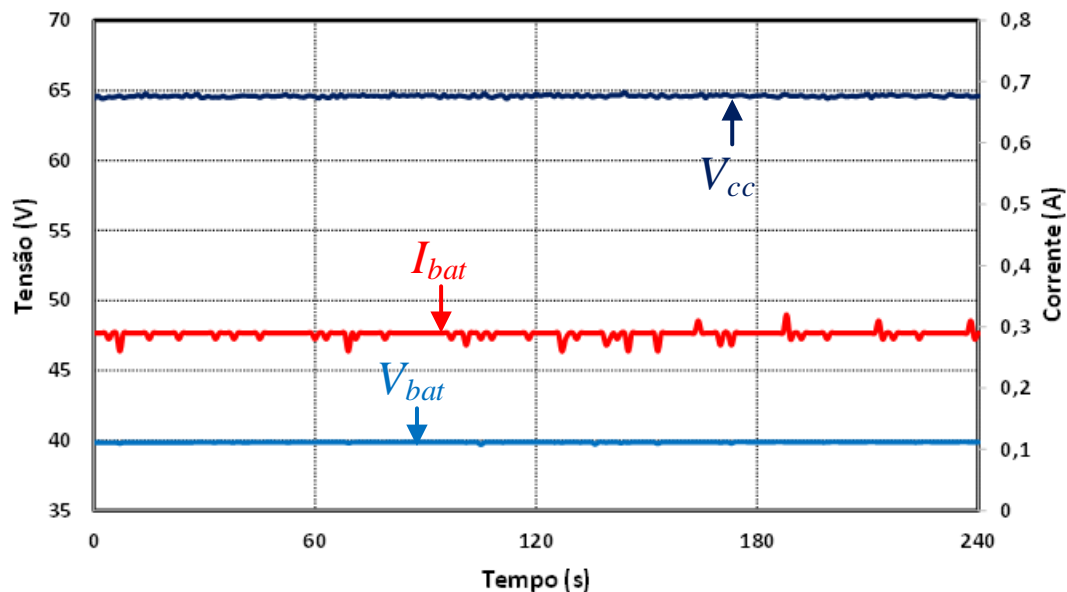


Figura 6.16 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional durante o carregamento da bateria com corrente constante de 0,3 A.

Na Figura 6.16 e na Figura 6.17 podem-se ver as formas de onda da tensão no barramento CC, da tensão na bateria e da corrente na bateria. Após analisar estas formas de onda, pode-se constatar que a corrente aplicada à bateria durante o seu carregamento se mantém constante, e de acordo com a referência definida. Contudo o intervalo de tempo destes testes foi muito reduzido, sendo quase impercetível o aumento gradual da tensão na bateria, sendo apenas possível observar que esta se encontra em torno dos 40 V. Numa análise mais próxima e olhando para os pontos recolhidos no decorrer destes testes pode-se observar um pequeno aumento da tensão na bateria na casa das dezenas de milivolts. Este teste também não permitiu verificar a transição entre o estado de corrente constante e o estado de tensão constante.

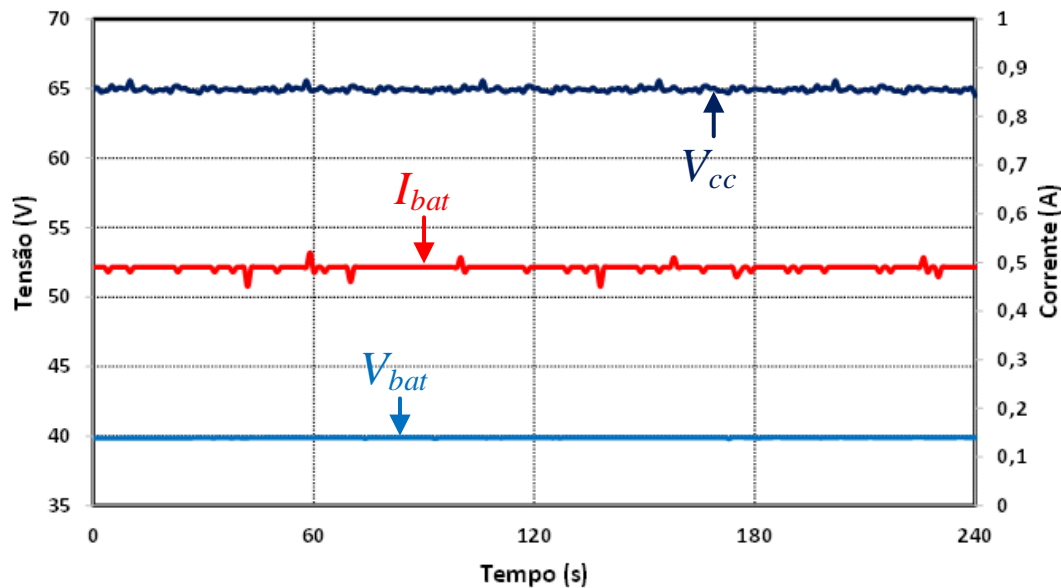


Figura 6.17 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional durante o carregamento da bateria com corrente constante de 0,5 A.

Para o descarregamento da bateria foi utilizado um algoritmo de controlo PI para controlar a tensão no barramento CC. Neste ensaio foi estabelecida uma tensão de referência para o barramento CC de 100 V. A descarga da bateria deve ocorrer até que aos seus terminais exista uma tensão de aproximadamente 33 V. Na Figura 6.18 está representado o esquema do circuito de potência utilizado neste ensaio.

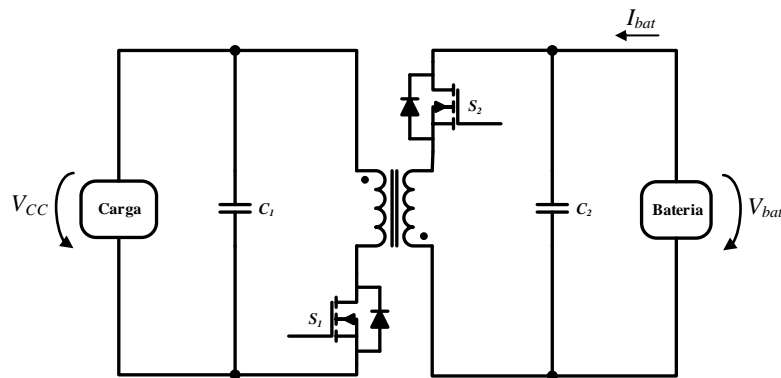


Figura 6.18 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional durante o descarregamento da bateria.

Para a validação do algoritmo de controlo responsável pelo descarregamento da bateria foi, inicialmente, testado o controlador PI para regular a tensão no barramento CC, utilizando uma fonte de alimentação com limitação de corrente no lugar da bateria. Dessa forma foi possível validar o controlo implementado, assim como ajustar o valor da constante proporcional e da constante integral do controlador PI, garantindo a integridade do hardware. Neste teste foi definida uma tensão de entrada de aproximadamente 36 V, valor este referente à tensão nominal da bateria. Na saída do

conversor foi utilizada uma carga resistiva de 570Ω . Na Figura 6.19, são apresentadas as formas de onda da tensão no barramento CC e da tensão de entrada do conversor.

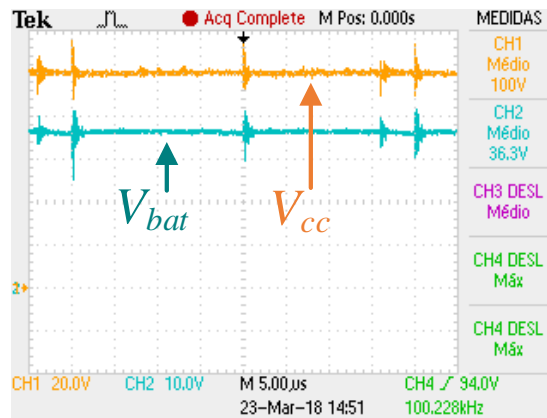


Figura 6.19 - Tensões no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional em modo *boost*, com controlo do barramento CC.

Como se pode constatar, a tensão no barramento CC é sensivelmente igual à referência estabelecida para este teste, ou seja, é aproximadamente 100 V.

Uma vez validado o algoritmo de controlo responsável pela regulação da tensão do barramento CC, foi repetido o teste anterior, mas adicionando a bateria ao conversor no lugar da fonte de alimentação, e foi testado o descarregamento da mesma. Na Figura 6.20 podem-se ver as formas de onda da tensão no barramento CC, da tensão na bateria e da corrente na bateria.

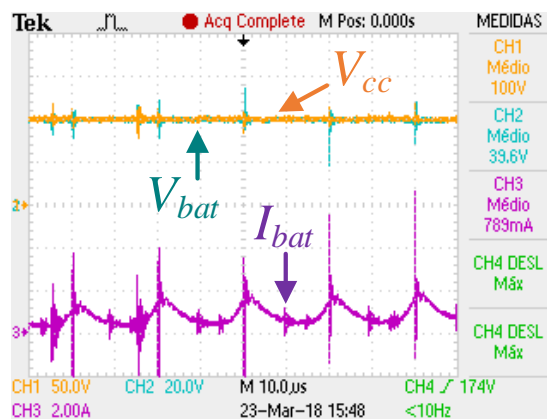


Figura 6.20 - Tensões e corrente no conversor do CC-CC *flyback* bidirecional durante o descarregamento da bateria.

Durante a realização dos ensaios ao carregamento e ao descarregamento da bateria, foi necessário armazenar os valores da tensão e da corrente ao longo do tempo, para posteriormente se poder analisar a evolução das curvas da tensão e da corrente durante estas duas etapas. Para tal foi utilizada a comunicação série para, a cada intervalo de tempo previamente definido, enviar os valores da tensão e da corrente no conversor CC-CC *flyback* bidirecional, através da porta série do microcontrolador

TMS320F28027, para um terminal presente no computador. Uma vez terminado o ensaio ao carregamento ou descarregamento da bateria, a comunicação série é interrompida e os valores armazenados no terminal podem ser exportados para um ficheiro de texto. Os valores existentes nesse ficheiro são depois importados para o *Microsoft Excel*, sendo criados os gráficos com as curvas de tensão e de corrente. Na Figura 6.21 pode-se ver a interface gráfica do terminal utilizado.



Figura 6.21 - Terminal utilizado para adquirir os valores da tensão e da corrente na bateria.

6.3. Conversor CA-CC Monofásico de Ponte Completa Bidirecional

Nesta secção são apresentados os ensaios realizados ao conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, a funcionar como retificador e como inversor.

Para validar o correto funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional em modo inversor, realizou-se um ensaio ao funcionamento do mesmo sem malha de realimentação. Para tal, implementou-se o circuito presente na Figura 6.22, no qual se aplicou uma tensão na entrada do conversor (barramento CC) de 20 V, e colocou-se na saída deste um filtro LC e uma carga resistiva. Como boa prática para os ensaios realizados ao conversor CA-CC em modo inversor, nomeadamente no caso de acoplamento com a rede elétrica, deve-se usar uma ponte retificadora em série com a fonte de alimentação, para evitar qualquer fluxo de energia da rede elétrica para a fonte de alimentação, que poderia por em causa a integridade do equipamento. Foram também aplicados sinais de comando aos semicondutores de potência utilizando a técnica de modulação SPWM unipolar para gerar uma corrente sinusoidal na saída do

conversor, tendo-se obtido uma tensão com amplitude de sensivelmente 20 V e com uma frequência de 50 Hz.

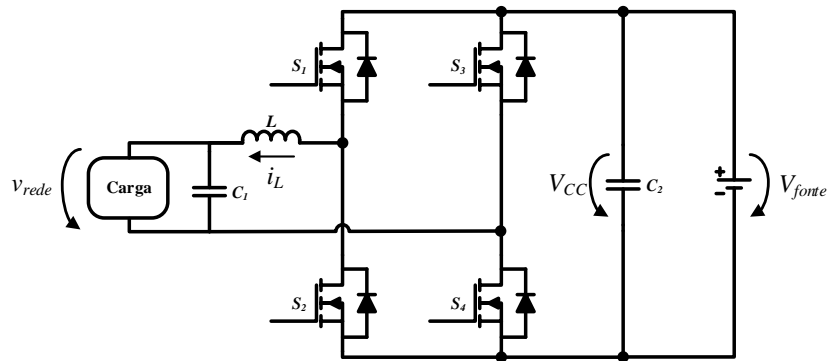


Figura 6.22 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, em modo inversor.

Nos sinais de comando gerados para os semicondutores de potência, foi ainda acrescentado um *dead time* entre a comutação dos MOSFETs do mesmo braço, para evitar que estes estejam em condução simultaneamente, o que poderia dar origem a curto-circuitos do lado da fonte de alimentação. Para estabelecer o tempo do *dead time*, foi analisado o *datasheet* dos MOSFETs utilizados [73], de forma a determinar qual o valor mínimo passível de ser usado, para evitar a entrada em condução dos MOSFETs do mesmo braço.

Na Figura 6.23(a) podem-se ver os sinais aplicados aos MOSFETs do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, e na Figura 6.23(b) pode-se ver o *dead time* de 500 ns, existente entre os sinais PWM do mesmo braço.

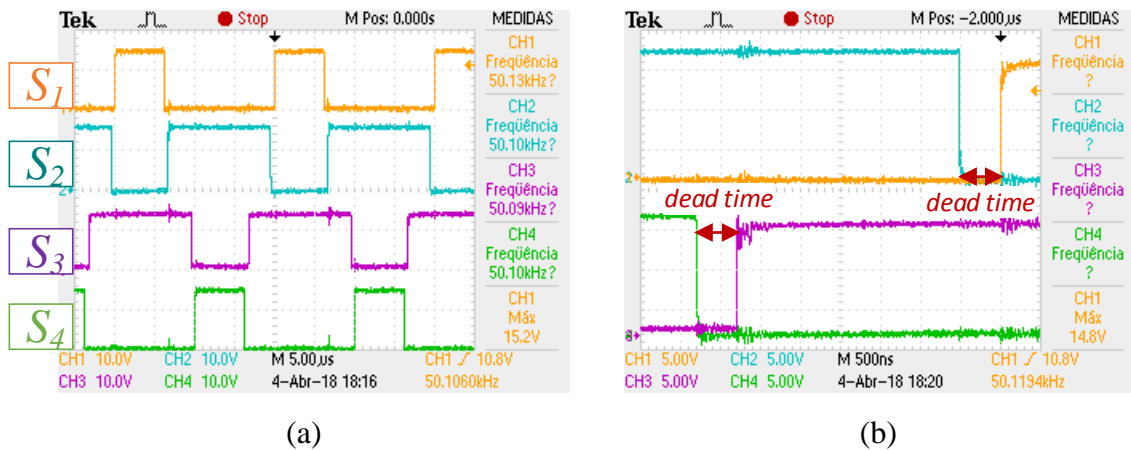


Figura 6.23 - Forma de onda dos sinais PWM: (a) Sinais aplicados nos MOSFETs de cada braço do conversor; (b) *Dead time*.

Para validar o correto funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional em modo retificador, desenvolveu-se o circuito presente na Figura 6.24, no qual se colocou um transformador na entrada do conversor, tendo este a função de baixar o valor da tensão de entrada do conversor, assim como providenciar

isolamento galvânico entre este e a rede elétrica. Na saída do conversor colocou-se uma carga resistiva. Esta montagem servia para validar o algoritmo de controlo do conversor CA-CC em modo retificador, no qual se pretendia regular a tensão do barramento CC. Contudo este ensaio não foi realizado, não tendo sido validado este algoritmo de controlo, uma vez que não houve tempo para voltar a realizar ensaios ao conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional.

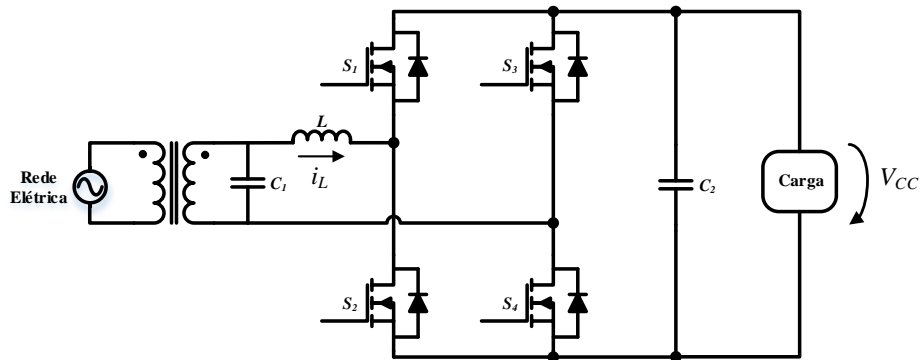


Figura 6.24 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, em modo retificador.

6.4. Conclusões

Neste capítulo foram descritos os resultados experimentais obtidos nos ensaios realizados aos conversores de potência e aos respetivos algoritmos de controlo de forma independente.

É também importante referir que, apesar de no capítulo dos resultados não constar nenhuma informação relativa a tal, inicialmente e antes de testar o funcionamento dos conversores projetados, foram efetuados testes às placas de circuito impresso desenvolvidas para os circuitos de *driver* e para o condicionamento de sinal e comando. A realização destes testes pretendia garantir o correto funcionamento destas placas implementadas, antes de integrar o sistema de controlo com o hardware de potência.

Seguidamente e com os ensaios realizados pôde-se validar numa primeira fase que tanto os conversores de potência como os seus respetivos algoritmos de controlo funcionavam, validando assim conceptualmente o sistema. Uma vez validado o sistema, procedeu-se ao aumento progressivo dos valores de tensão e de corrente aplicados aos conversores até obter valores mais próximos dos valores inicialmente previstos aquando do dimensionamento do sistema. Ainda assim, não foram atingidos os valores nominais de funcionamento do sistema. Para alcançar os valores nominais seria necessário introduzir algumas alterações ao hardware de potência. Uma das alterações passaria por

implementar circuitos *snubber* no conversor CC-CC *flyback* bidirecional, de forma a suprimir os picos de tensão que surgem aos terminais dos semicondutores de potência durante as comutações. Estes picos de tensão devem-se à dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência. Relativamente aos algoritmos de controlo ficou em falta validar o algoritmo para o conversor CA-CC em modo retificador.

Durante os ensaios realizados constatou-se também que o transformador de alta frequência, utilizado no conversor CC-CC *flyback* bidirecional, induzia algum ruído de alta frequência nas pontas de prova e nos sensores utilizados. Este fenómeno causou alguma oscilação nos valores lidos pelo ADC do microcontrolador, assim como também introduziu algum ruído nas imagens obtidas através do osciloscópio. Para colmatar este evento, seria necessário introduzir filtros passa-baixo para mitigar ligeiramente o ruído presente nas medições.

As cargas utilizadas nos vários ensaios realizados foram dimensionadas tendo em conta os elementos resistivos disponíveis no laboratório do GEPE, considerando sempre a potência suportada por estes.

CAPÍTULO 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1. Conclusões

Nesta dissertação de mestrado foi apresentado o desenvolvimento de um Carregador Bidirecional para Baterias de Bicicletas Elétricas. Com este projeto pretendia-se inovar, acrescentado o modo de funcionamento *Vehicle-to-Grid* (V2G) a um carregador de baterias para bicicletas elétricas, além do convencional carregamento de baterias, designado por *Grid-to-Vehicle* (G2V).

Inicialmente foi apresentada a definição de bicicleta elétrica segundo a legislação portuguesa, seguida de um levantamento histórico sobre as bicicletas elétricas, onde se demonstra que estas, assim como os veículos elétricos no geral, não são uma tecnologia propriamente recente, remontando o seu início ao século XIX. Foi também abordada a temática da mobilidade elétrica e da sua importância para uma mobilidade sustentável, face ao nível de poluição gerado pelo sistema de transportes atualmente existente, assente maioritariamente em veículos de combustão, aliada ao esgotamento inevitável dos combustíveis fósseis. Por último, foi feita uma apresentação sobre os mercados financeiros e comerciais das bicicletas elétricas.

No segundo capítulo, foram descritos e analisados os vários elementos que constituem uma bicicleta elétrica convencional, como são os casos dos motores elétricos, dos controladores de velocidade, dos diversos tipos de sensores, das baterias e dos carregadores de baterias. Relativamente às baterias, foram descritas as quatro topologias que melhor desempenho apresentam em bicicletas elétricas, nomeadamente as baterias ácido-chumbo, de níquel-cádmio, de níquel hidreto-metálico e de lítio, sendo ainda apresentada uma comparação entre estas. Foram ainda descritos alguns aspetos importantes relativamente às baterias.

No terceiro capítulo, foi realizado um levantamento do estado da arte dos conversores CA-CC e CC-CC bidirecionais utilizados em sistemas de carregamento de baterias para bicicletas elétricas. Foram apenas abordados conversores que permitissem um fluxo de energia em ambos os sentidos, ou seja, conversores bidirecionais. Neste capítulo foram ainda apresentadas duas técnicas de modulação que podem ser aplicadas

aos conversores CA-CC estudados. Por último, foi ainda abordado o tema dos circuitos *snubber*, sendo apresentados alguns circuitos tipicamente utilizados em conversores CC-CC *flyback* para mitigar, entre outros, os efeitos dos picos de tensão que surgem aos terminais dos semicondutores de potência durante as suas comutações.

No quarto capítulo, foram apresentadas as simulações computacionais dos elementos constituintes do carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas. Para tal foi utilizada a ferramenta de simulação computacional *PSIM*. Inicialmente foram abordados os modelos de simulação do circuito de potência e do sistema de controlo desenvolvidos e são descritas as especificações que estes devem cumprir. Seguidamente foi apresentado o modelo elétrico da bateria utilizada. Posteriormente foram simulados os conversores de potência, mais concretamente o conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional a funcionar no modo inversor (V2G) e no modo retificador (G2V), e o conversor CC-CC *flyback* bidirecional a fazer o carregamento da bateria (G2V) e a fornecer energia à rede (V2G).

No quinto capítulo, foi descrita a implementação do sistema proposto, designadamente do sistema de controlo e do circuito de potência. Relativamente ao sistema de controlo foram descritos os sensores de tensão e corrente utilizados, a placa de condicionamento de sinal e comando e o microcontrolador utilizado. No que respeita ao circuito de potência foram descritas as placas dos conversores CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional e CC-CC *flyback* bidirecional desenvolvidas, bem como o dissipador utilizado, o transformador *flyback*, os MOSFETs utilizados, as placas de *driver* dos MOSFETs, a caixa de comando e a bateria de polímero de lítio usada. Foram também apresentados os resultados da caracterização realizada ao transformador de alta frequência utilizado no conversor CC-CC *flyback* bidirecional.

No sexto capítulo, foram apresentados os resultados experimentais obtidos nos diversos ensaios realizados, resultados esses que serviram o propósito de validar o sistema desenvolvido. Inicialmente foi verificado o funcionamento do conversor CC-CC *flyback* bidirecional, tendo sido testado o seu funcionamento em malha aberta para garantir que, tanto a topologia escolhida assim como o hardware de potência implementado permitiam cumprir os requisitos previamente impostos para este conversor. De seguida, e uma vez verificado o correto funcionamento do conversor, procedeu-se à validação dos seus algoritmos de controlo. Estes foram validados, inicialmente, com fontes de alimentação com limitação de corrente no lugar da bateria, para evitar danificar o hardware de potência. Uma vez comprovado o correto funcionamento do conversor e dos respetivos algoritmos de controlo, efetuaram-se

ensaios utilizando a bateria de polímero de lítio. Relativamente ao conversor CA-CC monofásico de ponte completa bidirecional, foram efetuados ensaios para validar o seu funcionamento a operar como retificador e como inversor. Com os ensaios efetuados pôde-se comprovar o correto funcionamento dos conversores de potência e dos seus respetivos algoritmos de controlo. Contudo faltou validar o algoritmo de controlo para o conversor CA-CC em modo retificador, assim como testar o funcionamento dos conversores CA-CC e CC-CC em simultâneo. Tal não foi possível porque o tempo utilizado para a realização de ensaios ao conversor CC-CC *flyback* bidirecional se estendeu mais do que o previsto, sobrando pouco tempo para a realização dos ensaios em falta. Também não foram atingidos os valores nominais estabelecidos para as tensões da rede elétrica e da tensão do barramento CC. Para que tal fosse possível seria necessário introduzir algumas alterações no hardware desenvolvido, nomeadamente a introdução de circuitos *snubber* para suprimir os picos de tensão que surgiram nos terminais dos semicondutores de potência do conversor CC-CC *flyback* bidirecional.

Observando e analisando o trabalho realizado, pode-se concluir que de um modo geral a apreciação global do trabalho desenvolvido no âmbito desta dissertação de mestrado é positiva, uma vez que os principais objetivos e requisitos práticos do sistema foram alcançados com sucesso.

Por último, e pondo em perspetiva uma análise mais pessoal sobre os impactos desta dissertação, pode-se concluir que o trabalho realizado permitiu a maturação de vários conhecimentos adquiridos ao longo do curso, assim como também a aquisição de novas competências e de novos saberes. A pesquisa bibliográfica e a consequente escrita de um documento com o nível de exigência de uma dissertação de mestrado permitiu melhorar os mecanismos de escrita e de procura de informação. A programação de microcontroladores revelou-se uma tarefa intrincada devido aos pequenos problemas que iam surgindo ao longo do trabalho e que tiveram de ser sucessivamente ultrapassados. O desenvolvimento e implementação das PCBs necessárias, devido à pouca experiência anterior, também revelou algumas dificuldades, que foram superadas ao longo da dissertação com o amadurecimento das competências nesta área em específico.

7.2. Sugestões de Trabalho Futuro

Os resultados obtidos durante a realização deste trabalho permitiram validar o correto funcionamento da topologia proposta, e dos algoritmos de controlo implementados. Contudo, durante a execução desta dissertação ressaltaram alguns

aspectos que poderiam ser alvo de melhorias por forma a tirar maior partido das capacidades do carregador de baterias desenvolvido. De seguida, são descritas algumas propostas sobre o que se pode fazer futuramente para melhorar e maturar o sistema implementado:

- Aumentar gradualmente os valores das tensões, nomeadamente da tensão da rede elétrica e da tensão do barramento CC, até se realizarem ensaios com valores reais de tensão;
- Implementação de circuitos *snubber* para aplicar nos MOSFETs do conversor CC-CC *flyback* bidirecional, por forma a suprimir os picos de tensão que surgem aos seus terminais durante as comutações, provocados pela dissipação da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador de alta frequência;
- Elevar a corrente máxima de carga das baterias para os 5 A, para que o sistema desenvolvido permita efetuar carregamentos rápidos;
- Otimização de todo o sistema desenvolvido, tendo como objetivo miniaturizar e agregar todas as placas desenvolvidas, para posteriormente introduzir a placa de circuito impresso resultante na estrutura de uma bicicleta elétrica, colocando dessa forma o carregador de baterias *on-board*;
- Desenvolvimento de uma aplicação gráfica que permita ao utilizador monitorizar e interagir com a bicicleta elétrica e com o carregador bidirecional para baterias de bicicletas elétricas.

Referências

- [1] Assembleia da República, “Decreto-Lei nº72/2013, Diário da República, 1.ª série - N.º 169 - 3 de setembro de 2013,” pp. 5446–5499, 2013.
- [2] O. Bolton, “Electrical bicycle,” *U.S. Patent 552271*, 1895. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US552271>.
- [3] H. W. Libbey, “Electric bicycle,” *U.S. Patent 596272*, 1897. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US596272>.
- [4] M. J. Steffens, “Bicycle,” *U.S. Patent 613732*, 1898. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US613732>.
- [5] G. J. Scott, “Velocipede,” *U.S. Patent 598819*, 1898. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US598819>.
- [6] J. Schnepf, “Automobile,” *U.S. Patent 627066*, 1899. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US627066>.
- [7] Eurostat, “Consumption of energy,” 2017. [Online]. Available: http://ec.europa.eu/eurostat/statistics-explained/index.php/Consumption_of_energy. [Accessed: 04-Jul-2017].
- [8] CONEBI, “European Bicycle Industry & Market Profile 2015,” 2015. [Online]. Available: http://www.conebi.eu/?page_id=154. [Accessed: 02-Feb-2016].
- [9] Bike Europe, “EU’s Leading E-Bike Market Sees Sales Grow by 16%,” 2015. [Online]. Available: <http://www.bike-eu.com/sales-trends/nieuws/2015/3/eus-leading-e-bike-market-sees-sales-grow-by-16-10119267>. [Accessed: 15-Jan-2016].
- [10] Bike Europe, “Electrification of EU Bike Markets Speeds Up,” 2015. [Online]. Available: <http://www.bike-eu.com/sales-trends/nieuws/2015/10/electrification-of-eu-bike-markets-speeds-up-10124756>. [Accessed: 13-Jan-2016].
- [11] Económico, “Portugal é o terceiro maior produtor europeu de bicicletas,” 2015. [Online]. Available: http://economico.sapo.pt/noticias/portugal-e-o-terceiro-maior-produtor-europeu-de-bicicletas_225833.html. [Accessed: 18-Jan-2016].
- [12] Orbita, “Modelos de Bicicletas Elétricas.” [Online]. Available: <http://www.orbitabikes.com/pt/modelos>. [Accessed: 20-Jan-2016].
- [13] Mobi.e, “Smart Lança Bicicleta Eléctrica,” 2011. [Online]. Available: <http://www.mobie.pt/newsdetail?newsid=57317>. [Accessed: 18-Jan-2016].
- [14] Deco Proteste, “eBike Smart: estreia-se nas bicicletas elétricas,” 2015. [Online]. Available: <http://www.deco.proteste.pt/motor/bicicletas/noticia-flash/ebike-smart-estreiase-nas-bicicletas-eletricas#>. [Accessed: 20-Jan-2016].
- [15] Smart, “Smart ebike.” [Online]. Available: <https://www.smart.com/pt/pt/index/smart-electric-bike.html>. [Accessed: 18-Jan-2016].
- [16] Stromer, “ST2 TECHNOLOGY - THE FUTURE IS NOW.” [Online]. Available: <https://www.stromerbike.com/en/de/technology/st2-technology>. [Accessed: 02-Mar-2016].
- [17] C.-C. Hua, S.-J. Kao, and Y.-H. Fang, “Design and implementation of a regenerative braking system for electric bicycles with a DSP controller,” *Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International*. pp. 641–645, 2013. doi: 10.1109/IFEEC.2013.6687583.
- [18] Eurostat, “Consumption of energy,” 2015. [Online]. Available: http://ec.europa.eu/eurostat/statisticsexplained/index.php/Consumption_of_energy. [Accessed: 09-Oct-2015].

- [19] Eurostat, “Transport energy consumption and emissions,” 2006. [Online]. Available: http://ec.europa.eu/eurostat/statisticsexplained/index.php/Archive:Transport_energy_consumption_and_emissions. [Accessed: 09-Oct-2015].
- [20] G. Cipriani, V. Di Dio, R. Miceli, G. Ricco Galluzzo, and M. Russo, “Evaluation of performance and efficiency and type approval of an electrically assisted bicycle drive,” *Proc. 2013 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2013*, no. October, pp. 1163–1168, 2013. doi: 10.1109/ICRERA.2013.6749928.
- [21] J. Afonso, F. J. Rodrigues, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, “Automatic Control of Cycling Effort Using Electric Bicycles and Mobile Devices,” in *World Congress on Engineering 2015*, 2015, pp. 381–386, ISSN: 2078-0958.
- [22] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, R. Almeida, J. C. Ferreira, A. A. N. Meléndez, and J. L. Afonso, “On-board electric vehicle battery charger with enhanced V2H operation mode,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 1636–1642. doi: 10.1109/IECON.2014.7048722.
- [23] Y. Hsu, S. Kao, C. Ho, P. Jhou, M. Lu, and C. Liaw, “On an Electric Scooter with G2V / V2H / V2G and Energy Harvesting Functions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–15, 2017. doi: 10.1109/TPEL.2017.2758642.
- [24] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, J. A. C. Fong, and C. U. Brunner, “Electric motor standards, ecodesign and global market transformation,” *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 2008. ICPS 2008. IEEE/IAS*. pp. 1–9, 2008. doi: 10.1109/ICPS.2008.4606292.
- [25] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 6. pp. 2246–2257, 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.918403.
- [26] DouroBike, “Kreidler Vitality Pro-VP1 Shimano Nexus-7.” [Online]. Available: <http://www.dourobike.com/produtos/kreidler-vitality-pro-vp1/>. [Accessed: 28-Jan-2016].
- [27] M. Brown, “First Look: Worlds Lightest Bosch eBike – Haibike FullCarbon Ultimate 2015,” 2014. [Online]. Available: <https://www.e-bikeshop.co.uk/blog/post/first-look-haibike-full-carbon-ultimate-2015/>. [Accessed: 28-Jan-2016].
- [28] Rubbee, “Rubbee Drive.” [Online]. Available: <http://rubbee.co.uk/content/rubbee-drive>. [Accessed: 04-Feb-2016].
- [29] W. Chlebosz, G. Ombach, and J. Junak, “Comparison of permanent magnet brushless motor with outer and inner rotor used in e-bike,” *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. pp. 1–5, 2010. doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608000.
- [30] P. Yedamale, “AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals.” Microchip Technology Inc., pp. 1–20, 2003.
- [31] ElectroCraft, “EA25 : ElectroCraft CompletePower™ Drives.” [Online]. Available: <http://www.electrocraft.com/products/drives/EA25/>. [Accessed: 04-Feb-2016].
- [32] Maxon Motor, “DEC 50/5 Operating Instructions.” [Online]. Available: http://www.maxonmotor.com/medias/sys_master/root/8803608723486/230572-DEC-50-5-Operating-Instructions-En.pdf. [Accessed: 11-Sep-2016].
- [33] B. K. Bose, *Power electronics and motor drives*, vol. 56. Elsevier, 2006, ISBN: 978-0-12-088405-6.
- [34] C. Blake and C. Bull, “IGBT or MOSFET : Choose Wisely.” International Rectifier, 2006.
- [35] Honeywell, “HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION,” *MICRO SWITCH Sensing and Control*. [Online]. Available: http://sensing.honeywell.com/index.php?ci_id=47847. [Accessed: 12-Feb-2016].
- [36] S. Ball, “Exploring optical and magnetic sensors,” *Embedded*, 2003. [Online]. Available:

- <http://www.embedded.com/design/prototyping-and-development/4024586/Exploring-optical-and-magnetic-sensors>. [Accessed: 16-Feb-2016].
- [37] Mecatrônica Atual, “Sensores Óticos,” 2013. [Online]. Available: <http://www.mecatronicaatual.com.br/educacao/1179-sensores-ticos>. [Accessed: 16-Feb-2016].
- [38] R. T. Rosaleny, “Encoders Óticos.” [Online]. Available: http://manteniment-industrial.cat/wp-content/uploads/2013/04/infoPLC_net_ENCODERS_OPTICOS.pdf. [Accessed: 18-Feb-2016].
- [39] Rockwell Automation, “Encoders.” [Online]. Available: <http://www.ab.com/en/epub/catalogs/12772/6543185/12041221/12041235/print.html#>. [Accessed: 19-Apr-2016].
- [40] Tamagawa Seiki, “ROTARY ENCODERS FA-CODER.” [Online]. Available: <http://www.tamagawa-seiki.com/english/encoder/>. [Accessed: 19-Apr-2016].
- [41] Encyclopedia of World Biography, “Alessandro Volta,” *Encyclopedia.com*, 2004. [Online]. Available: <http://www.encyclopedia.com/doc/1G2-3404706654.html>. [Accessed: 10-Feb-2016].
- [42] Science Photo Library, “A primeira bateria elétrica,” *Quero Saber nº17*, p. 84, 2012.
- [43] Battery University, “How does the Lead Acid Battery Work?,” 2016. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries. [Accessed: 26-Feb-2016].
- [44] Battery University, “What’s the Best Battery?,” 2010. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_best_battery. [Accessed: 26-Feb-2016].
- [45] Battery University, “Nickel-based Batteries,” 2016. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/nickel_based_batteries. [Accessed: 26-Feb-2016].
- [46] T. R. Crompton, *Battery Reference Book*, 3rd Edit. Newnes, 2000, ISBN: 07506 4625 X.
- [47] J. C. Whitaker, *The Electronics Handbook*, 2nd Edit. CRC Press, 2005, ISBN: 0-8493-1889-0.
- [48] S. F. Tie and C. W. Tan, “A review of energy sources and energy management system in electric vehicles,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20. pp. 82–102, Apr-2013. doi: 10.1016/j.rser.2012.11.077.
- [49] F. M. González-Longatt, “Circuit Based Battery Models : A Review,” *2º Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica (II CIBELEC 2006)*. 2006.
- [50] R. Iglesias, A. Lago, A. Nogueiras, J. Marcos, C. Quintans, M. J. Moure, and M. D. Valdés, “Modelado y Simulación de una Bateria de Ion-Litio Comercial Multicelda,” *Semin. Anu. Automática, Electrónica Ind. e Instrumentación (SAAEI 2012)*, no. June 2013, pp. 464–469, 2013.
- [51] M. Chen, S. Member, and G. A. Rinc, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I – V Performance,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006. doi: 10.1109/TEC.2006.874229.
- [52] A. C. C. Hua and B. Z. W. Syue, “Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and LiFePO4 battery,” *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. pp. 1478–1483, 2010. doi: 10.1109/IPEC.2010.5544506.
- [53] Bosch eBike Systems, “The eBike Rechargeable Battery Guide.” Bosch, 2017.
- [54] LunaCycle, “Batteries Chargers.” [Online]. Available: <https://lunacycle.com/batteries/chargers/>. [Accessed: 24-Mar-2017].
- [55] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, “Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles,” *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. pp. 2066–2072, 2010. doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.
- [56] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications*, Third Edit. Elsevier, 2011, ISBN: 978-0-12-382036-5.
- [57] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and

- applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4. pp. 724–738, 2002. doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [58] G. Gatto, A. Lai, I. Marongiu, and A. Serpi, “Circuitual and mathematical modelling of flyback converters,” *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. pp. 906–911, 2016. doi: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525983.
- [59] P. Thummala, Z. Zhang, and M. A. E. Andersen, “High voltage Bi-directional flyback converter for capacitive actuator,” *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. pp. 1–10, 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6634458.
- [60] S. Talbi, A. M. Mabwe, and A. E. Hajjaji, “Control of a bidirectional dual active bridge converter for charge and discharge of a Li-Ion Battery,” *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. pp. 849–856, 2015. doi: 10.1109/IECON.2015.7392205.
- [61] H. K. Patel, “Voltage transient spikes suppression in flyback converter using dissipative voltage snubbers,” *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. pp. 897–901, 2008. doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582645.
- [62] Philip C. Todd, “Snubber Circuits: Theory, Design and Application - SLUP100.” Application Notes, Seminar 900 Topic 2. Texas Instruments, pp. 1–17, 1993.
- [63] Texas Instruments, “LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad Experimenter Kit - User’s Guide,” *Datasheet*, 2014. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/spruhh2a/spruhh2a.pdf>.
- [64] Texas Instruments, “TMS320F2802x Piccolo™ Microcontrollers,” *Datasheet*, 2016. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28020.pdf>.
- [65] LEM, “Voltage Transducer LV 20-P,” *Datasheet*, 2013. [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf.
- [66] LEM, “Current Transducer LA 150-P,” *Datasheet*, 2015. [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/la_150-p_new.pdf.
- [67] Texas Instruments, “xx555 Precision Timers,” *Datasheet*, 2014. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>.
- [68] Fairchild Semiconductor, “CD4071BC, CD4081BC,” *Datasheet*, 2002. [Online]. Available: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/CD4081BC.pdf>.
- [69] Analog Devices, “Isolated Precision Half-Bridge Driver, 4 A Output: ADuM3223,” *Datasheet*, 2012. [Online]. Available: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ADuM3223_4223.pdf.
- [70] Analog Devices, “Powering the Isolated Side of Your Half-Bridge Configuration,” *Technical Article*, 2014. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/Powering-the-Isolated-Side-of-Your-Half-Bridge-Configuration-MS-2663-1.pdf>.
- [71] Traco Power, “DC / DC Converters,” *Datasheet*, 2014. [Online]. Available: <https://assets.tracopower.com/20180404161349/TMA/documents/tma-datasheet.pdf>.
- [72] STMicroelectronics, “LOW POWER QUAD VOLTAGE COMPARATORS,” *Datasheet*, 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/resource/en/datasheet/lm139.pdf>.
- [73] STMicroelectronics, “IRFP450,” *Datasheet*, 1998. [Online]. Available: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/stmicroelectronics/6068.pdf>.
- [74] NXP Semiconductors, “BYC8-600,” *Datasheet*, 2013. [Online]. Available: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/BYC8-600_5.pdf.
- [75] Myrra, “Transformers & Inductors,” *Datasheet*, 2017. [Online]. Available: <http://www.myrra.com/myrra/Transformers/Flyback/c/CAT-09-05-01>.
- [76] GEPE, “BeUM (Bicicleta elétrica da Universidade do Minho).” [Online]. Available:

<http://www.gepe.dei.uminho.pt/includes/fotos.html>. [Accessed: 25-Mar-2018].