

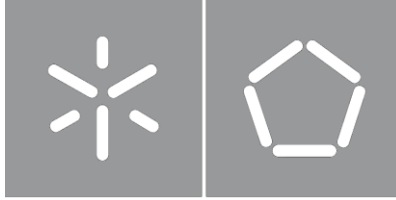


Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Carlos Filipe Vilaça Martins

**Carregador de Baterias Para Veículos
Elétricos com Modo de Operação
*Vehicle-to-Vehicle (V2V)***



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Carlos Filipe Vilaça Martins

**Carregador de Baterias Para Veículos
Elétricos com Modo de Operação
*Vehicle-to-Vehicle (V2V)***

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrónica e de
Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso
Professor Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Junho de 2021

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

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

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

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

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações
CC BY-NC-ND

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

“As Lindas.”

“Don’t take rest after your first Victory because if you fail in second,
more lips are waiting to say that your first Victory was just luck.”

By: Abdul Kalam

Agradecimentos

A conclusão desta dissertação de mestrado só foi possível graças ao apoio incondicional, palavras de apreço e colaboração de um conjunto muito restrito de pessoas. A elas, os meus sinceros agradecimentos por todo o tempo despendido.

Em primeiro lugar, aos meus pais, irmã e família por estarem sempre do meu lado, mesmo nas piores horas, por todo o carinho, amor e palavras de incentivo. Aos meus pais por me terem proporcionado a oportunidade e aventura de frequentar O melhor curso da mui nobre Universidade do Minho. Sem eles nada disto seria possível, por isso estou eternamente grato.

Desejo agradecer aos meus orientadores, Doutor João Luiz Afonso e Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, por todo o apoio, motivação e disponibilidade demonstrada ao longo do desenvolvimento deste trabalho, bem como a oportunidade de aprendizagem sobre um tema de grande interesse para mim.

Um especial agradecimento ao Doutorando Tiago Sousa, por toda a paciência, apoio, conselhos e trocas de ideias, mas acima de tudo, pelo espírito de companheirismo demonstrado para comigo.

Aos meus amigos e colegas de trabalho, que também realizaram a dissertação de mestrado no laboratório do GEPE, as minhas sinceras desculpas por todas as vezes que não fui a melhor pessoa. Porém, acima de tudo, o meu muito obrigado por nunca desistirem de mim e sempre me tirarem do poço, assim como toda a disponibilidade, apoio e críticas construtivas demonstradas.

À Associação Académica da Universidade do Minho (AAUM), estou profundamente grato por toda a aprendizagem, confiança e momentos que me proporcionou ao longo dos últimos 6 anos, 4 anos dos quais como membro eleito pelos estudantes para a sua direção.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “DAIPESEV – Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEIEEE/30382/2017. Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “newERA4GRIDs – New Generation of Unified Power Conditioner with Advanced Control, Integrating Electric Mobility, Renewables, and Active Filtering Capabilities for the Power Grid Improvement”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEIEEE/30283/2017.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

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

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

Resumo

Atualmente, os Veículos Elétricos (VEs) são considerados um dos principais meios para reduzir o excesso de emissões de gases com efeito estufa oriundos do setor dos transportes, mais precisamente dos Veículos com Motores de Combustão Interna (VMCI). No entanto, ainda existem alguns entraves que continuam a atrasar a imposição dos VEs como principal meio de transporte, tais como o número reduzido de postos de carregamento, baixa autonomia, elevado tempo de carga, e custo elevado de aquisição de um VE. Considerando estes problemas, são vários os esforços que a sociedade tem vindo a fazer, com o intuito de melhorar a tecnologia presente nos VEs e assim colmatar os problemas que estes apresentam.

O aumento da instalação de fontes de Energias Renováveis irá ajudar a diminuir a emissão de gases com efeito de estufa, oriundos da energia produzida em centrais termoelétricas convencionais, que entre muitas aplicações se destinam também a alimentar os VEs. Contudo, o reduzido número de postos de carregamento e as suas localizações continuam a ser o maior entrave para a sua aceitação, o que originou o tema da presente dissertação de mestrado: um carregador de baterias para VEs que permite o modo de operação *Vehicle-to-Vehicle* (V2V), com uma potência de 3,6 kW. O modo de operação proposto apresenta-se como uma alternativa aos modos convencionais de carregamento já existentes, tendo a seu favor a mais-valia de ser dotado de mobilidade, o que é particularmente importante em situações de emergência, permitindo o carregamento da bateria do VE em qualquer lugar, sem recorrer a um posto de carregamento.

Ao longo da presente dissertação, foi realizada uma pesquisa sobre a história dos VEs, o conceito de mobilidade elétrica, sistemas de armazenamento de energia em VEs e conversores CC-CC bidirecionais utilizados em sistemas de carregamento de baterias de VEs, sendo depois realizadas simulações com o intuito de validar a topologia e o sistema de controlo adotados. Por fim, de modo a validar o funcionamento do sistema no modo V2V, são apresentados os resultados obtidos no decorrer dos testes experimentais efetuados, bem como uma análise comparativa com os resultados das simulações computacionais.

Palavras-Chave: Veículo Elétrico (VE), Conversores CC-CC Bidirecionais, *Vehicle-to-Vehicle* (V2V), Sistemas de Carregamento de Baterias.

Abstract

Currently, Electric Vehicles (EVs) are considered one of the main means to reduce the excessive greenhouse gas emissions coming from the transport sector, more precisely from Internal Combustion Engine Vehicles (ICEV). However, there are still some barriers that delay the imposition of EVs as the main means of transport, such as the reduced number of charging stations, low driving range, high charging time, and high acquisition costs of an EV. With these problems in mind, there are several efforts that society has been making in order to provide EVs with increasingly superior technologies, and thus overcome the problems they present.

To this end, the increased installation of Renewable Energy Sources will help reducing the emission of greenhouse gases from the energy produced in conventional thermal power plants to power the EVs. However, the small number of charging stations and their locations are still the biggest obstacles for their acceptance, which originated the subject of this master thesis: a battery charger for EVs which allows Vehicle-to-Vehicle (V2V) operation mode with a power of 3.6 kW. The proposed operation mode presents itself as an alternative to the existing conventional charging modes, with the added value of being mobile, which is particularly important in emergency cases, allowing the EV battery to be charged anywhere, without having to travel to a charging station.

Throughout this master thesis, research was conducted on the history of EVs, the concept of electric mobility, energy storage systems in EVs, and bidirectional DC-DC converters used in EV battery charging systems, and simulations in order to validate the adopted topology and control system. Finally, in order to validate the operation of the system in V2V mode, the results were obtained in experimental tests, and a comparative analysis with the computer simulation results are presented.

Keywords: Electric Vehicle (EV), Bidirectional DC-DC Converters, Vehicle-to-Vehicle (V2V), Battery Charging Systems.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	vi
Resumo.....	viii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xvii
Acrónimos e Siglas	xviii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Veículos Elétricos	1
1.2 Enquadramento	7
1.3 Motivações	8
1.4 Objetivos	9
1.5 Organização e Estrutura da Dissertação	10
Capítulo 2 Mobilidade Elétrica e Sistemas de Armazenamento de Energia para Veículos Elétricos	12
2.1 Introdução	12
2.2 Mobilidade Elétrica em Portugal e no Mundo.....	13
2.3 Tecnologias de Baterias	19
2.3.1 Bateria de Níquel-Hidreto-Metálico (NiMH)	23
2.3.2 Bateria de Iões de Lítio (Li-ion)	24
2.3.3 Bateria de Lítio-Fosfato de Ferro (LiFePO ₄)	25
2.3.4 Bateria de Iões de Lítio Polímero (Li-Pol).....	26
2.3.5 Novas Tecnologias de Baterias em Fase de Desenvolvimento.....	27
2.3.6 Comparação Entre as Diferentes Tecnologias de Baterias	29
2.4 Modelo Elétrico da Bateria	30
2.5 Métodos de Carga e Descarga de Baterias	31
2.5.1 Carregamento por Tensão Constante.....	32
2.5.2 Carregamento por Corrente Constante	33
2.5.3 Carregamento por Corrente Constante – Tensão Constante	33
2.5.4 Descarga por Potência Constante	34
2.6 Conclusão	34
Capítulo 3 Conversores de Eletrónica de Potência Aplicados à Mobilidade Elétrica	36
3.1 Introdução	36
3.2 Conversores CC-CC Bidirecionais Não Isolados.....	37
3.2.1 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost</i>	37
3.2.2 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost</i> em Cascata	42
3.2.3 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost Interleaved Half Bridge</i>	43
3.2.4 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost Split Pi</i>	45
3.3 Estratégias de Controlo Aplicadas a Conversores CC-CC Bidirecionais.....	46
3.3.1 Comparador com Histerese.....	47

3.3.2	<i>Periodic Sampling</i>	48
3.3.3	Controlo Proporcional Integral (PI).....	48
3.4	Conclusão	50
Capítulo 4	Simulações Computacionais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost Split Pi</i>	52
4.1	Introdução	52
4.2	Modelo de Bateria.....	53
4.3	Modelo de Simulação.....	54
4.4	Conversor CC-CC <i>Buck Boost</i>	56
4.5	Controlo do Conversor CC-CC <i>Buck Boost</i>	58
4.5.1	Técnica de Modulação	60
4.5.2	Algoritmo de Carregamento.....	61
4.6	Validação do Sistema Proposto	63
4.6.1	Controlo da Tensão no Barramento CC.....	64
4.6.2	Modos de Operação do Sistema	67
4.7	Conclusão	79
Capítulo 5	Implementação e Desenvolvimento do Carregador de Baterias Para Veículos Elétricos	81
5.1	Introdução	81
5.2	Sistema de Controlo.....	82
5.2.1	Microcontrolador	83
5.2.2	Sensor de Tensão	84
5.2.3	Sensor de Corrente	87
5.2.4	Condicionamento de Sinal, Proteção e Comando.....	89
5.2.5	Circuito de <i>Driver</i>	96
5.3	Andar de Potência.....	100
5.3.1	Semicondutores de Potência	101
5.3.2	Condensadores	104
5.3.3	Bobinas	106
5.4	Sistema Completo.....	107
5.5	Conclusão	111
Capítulo 6	Resultados Experimentais.....	113
6.1	Introdução	113
6.2	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado <i>Buck Boost</i>	114
6.2.1	Operação em Modo <i>Buck</i>	114
6.2.2	Operação em Modo <i>Boost</i>	117
6.3	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado do Tipo <i>Buck Boost Split Pi</i>	120
6.3.1	Controlo de Corrente.....	121
6.3.2	Controlo da Tensão no Barramento CC.....	122
6.3.3	Operação em Modo I.....	123
6.3.4	Operação em Modo II.....	127
6.3.5	Operação em Modo III e Modo IV	130
6.4	Conclusão	131
Capítulo 7	Conclusão.....	134
7.1	Conclusões.....	134
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	139
Lista de Referências	142

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Veículo elétrico: Locomotiva elétrica desenvolvida por Charles Page em 1951 [5].	1
Figura 1.2 – Veículo elétrico: Táxi utilizado pela <i>London Electric Cab Company</i> em 1897 [11].	2
Figura 1.3 – Veículo elétrico: La Jamais-Contente criado por Camille Jenatzy [13].	3
Figura 1.4 – Veículo Elétrico: EV1 fabricado pela empresa GM [26].	4
Figura 1.5 – Veículo elétrico: Tesla Model S fabricado pela <i>Tesla Motors</i> [26].	5
Figura 1.6 – Veículo elétrico: BMW i3 Coupe.	6
Figura 1.7 – Veículo elétrico: BMW <i>Gen2</i> utilizado na Fórmula E [39].	7
Figura 1.8 – Sistema de carregamento para veículos elétricos: (a) Sistema tradicional utilizado com interface com a rede elétrica; (b) Sistema proposto com modo de operação V2V.	8
Figura 2.1 – Setor dos transportes, regiões e principais países que têm contribuído para a emissão de CO ₂ para atmosfera ao longo dos últimos anos.	13
Figura 2.2 – Produção de Energia Renovável por diferentes fontes no mundo ao longo dos anos.	14
Figura 2.3 – Produção de Energia Renovável por diferentes fontes em Portugal ao longo dos anos.	15
Figura 2.4 – Venda de veículos elétricos e híbridos em Portugal ao longo dos anos desde o início do projeto <i>MOBI.E</i> .	16
Figura 2.5 - Número total de veículos elétricos e híbridos existentes no Mundo ao longo dos anos 2010-2019.	17
Figura 2.6 – Número de pontos de carregamento existentes no Mundo no ano de 2019.	18
Figura 2.7 – Percentagem de energia renovável produzida em 2019 – TOP 12 Mundial.	18
Figura 2.8 —Previsão do número total de veículos elétricos e híbridos no Mundo até 2030, segundo a campanha <i>EV30@30</i> .	19
Figura 2.9 – Modelo elétrico equivalente de primeira ordem de uma bateria.	31
Figura 2.10 - Formas de onda teóricas do algoritmo de controlo tensão constante.	32
Figura 2.11 - Formas de onda teórica do algoritmo de controlo por corrente constante.	33
Figura 2.12 - Formas de onda teóricas do algoritmo de controlo corrente constante - tensão constante.	34
Figura 2.13 - Formas de ondas teóricas do algoritmo de controlo potência constante.	34
Figura 3.1 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> .	38
Figura 3.2 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em modo <i>boost state on</i> .	39
Figura 3.3 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em modo <i>boost state off</i> .	40
Figura 3.4 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em modo <i>buck state on</i> .	41
Figura 3.5 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em modo <i>buck state off</i> .	42
Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em cascata.	43
Figura 3.7 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>interleaved buck boost</i> .	44
Figura 3.8 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> .	45
Figura 3.9 – Sinais de referência da corrente de saída do comparador obtidos com recurso ao controlo por comparador com histerese.	47
Figura 3.10 – Corrente de saída com controlo por <i>Periodic Sampling</i> : (a) Frequência de amostragem 200 kHz; (b) Frequência de amostragem 400 kHz.	48

Figura 3.11 - Diagrama de blocos do algoritmo PI aplicado ao conversor de potência.	49
Figura 3.12 - Corrente de saída com controlo PI com modulação PWM: (a) Frequência de comutação 200 kHz; (b) Frequência de comutação 100 kHz.	50
Figura 4.1 - Modelo elétrico de primeira ordem de uma bateria utilizado na simulação do sistema em PSIM.	53
Figura 4.2 - Andar de potência do sistema em simulação PSIM com o conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i>	55
Figura 4.3 - Andar de controlo do sistema em ambiente de simulação PSIM.	56
Figura 4.4 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost</i> em ambiente de simulação PSIM: (a) Modo <i>boost</i> ; (b) Modo <i>buck</i>	57
Figura 4.5 – Formas de onda da tensão de entrada e saída do conversor, e da corrente na carga: (a) Modo <i>boost</i> ; (b) Modo <i>buck</i>	58
Figura 4.6 - Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> implementado em PSIM.	59
Figura 4.7 – Forma de onda do gerador de sinais e sinal de referência aplicadas ao PWM.	60
Figura 4.8 – Sinal PWM aplicado à <i>gate</i> dos semicondutores de potência em ambiente de simulação PSIM: (a) Modo <i>boost</i> ; (b) Modo <i>buck</i>	61
Figura 4.9 - Forma de onda da corrente na carga obtida com recurso ao controlo de corrente constante.	62
Figura 4.10 - Forma de onda da tensão na carga obtida com recurso ao controlo de tensão constante.	63
Figura 4.11 – Forma de onda da tensão presente no barramento CC obtida com recurso ao controlo por tensão constante no barramento CC.	65
Figura 4.12 - Forma de onda da corrente presente no barramento CC obtida com recurso ao controlo por tensão constante no barramento CC.	65
Figura 4.13 – Formas de onda presentes no barramento CC durante execução do modo I: (a) Tensão barramento CC; (b) Corrente barramento CC.	66
Figura 4.14 – Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I.	68
Figura 4.15 – Forma de onda da tensão no barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I.	69
Figura 4.16 - Formas de onda na bateria V_{bat2} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I.	69
Figura 4.17 - Formas de onda presentes em V_{bat1} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I.	70
Figura 4.18 - Forma de onda do PWM aplicado à <i>gate</i> dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I: (a) VE1; (b) VE2.	70
Figura 4.19 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II.	71
Figura 4.20 – Forma de onda barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II.	72
Figura 4.21 - Formas de onda na bateria V_{bat2} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II.	72
Figura 4.22 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II.	73
Figura 4.23 - Forma de onda do PWM aplicado à <i>gate</i> dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II: (a) VE1; (b) VE2.	73
Figura 4.24 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III.	74

Figura 4.25 – Forma de onda barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III.....	75
Figura 4.26 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III.	75
Figura 4.27 - Formas de onda presentes em V_{bat2} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III.	76
Figura 4.28 - Forma de onda do PWM aplicado à <i>gate</i> dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III: (a) VE1; (b) VE2.....	76
Figura 4.29 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV.	77
Figura 4.30 – Forma de onda no barramento V_{cc} durante operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV.	78
Figura 4.31 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV.	78
Figura 4.32 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV: (a) Processo de carga; (b) Processo de descarga.	79
Figura 4.33 - Forma de onda do PWM aplicado à <i>gate</i> dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV: (a) VE1; (b) VE2.....	79
Figura 5.1 – Versão final impressa da PCB desenvolvida no âmbito na presente dissertação de mestrado: (a) Camada superior; (b) Camada inferior.	82
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do sistema de controlo a implementar.	83
Figura 5.3 – Placa de desenvolvimento adotada <i>LAUNCHXL-F28027 development kit</i> da <i>Texas Instruments</i>	84
Figura 5.4 – Sensor de tensão de efeito Hall da <i>ChenYang Technologies GmbH&Co KG</i> modelo <i>CYHVS5-25A</i>	85
Figura 5.5 – Esquema elétrico do sensor de tensão modelo <i>CYHVS5-25A</i>	86
Figura 5.6 – Linearidade obtida entre a variação da tensão aplicada ao sensor de tensão modelo <i>CYHVS5-25A</i> do barramento V_{cc} e o valor lido pelo ADC interno do DSP.	87
Figura 5.7 – Sensor de Corrente com efeito da <i>LEM</i> modelo <i>Hall LTSR 15-NP</i>	88
Figura 5.8 – Esquema elétrico do sensor de corrente modelo <i>LTSR 15-NP</i>	89
Figura 5.9 - Linearidade obtida entre a variação da corrente aplicada à bateria no processo de carga e descarga e o valor lido pelo ADC interno do DSP fornecido pelo sensor de corrente modelo <i>LTSR 15-NP</i>	89
Figura 5.10 – Circuito de instrumentação aplicado aos sinais provenientes do sensor de tensão modelo <i>CYHVS5-25A</i>	91
Figura 5.11 – Circuito de instrumentação aplicado ao sinal proveniente do sensor de corrente modelo <i>LTSR 15-NP</i>	92
Figura 5.12 – Circuito comparador de janela aplicado na proteção e comando do sistema aos canais ADC do DSP e medidas de segurança por hardware.	93
Figura 5.13 – Esquema elétrico da configuração dos pinos do integrado <i>NE555</i>	95
Figura 5.14 – Lógica analógica portas AND implementada para habilitação das comutações dos semicondutores de potência.	96
Figura 5.15 – Circuito de ativação da <i>gate</i> dos semicondutores de potência com recurso ao driver <i>ADUM3223</i>	98
Figura 5.16 – Sinais de PWM aplicados à <i>gate</i> dos semicondutores de potência: (a) Modo <i>buck</i> ; (b) Modo <i>boost</i>	99
Figura 5.17 – Digrama de blocos do sistema de controlo aplicado ao sistema a controlar.	100
Figura 5.18 – SiC MOSFET da <i>CREE Inc</i> modelo <i>C3M0120090D</i>	102
Figura 5.19 – Circuito de proteção <i>gate-source</i> aplicado ao SiC MOSFET.....	103
Figura 5.20 – Circuito de proteção de <i>gate</i> aplicado ao SiC MOSFET.	104

Figura 5.21 – Condensadores utilizados no andar de potência do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> .	106
Figura 5.22 – Bobina de núcleo de ar utilizada no conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> .	107
Figura 5.23 – Aspecto final do sistema proposto, constituído pelas 2 PCBs desenvolvidas ligadas entre si pelo barramento CC: (a) Sistema final completo, vista superior; (b) VE2 vista inferior; (c) VE1 vista inferior.	110
Figura 6.1 – Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>buck</i> quando aplicado um sinal de PWM de 25 % ao semicondutor de potência correspondente.	115
Figura 6.2 – Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>buck</i> quando aplicado um sinal de PWM de 50 % ao semicondutor de potência correspondente.	116
Figura 6.3 - Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>buck</i> quando aplicado um sinal de PWM de 75 % ao semicondutor de potência correspondente.	117
Figura 6.4 – Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>boost</i> quando aplicado um sinal de PWM de 25 % ao semicondutor de potência correspondente.	118
Figura 6.5 - Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>boost</i> quando aplicado um sinal de PWM de 50 % ao semicondutor de potência correspondente.	119
Figura 6.6 - Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck boost</i> no modo de operação <i>boost</i> quando aplicado um sinal de PWM de 75 % ao semicondutor de potência correspondente.	120
Figura 6.7 - Tensão na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente na bobina de saída (CH2: 2 A/div), tensão no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina de entrada (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> demonstrando a correta implementação do algoritmo de controlo de corrente: (a) Perturbação para valores superiores da corrente de referência da carga; (b) Perturbação para valores inferiores da corrente de referência da carga.	122
Figura 6.8 – Tensão na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente na bobina de saída (CH2: A V/div), tensão no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina de entrada (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> demonstrando a correta implementação do algoritmo de controlo da tensão de referência do barramento CC: (a) Perturbação para valores superiores da corrente de referência da carga; (b) Perturbação para valores inferiores da corrente de referência da carga.	123
Figura 6.9 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.	125
Figura 6.10 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.	125
Figura 6.11 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado <i>buck boost split pi</i> em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.	126

- Figura 6.12 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$ 128
- Figura 6.13 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$ 129
- Figura 6.14 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$ 129
- Figura 6.15 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*: (a) modo III de operação segundo as condições: $i_{V2V} < 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$; (b) modo IV de operação segundo as condições: $i_{V2V} < 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$ 131
- Figura 7.1 – Temperatura média alcançada pelos reguladores de tensão presentes na PCB: *LM7805* na parte inferior e *LM1117* na parte superior. 140
- Figura 7.2 – Comparação entre os esquemas de ligação dos semicondutores de potência: (a) Configuração de 3 pinos; (b) Configuração de 4 pinos. 140

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparação entre os diferentes tipos de baterias apresentados [27], [57], [74],[86].	30
Tabela 4.1- Valores atribuídos aos componentes utilizados em simulação PSIM.	54
Tabela 4.2 – Valores de operação do conversor CC-CC com <i>duty cycle</i> de 50%.	57
Tabela 4.3 – Valores de tensão e corrente nominal máxima admissível no sistema.	63
Tabela 4.4 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> .	67
Tabela 4.5 – Valor nominais máximos de tensão e corrente no funcionamento do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo I.	68
Tabela 4.6 - Valor nominais máximos de tensão e corrente do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo II.	71
Tabela 4.7 - Valor nominais máximos de tensão e corrente do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo III.	74
Tabela 4.8 - Valor nominais máximos de tensão e corrente de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional <i>buck boost split pi</i> em modo IV.	77
Tabela 5.1 – Valores das resistências associadas ao sensor de tensão modelo <i>CYHVS5-25A</i> .	86
Tabela 5.2 – Esquema de ligações possíveis do sensor de corrente <i>LTSR 15-NP</i> .	88
Tabela 5.3 – Valores obtidos das resistências constituintes do circuito comparador de janela.	94
Tabela 5.4 – Valores nominais de tensão e corrente admissíveis no sistema proposto.	101
Tabela 5.5 – Características dos condensadores presentes no sistema.	106

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AMPOP	Amplificador Operacional
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DoD	<i>Depth of Discharge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EP	Eletrónica de Potência
ER	Energias Renováveis
EOL	<i>End of Life</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
I2C	<i>Inter-integrated circuit</i>
FER	Fontes de Energias Renováveis
FIA	<i>Federation Internationale de l'Automobile</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
GM	<i>General Motors</i>
H2V	<i>Home-to-Vehicle</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>

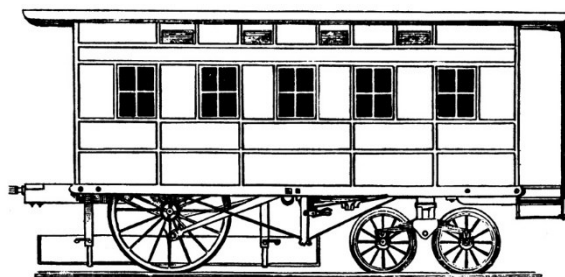
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SiC	<i>Silicion Carbide</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SOA	<i>Safe Operating Area</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SoH	<i>State of Health</i>
SoP	<i>State of Power</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRF	<i>Self Resonant Frequency</i>
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
VMCI	Veículo com Motor de Combustão Interna
VE	Veículo Elétrico
VH	Veículo Híbrido
ZOH	<i>Zero-Order-Hold</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Veículos Elétricos

Contrariamente ao senso comum, os veículos elétricos (VEs) não são uma invenção recente. A ideia de construir um veículo movido a eletricidade surgiu há cerca de 200 anos com a invenção do primeiro modelo de motor elétrico para aplicação em VEs pelas mãos de Ányos Jedlik, mais precisamente em 1828, o qual foi usado para construir o primeiro protótipo de VE [1]. Em 1834, Thomas Davenport, desenvolveu um projeto semelhante, onde o veículo se deslocava numa curta pista eletrificada [2]. Contudo, apenas em 1837 surgiu o primeiro exemplar funcional digno do nome Veículo Elétrico: uma locomotiva movida a baterias não recarregáveis, que no seu primeiro teste, em 1842, percorreu cerca de 2 km numa linha férrea a uma velocidade de 6 km/h [3]. Em 1847, Moises Farmer criou o primeiro veículo movido por um motor elétrico. Já no ano de 1851, Charles Page desenvolveu um VE (Locomotiva elétrica) capaz de atingir uma impressionante velocidade naquela época: 32 km/h [4].



THE FIRST LOCOMOTIVE THAT EVER MADE A SUCCESSFUL TRIP WITH GALVANIC POWER.

Figura 1.1 – Veículo elétrico: Locomotiva elétrica desenvolvida por Charles Page em 1951 [5].

Em 1859 foi desenvolvida a primeira bateria recarregável, uma bateria de chumbo-ácido inventada por Gaston Planté, que veio revolucionar a indústria dos VEs face aos veículos com motor de combustão interna (VMCI), providenciando uma maior autonomia, sendo possível trocar de bateria quando a mesma ficasse sem energia [6]. Aproveitando a ideia apresentada pelo francês Gustave Trouvé na “Exposição Internacional da Eletricidade de Paris” em 1881 (um triciclo dotado de um motor elétrico alimentado por baterias), os ingleses William Ayrton e John Perry nesse mesmo ano construíram outro triciclo elétrico.

O triciclo possuía duas rodas traseiras gigantes movidas por um motor elétrico de 0,5 cv alimentado por baterias em série que permitiam uma velocidade máxima de 16 km/h e uma autonomia até 40 km. Foi também o primeiro veículo equipado com iluminação elétrica [7].

Desde a criação do triciclo elétrico, os VEs tiveram um enorme impulso na sua evolução, começando a surgir um pouco por todo o mundo. Em 1890, surgiu nos Estados Unidos o primeiro VE capaz de transportar várias pessoas, tendo sido o único veículo americano presente na *World's Columbian Exposition* de Chicago entre os 6 apresentados, entrando em 1895, com ligeiras modificações, na corrida de carros em Chicago [8]. Em 1897 surgiu o táxi elétrico de Nova Iorque através da recém-formada *Morris and Salom Electric Wagon and Carriage Company*. O táxi era capaz de transportar várias pessoas, tendo a forma de uma carruagem aberta com uma autonomia de 40 km e uma velocidade máxima de 32 km/h [9]. Ao mesmo tempo, do outro lado do Oceano, surgiam também os primeiros táxis elétricos em Londres na também recém-formada *London Electric Cab Company* (Figura 1.2). No entanto, os táxis apresentavam alguns defeitos de fabrico, não sendo muito fiáveis acabando por cair em desuso. Outro fator que também contribuiu para o seu fracasso foi o enorme custo monetário associado à troca e manutenção das baterias [10].



Figura 1.2 – Veículo elétrico: Táxi utilizado pela *London Electric Cab Company* em 1897 [11].

Decorria o ano de 1899 quando o belga Camille Jenatzy bateu o recorde de velocidade máxima alcançada até aquele ano por um veículo, atingindo uma impressionante velocidade de 106 km/h e elevando o conceito de VE. O VE, ao qual deu o nome de *La Jamais Contente* (Figura 1.3), possuía a forma de um torpedo, o seu chassi era feito à base de liga de alumínio e possuía dois motores elétricos de 25 kW cada [12]. Em 1900 também foi batido mais um recorde relacionado com VEs, tendo sido alcançado o feito de maior distância percorrida com uma única carga de bateria pela empresa *BGS Company's Electric Car*, tendo sido percorridos cerca de 290 km.

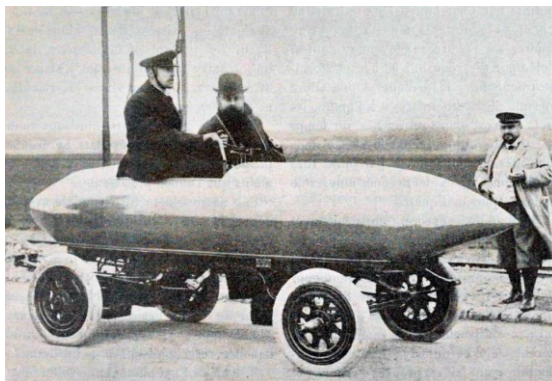


Figura 1.3 – Veículo elétrico: La Jamais-Contente criado por Camille Jenatzy [13].

Os VEs encontravam-se em fase de evolução e grande prosperidade, quando em 1908 a *Ford Motor Company* implementou o conceito de produção em série no seu novo modelo *Ford T*. Com esta medida a *Ford* reduziu enormemente o preço de fabrico, levando a uma queda do preço dos VMCI, tornando-os mais competitivos economicamente face aos VEs [14]. Contudo, o declínio para os VEs aconteceu 4 anos depois com a invenção do motor de arranque por Charles Kettering em 1912 [15]. Aliada a esta invenção, ocorreu a descoberta de grandes reservas de petróleo no Texas, impulsionando o enorme desenvolvimento dos VMCI que quase ditou o desaparecimento dos VEs [16].

A melhoria das infraestruturas rodoviárias, aliada à redução do preço dos combustíveis e o desenvolvimento dos VMCI, originou uma grande perda de competitividade nos VEs. Desde a invenção do primeiro VE, estes sempre foram dotados de maior tecnologia. Contudo, o preço das baterias, a autonomia e o elevado tempo de carregamento acabaram por ditar o seu desaparecimento do mercado por volta do ano de 1930. Seguiram-se as duas grandes guerras mundiais que abalaram por completo a economia global, causando enormes crises financeiras. Face a tais crises, e com uma necessidade de reduzir os gastos ao mínimo, os VMCI acabaram por ganhar um grande destaque na população mundial, originando um grande desenvolvimento face aos VEs [7], [14], [16], [17].

Só mais tarde, na década de 70, por ocasião da grande crise petrolífera, é que os VEs voltaram a ser alvo de estudo de forma a colmatar a escassez de combustíveis fósseis e a reduzir a enorme dependência da população mundial em se deslocar diariamente em VMCI [18]. Desse modo, em 1990 foi implementada, no estado da Califórnia, uma legislação que obrigava todas as grandes construtoras de automóveis a desenvolverem pelos menos um modelo de VE para venda ao público [19]. Nesse mesmo ano, a *General Motors* (GM) apresentou na feira de automóveis *Auto Show* de Los Angeles o *Impact* e em 1994, com apenas 50 unidades produzidas, iniciou um programa piloto. O programa tinha como objetivo recolher dados sobre a performance do carro, dados estes que seriam utilizados para

desenvolver um VE provido de melhores características. Para tal, a empresa passou a emprestar os carros por uma semana a quem os solicitasse com o intuito de recolher tais dados. O *Impact* era dotado de dois motores elétricos que produziam uma potência de 75 kW e tinha uma autonomia de cerca de 90 km [20], [21].

Em 1996 surgiu o seu sucessor, o EV1 (Figura 1.4), sendo o primeiro veículo a ser produzido em série, numa produção total de 1117 unidades. Este VE vinha equipado com um motor de 102 kW de potência e baterias de chumbo-ácido que conseguiam uma autonomia de uns escassos 100 km [22]. Mais tarde, em 1999, a nova versão deste veículo já possuía baterias de Níquel-Hidreto Metálico (NiMH), capazes de aumentar a sua autonomia para o dobro da versão anterior, ou seja, 200 km. No entanto, em 2003, a GM acabou por abandonar o projeto, tendo recolhido e destruído todas as unidades fabricadas até então. A razão que levou ao sucedido foi o custo da rede de assistência e substituição de peças que tinha de se manter por quinze anos, de acordo com a lei, aliado ao reduzido número de unidades vendidas [20], [23]. A empresa petrolífera *Chevron* também teve um enorme contributo para uma nova desvalorização dos VEs, quando adquiriu a patente das baterias NiMH. Face a esta aquisição, as baterias NiMH, que na altura estavam presentes em todos os VEs, viram o seu preço aumentar drasticamente, tendo muitas empresas abandonado a produção de VEs [24]. No entanto, face a estes acontecimentos, algumas produtoras continuaram a apostar no desenvolvimento dos seus VEs, nomeadamente a *Toyota*, com o *RAV4*, e a *Honda*, com o *Honda EV*, fruto das leis implementadas em alguns países e das verbas que os governos disponibilizaram para o estudo e desenvolvimento dos mesmos [25].



Figura 1.4 – Veículo Elétrico: EV1 fabricado pela empresa GM [26].

Neste sentido, em 2006 a *Tesla Motors* apresentou o *Tesla Roadster*, um VE desportivo provido de uma elevada autonomia, cerca de 350 km, e capaz de atingir uns impressionantes 210 km/h. A autonomia anunciada foi possível através da utilização de baterias de iões de lítio, que viu os seus parâmetros de segurança serem melhorados desde o seu lançamento até se tornar fiável a sua utilização em VEs,

possuindo uma tecnologia mais recente e com uma densidade energética superior às baterias de NiMH utilizadas até então [27]. Com esse lançamento, a *Tesla* conseguiu suscitar novamente o interesse em VEs, ao ponto que a enorme procura por veículos com características idênticas teve um grande impacto na inovação e produção de VEs, que tem vindo a subir até aos dias de hoje. No presente, este modelo já não se encontra à venda no mercado, tendo sido substituído por modelos mais recentes como o *Model X*, o *Model 3*, o *Model Y* e o *Model S*. O *Tesla Model S*, presente na Figura 1.5, é considerado o modelo mais desportivo e com melhor performance, fazendo 2,5 s dos 0 aos 100 km/h, apresentando uma velocidade máxima de 261 km/h, uma autonomia de 652 km e um tempo de carga de 15 minutos, providenciando energia para percorrer 214 km. Tudo isto, fruto de dois motores, um por cada eixo, com uma potência combinada de 451 kW e alimentado por uma bateria de iões de lítio [28]–[30].



Figura 1.5 – Veículo elétrico: Tesla Model S fabricado pela *Tesla Motors* [26].

Com uma procura cada vez mais acrescida, os VEs vivem anos de grande prosperidade, evoluindo a grande velocidade. Todas as produtoras, grandes grupos e inclusive novas empresas criadas recentemente no ramo automóvel, têm vindo a desenvolver VEs cada vez mais seguros, com uma maior autonomia e uma maior inteligência. Até no segmento dos carros exóticos e superdesportivos, os VEs têm vindo a destacar-se cada vez mais graças à sua grande performance, capaz de quebrar recordes de grandes VMCI. A título de exemplo, em 2018, a *Rimac*, empresa croata produtora de VEs desportivos, apresentou no salão de Genebra o *C_Two*, um VE superdesportivo com 1408 kW de potência e capaz de atingir os 412 km/h. O *C_Two* é dotado de uma aceleração capaz de atingir os 100 km/h somente em 1,85 s e chegar aos 300 km/h em apenas 11,8 s. Além disso, possui uma impressionante autonomia de 650 km e é considerado um dos carros mais autónomos da atualidade. Outro dos exemplos de superdesportivos é apresentado pela conhecida fabricante de carros desportivos *Porsche*, que em 2020 lançou no mercado o *Taycan Turbo 4S*, um VE com potência variável de 616 cv até 761 cv dependendo do modo selecionado e com uns impressionantes 1050 Nm de binário máximo, anunciando uma velocidade máxima de 260 km/h e uns 2.8 s dos 0 aos 100 km/h. A autonomia entre os 340 km

e os 477 km fica um pouco aquém de alguns VEs o que, no entanto, não deixa de se apresentar como forte opção [31], [32].

No que diz respeito a veículos citadinos, as mais conceituadas construtoras possuem, pelo menos, um VE no mercado, fruto de um enorme crescimento pela sua procura e pelos benefícios da sua aquisição ao nível de impostos. A título de exemplo, a *BMW* possui no mercado três modelos de VEs: o *BMW i3* (Figura 1.6), *iX* e o *iX3* [33]. A *Mercedes-Benz* lançou no mercado nacional dois modelos de VEs, o EQV e o EQC, ao passo que a *Audi* na classe *e-tron* possui quatro modelos de VEs distintos [34], [35]. No entanto, outras marcas como a *Nissan*, *Renault*, *Toyota*, *VW*, *Opel* e *Honda* também possuem os seus VEs, aumentando a oferta face ao constante aumento da procura pela sociedade.



Figura 1.6 – Veículo elétrico: BMW i3 Coupé.

A 3 de março de 2011, em Paris, o presidente da FIA (*Federation Internationale de l'Automobile*), Jean Todt, e o empresário espanhol Alejandro Agag tiveram a ideia de criar um campeonato internacional de monolugares totalmente elétricos, semelhante à Fórmula 1, ao qual deram o nome de Fórmula E. Esta ideia teve como objetivo fomentar o potencial da mobilidade elétrica, ajudar a desenvolver tecnologia e componentes cada vez mais eficientes para uso em VEs citadinos. Contudo, só em 2014 é que a ideia se materializou e aconteceu a primeira corrida oficial que teve lugar em Pequim, no espaço adjacente ao Parque Olímpico de Pequim, e contou com a presença de 10 equipas e 20 pilotos. Até ao ano de 2018, o carro utilizado nas provas era intitulado de *Gen1*, dotado de uma bateria de iões de lítio com uma capacidade de 28 kWh que alimentava um motor com uma potência máxima de 200 kW, que lhe conferia uma velocidade máxima de 225 km/h e uma aceleração dos 0 aos 100 km/h de 3 s. Face à capacidade da bateria, o VE era incapaz de fazer uma corrida inteira sem recarregar. Para tal, a FIA implementou a regra de cada piloto poder usar dois VEs, sendo possível trocar de VE a meio da corrida. O início da temporada 2018/19 ficou marcado pela introdução de um novo modelo de VE com o nome de *Gen2* (Figura 1.7). O *Gen2* viu a capacidade da sua bateria ser aumentada para 54 kWh permitindo ao VE fazer

a totalidade da corrida sem precisar de carregamento, levando a FIA a alterar as regras e permitir apenas um VE por piloto. Graças à nova bateria, o *Gen2* viu a potência do seu motor ser aumentada para 250 kW, o tempo de aceleração dos 0 aos 100 km/h reduzido em 0,2 s para uns impressionantes 2,8 s e uma velocidade máxima de 280 km/h [36]–[38].



Figura 1.7 – Veículo elétrico: BMW *Gen2* utilizado na Fórmula E [39].

1.2 Enquadramento

Atualmente, numa sociedade moderna e industrializada, diversas soluções têm sido apresentadas ao longo dos últimos anos, para colmatar o excesso de emissão de gases com efeito de estufa gerados pelos combustíveis fósseis. Face a enorme utilização de VMCI, volta a surgir o interesse no desenvolvimento e produção de VEs e veículos híbridos (VHs) como solução para a descarbonização a nível mundial.

Contudo, os VEs e os VHs também possuem as suas desvantagens que se apresentam como um grande desafio para a sua crescente aceitação na sociedade atual, onde se destaca a enorme diferença de preço entre os VMCI e os VEs. Desvantagens como o tempo de vida útil das baterias, a sua reduzida autonomia, reduzido número de postos de carregamento e, por último e mais importante, o tempo de carregamento acabam por influenciar muito a escolha na aquisição de um VE.

Apesar das suas desvantagens, os VEs continuam em grande crescimento, fruto de uma enorme evolução na tecnologia, um constante aumento na sua autonomia e da evolução da mobilidade elétrica no mundo. Cada vez mais, as baterias presentes em VE são dotadas de uma tecnologia superior e mais eficiente, aumentando o seu tempo útil de vida e diminuindo o seu tempo de carregamento. Os métodos de carregamento cada vez mais evoluídos e otimizados são também responsáveis por garantir uma maior longevidade e performance à bateria.

Atualmente, os VEs possuem vários métodos de carregamento, que podem ser classificados como *on-board* ou *off-board*, permitindo o carregamento unidirecional e/ou bidirecional. As baterias também possuem vários métodos de carregamento aconselhados de acordo com o *datasheet* do seu fabricante. Neste sentido, para um melhor aproveitamento dos recursos utilizados, tecnologias de carregamento bidirecional, é de enorme vantagem a sua aplicação para um melhor rendimento dos VEs.

Na Figura 1.8 (a), é apresentada uma ilustração do sistema de carregamento tradicional utilizado quando se pretende transferir energia entre VEs, onde são visíveis os conversor de potência utilizados e a sua interface com a rede elétrica, ao passo que, na Figura 1.8 (b) se encontra representado o sistema de carregamento proposto com modo de operação V2V. O modo de operação V2V proposto dispensa a interface com a rede elétrica e como tal, não é necessário utilizar o conversor CA-CC, sendo os VEs ligados entre si através do barramento dos conversores CC-CC presentes em cada um.

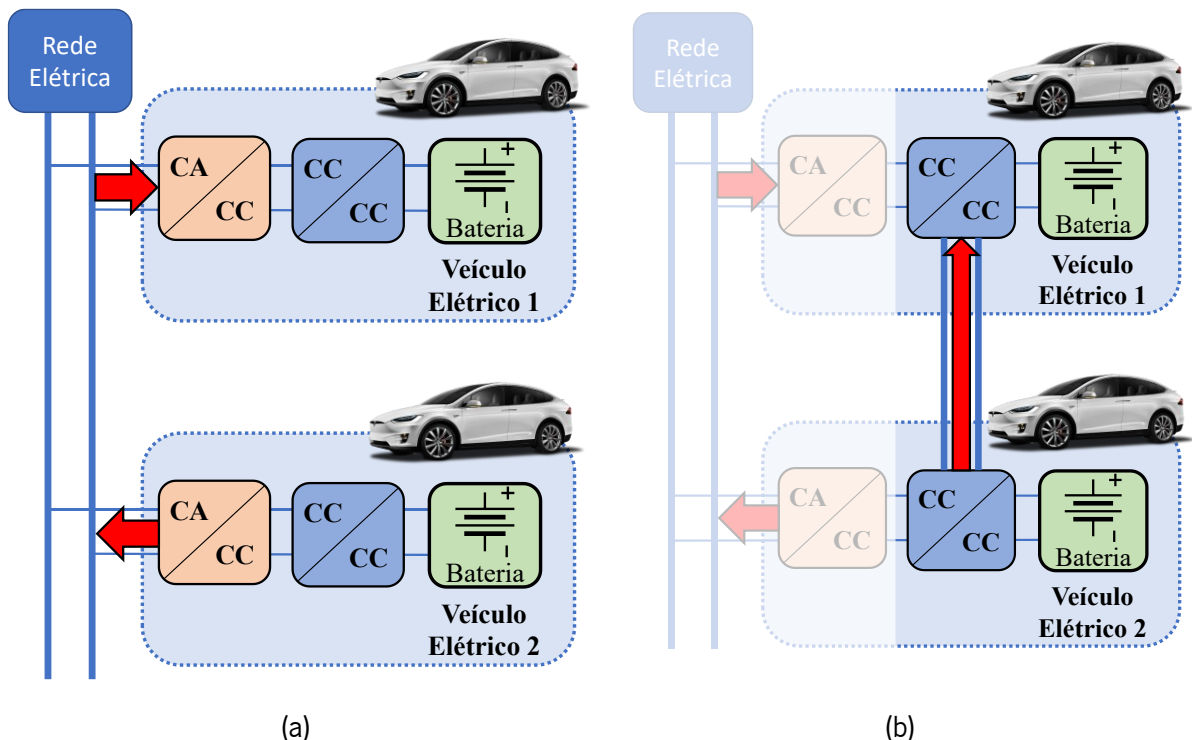


Figura 1.8 – Sistema de carregamento para veículos elétricos: (a) Sistema tradicional utilizado com interface com a rede elétrica; (b) Sistema proposto com modo de operação V2V.

1.3 Motivações

Nos dias de hoje, problemas relacionados com as emissões de gases poluentes para a atmosfera são um tema constante de conversa e discussão no seio da sociedade, sendo os veículos movidos a motor

de combustão interna um dos fatores que representam uma grande fatia deste problema, que necessita urgentemente de soluções mais fiáveis e amigas do ambiente.

Com vista a diminuir o máximo possível o consumo de combustíveis fósseis no setor dos transportes e conseguir combater as alterações climáticas, a indústria automóvel viu-se obrigada a mudar a sua maneira de pensar. Face às medidas impostas pelas maiores potências mundiais que encaminham cada vez mais verbas para o estudo de veículos amigos do ambiente, com reduzida emissão de gases poluentes, no caso dos veículos híbridos, ou sem emissão de gases poluentes no caso dos VEs.

Com grande esforço por parte da indústria automóvel, mas também uma grande mudança na mentalidade da sociedade, onde são cada vez mais os VEs em circulação no mundo, superando, ano após ano, a barreira de VEs vendidos. No entanto, ainda existem grandes desafios a superar, como o elevado preço de custo de um veículo elétrico, a sua autonomia e as poucas infraestruturas existentes para o carregamento dos VEs em via pública.

Neste sentido, surge a necessidade de desenvolver soluções para colmatar as desvantagens associadas aos VEs, como falta de postos de carregamento, processos de carregamento fiáveis capazes de garantir a integridade das baterias quando sujeitas aos processos de carga e descarga e também dotar os VEs com sistemas bidirecionais de fluxo de energia. Deste modo, é possível garantir um melhor rendimento nos processos de carga e descarga utilizando menos conversores de potência, fazendo baixar os preços de aquisição dos VEs e aumentar a fiabilidade e condições para utilização dos mesmos.

A nível pessoal, a escolha por este tema de dissertação deve-se ao gosto em mim gerado desde muito novo pela área de eletrónica de potência e pela indústria automóvel, levando-me a querer aprofundar cada vez mais os meus conhecimentos e desenvolver as minhas capacidades no ramo, conseguindo desse modo contribuir com sucesso, de forma inovadora e sustentável para um futuro promissor dos VEs e do meio ambiente

1.4 Objetivos

O objetivo principal desta dissertação passa pelo desenvolvimento de um carregador de baterias para VEs com modo de operação *Vehicle-to-Vehicle* (V2V), que permita o fluxo bidirecional de energia. Os sistemas de carregamento de baterias tradicionais apenas permitem trocas de energia entre a bateria e a rede elétrica e vice-versa, em modos como *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Home-to-Vehicle* (H2V). Apesar de estes sistemas operarem em modo bidirecional, não é possível utilizar os VEs para fornecer energia a

outros veículos. Contudo, através dos conversores CC-CC bidirecionais presentes no VE, e usando um controlo apropriado para o efeito, sem a necessidade de recorrer à utilização dos conversores CC-CA, é possível efetuar o carregamento de um VE com recurso a outro VE, não sendo, de todo, necessário recorrer a um posto de carregamento.

De forma a garantir o acima descrito, esta dissertação tem como objetivos:

- Pesquisa e estudo do estado da arte dos sistemas para carregamento de baterias de VEs;
- Pesquisa sobre os conversores de eletrónica de potência, sistemas de armazenamento de energia (baterias), topologias e técnicas de controlo mais utilizadas em sistemas para carregamento bidirecional de baterias em VEs;
- Estudo, com recurso a simulações computacionais, utilizando a ferramenta de simulação PSIM, de estratégias de controlo e topologias aplicáveis ao sistema de eletrónica de potência a desenvolver;
- Estudo da plataforma para desenvolvimento do sistema de controlo a ser implementado, assim como para a criação da *Printed Circuit Board* (PCB) previamente dimensionada;
- Desenvolvimento do sistema de controlo, incluindo o circuito de condicionamento de sinal
Implementação de algoritmos de controlo do sistema de carregamento V2V;
- Realização de ensaios ao carregador bidirecional de baterias em laboratório, validando o resultado proposto.

1.5 Organização e Estrutura da Dissertação

A presente dissertação de mestrado encontra-se dividida em sete capítulos distintos.

No primeiro capítulo, é efetuada uma abordagem ao problema proposto para o desenvolvimento da presente dissertação, referindo as motivações que viabilizam a resolução dos problemas atuais nos VEs, bem como os objetivos e técnicas definidas para a mitigação dos mesmos.

No segundo capítulo, é efetuado um estudo bibliográfico sobre a mobilidade elétrica em Portugal e no Mundo, tentando perceber a sua evolução ao longo dos anos. Em seguida são apresentadas as diferentes topologias de baterias presentes no mercado e utilizadas em VEs, assim como o modelo elétrico da bateria que vai ser utilizado durante as simulações computacionais realizadas. Por último, são abordados os modos mais utilizados para efetuar os processos de carga e descarga das baterias presentes nos VEs.

No terceiro capítulo, são apresentados os conversores de EP mais utilizados para efetuar a transferência de energia em dois sentidos. Tendo em consideração o tema escolhido e que as baterias são carregadas através de tensão e corrente contínua (CC), apenas serão abordados os conversores CC-CC bidirecionais não isolados. Em seguida, serão apresentadas as técnicas de controlo mais utilizadas para garantir o seu correto funcionamento.

O quarto capítulo tem como objetivo a exposição do trabalho efetuado na plataforma PSIM, assim como apresentar e explicar os resultados obtidos com o sistema proposto implementado. As condições de simulação visam uma proximidade razoável das condições reais.

No quinto capítulo é exposto o processo de desenvolvimento do andar de potência do sistema, assim como o condicionamento de sinal implementado. Uma vez que as PCBs foram desenvolvidas na sua totalidade pelo autor do documento, será efetuada uma descrição pormenorizada da sua conceção e apresentadas as justificações que levaram à sua escolha.

No sexto capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos de modo a aferir o funcionamento do sistema, comprovando a veracidade do sistema adotado.

Por fim, no sétimo capítulo, são apresentadas as conclusões de todo o trabalho desenvolvido na dissertação. São também descritas sugestões de trabalho futuro de forma a melhorar o desempenho do sistema implementado.

Capítulo 2

Mobilidade Elétrica e Sistemas de Armazenamento de Energia para Veículos Elétricos

2.1 Introdução

Nos dias de hoje, a mobilidade elétrica ajuda a um futuro melhor do planeta Terra, de forma a reduzir as emissões de gases com efeito de estufa produzidos pelos VMCI para a atmosfera. Contudo, para a mobilidade elétrica contribuir de forma ativa na mitigação deste problema, os principais meios que a sustentam também necessitam de estar em constante evolução.

Primeiramente será abordado o conceito de mobilidade elétrica e explicado o seu enquadramento no setor automóvel, estando este em constante evolução. Tal facto deve-se, em muito, aos apoios e incentivos dados pelos governos a nível mundial com o objetivo de diminuir cada vez mais a emissão de gases com efeito de estufa na atmosfera. Neste sentido, será feita uma comparação entre a evolução da mobilidade elétrica em Portugal e no mundo em geral.

Seguidamente, será abordada a temática das baterias mais utilizadas em VEs, sendo estas um componente fulcral para o seu desenvolvimento e sustentabilidade, tendo como função substituir a utilização de derivados de combustíveis fósseis necessários para mover o veículo. Para tal, a utilização de energia produzida através de fontes de energias renováveis (FER) fazem com que os VEs possuam 0% de emissões de gases poluentes. No entanto, poucos são os que tem uma autonomia significativa comparada a um VMCI, o que leva as baterias a serem, cada vez mais, um alvo de grande estudo com intuito de aumentar a sua capacidade entre outros aspetos.

Por último, e não menos importante, serão abordados os métodos de carregamento de baterias mais utilizados atualmente. Considerando que quanto mais eficientes forem estes métodos mais rapidamente é possível concluir o processo de carga das baterias e, ao mesmo tempo, manter as suas características. Como resultado da otimização destes processos obtém-se um maior tempo médio de vida das baterias e uma maior fiabilidade e vantagens para utilizar em VEs.

2.2 Mobilidade Elétrica em Portugal e no Mundo

A mobilidade elétrica é um conceito em ascensão que é alvo de um grande debate a nível académico, industrial, político e monetário, etc. A mobilidade elétrica é um conceito associado ao meio de transporte, e dependendo do seu ritmo de desenvolvimento, deverá moldar o nosso futuro próximo. Os VEs são a mobilidade elétrica e o que a projeta para o futuro, considerando as políticas implementadas por muitos países a nível mundial para a redução ou até proibição do fabrico de VMCI. Na Figura 2.1, são visíveis os principais países responsáveis pela emissão de gases poluentes para a atmosfera ao longo dos últimos anos assim como o setor dos transportes [40], [41].

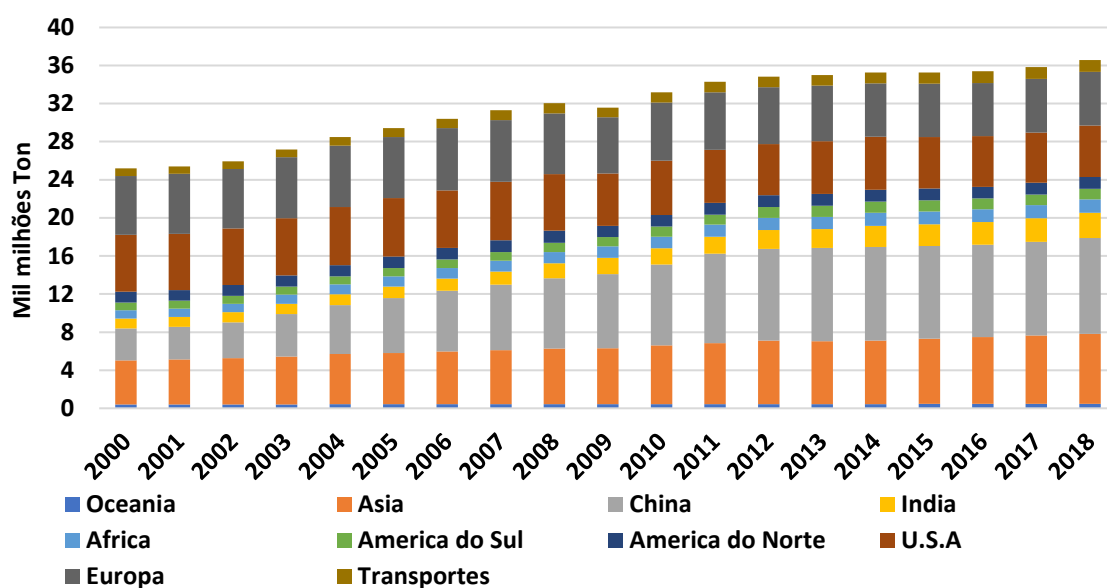


Figura 2.1 – Setor dos transportes, regiões e principais países que têm contribuído para a emissão de CO₂ para atmosfera ao longo dos últimos anos.

Ao longo dos últimos anos, o conceito de mobilidade elétrica viu a sua compreensão ser sistematicamente alterada, desde um simples meio de transporte movido a eletricidade para uma abordagem mais complexa. Num futuro paradigma da mobilidade elétrica espera-se que os VEs funcionem não apenas como consumidores de energia, mas também como fornecedores da mesma. Neste sentido, os VEs podem ser usados para mitigar os problemas da intermitência das FERs, operando como sistemas dinâmicos de armazenamento de energia. Contudo, e de modo a viabilizar esta operação, torna-se necessário criar soluções que permitam a integração destes dois sistemas na rede elétrica. Tal permitirá alcançar um mundo à base de transportes sustentáveis alimentados através de energias renováveis, o que contribuirá para os transportes deixarem de ser a principal causa de emissões de gases poluentes a nível mundial. Com o passar dos anos e de acordo com os avanços tecnológicos verificados no ramo da eletrónica de potência (EP), espera-se que a mobilidade elétrica continue a sua evolução

rumo à sua sustentabilidade, deixando assim de recorrer à utilização de energia derivada da utilização de combustíveis fósseis [42]. No gráfico presente na Figura 2.2, observa-se a evolução de cada um dos principais tipos de FER ao longo dos últimos 20 anos no mundo [43].

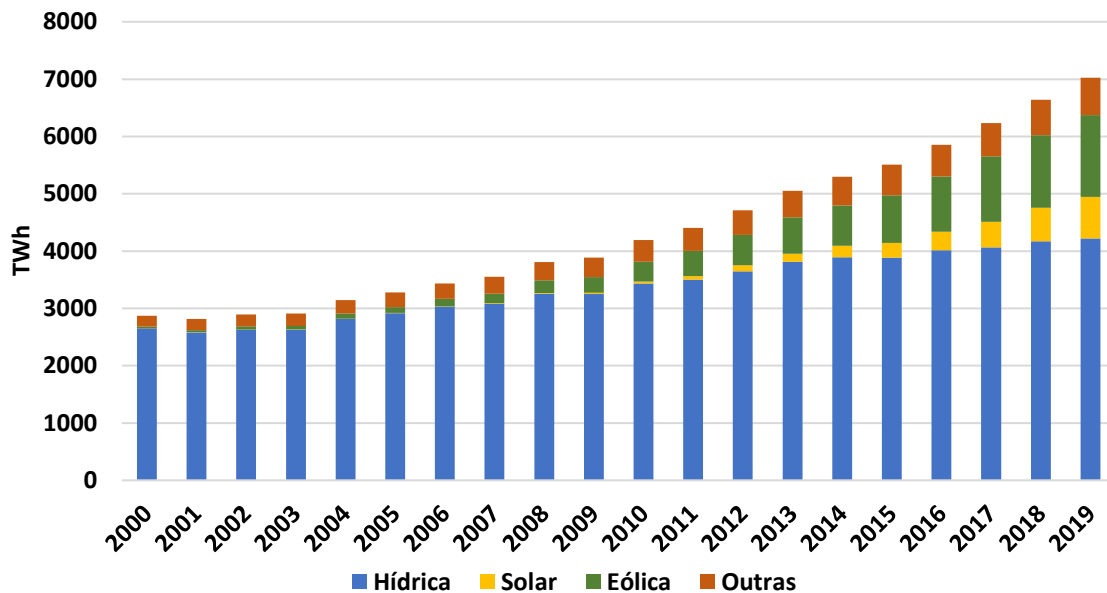


Figura 2.2 – Produção de Energia Renovável por diferentes fontes no mundo ao longo dos anos.

Em Portugal, o desenvolvimento da mobilidade elétrica teve início em 2008 com o planeamento da criação de uma empresa, a *MOBI.E*, encarregue da gestão de todos os sistemas de mobilidade elétrica, inclusive dos postos de carregamento para VEs, garantindo o correto funcionamento da rede de carregamento inteligente em via pública para veículos movidos a eletricidade em Portugal. Em 2010 deu-se o início do projeto desenvolvido para a mobilidade elétrica, sendo este dividido em 3 fases e tendo a 1ª fase sido apelidada de fase piloto. Nesta primeira fase, a oferta de postos de carregamento em via pública era muito reduzida, tendo sido introduzido um número reduzido de veículos movidos a eletricidade. Os apoios dados pelo Estado português para a compra de VEs não eram muito motivadores, tendo primeiramente o intuito de testar as infraestruturas implementadas até então e recolher dados para uma melhor otimização da rede de pontos de carregamento disponíveis face à sua utilização. Outro dos objetivos passava testar o efeito destes postos de carregamento na qualidade de energia elétrica fornecida e o efeito deles sobre a mesma. Ora terminada a 1ª fase, onde era prevista uma rede de pontos de carregamento composta por 1350 pontos de carregamento instalados em apenas 25 municípios, dos quais 50 pontos seriam de carregamento rápido (50 kW). Contudo, tal facto não se verificou, uma vez que foram instalados 1076 pontos de carregamento normais e 50 pontos de carregamento rápido. No entanto, foram obtidos dados essenciais para o início da 2ª fase em meados de 2014 [44], [45]. Na

Figura 2.3 é possível verificar que desde o início do projeto *MOBI.E*, a energia proveniente de fontes renováveis foi sempre superior aos anos anteriores [43].

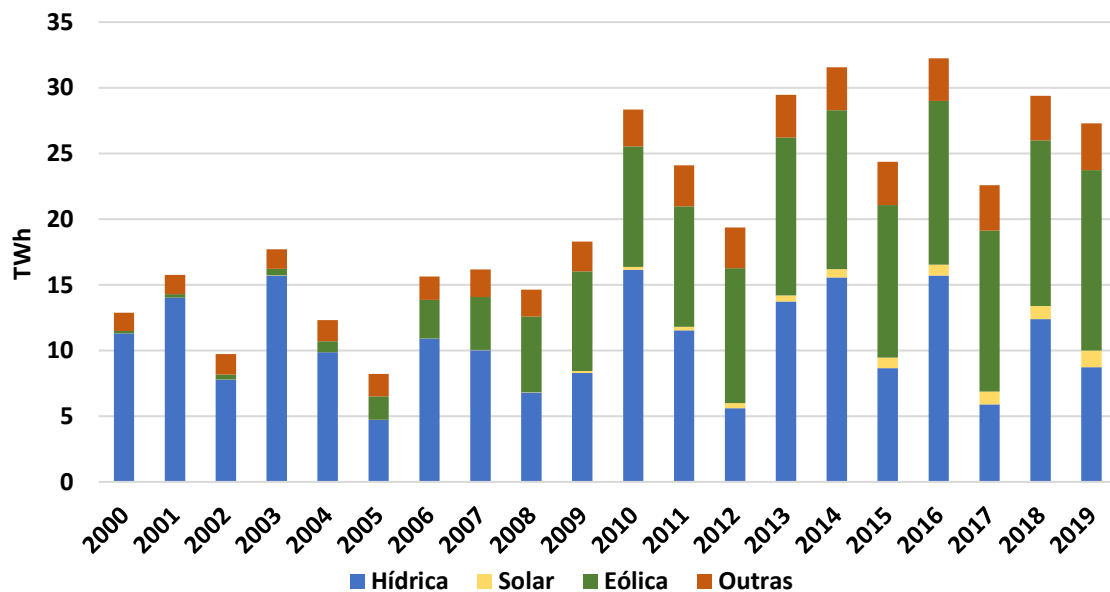


Figura 2.3 – Produção de Energia Renovável por diferentes fontes em Portugal ao longo dos anos.

Com o início da 2ª fase, a *MOBI.E* comprometeu-se a efetuar uma expansão dos pontos de carregamento existentes, abrangendo assim 132 municípios, correspondentes a 80% de toda a população portuguesa [46]. Outra das medidas implementadas passou pelo aumento dos apoios na aquisição de VEs e das regalias nos impostos a pagar sobre eles. Graças a estas medidas, as vendas de VEs dispararam 260,50% em 2015 face ao ano anterior [47]. Outro dos incentivos dados pelo Estado passou pelo acesso gratuito à eletricidade fornecida nos pontos de carregamento normal, sendo apenas os postos de carregamento rápido pagos, medida esta que se manteve desde a criação da *MOBI.E*. Segundo [45], documento publicado em 2016, concluídas a 1ª e 2ª fase, a rede *MOBI.E* devia ser composta por 1604 pontos de carregamento normal e 50 pontos de carregamento rápido.

Com o passar dos anos, a venda de VEs foi sempre aumentando, comprovando que a mobilidade elétrica em Portugal está a ser bem aceite pela sociedade. Aquando da criação do projeto *MOBI.E*, a sua projeção foi para uma duração de ano e meio, a qual não se verificou e estendeu por uns longos 10 anos com o intuito de incutir uma enorme adesão à sustentabilidade e um futuro promissor para a mobilidade elétrica. A 1 de junho de 2020 deu-se então por terminado o projeto, passando a *MOBI.E* a comercializar os postos de carregamento existente em Portugal para o setor privado [47], [48]. Na Figura 2.4, é possível observar um gráfico representativo da evolução das vendas de VEs em Portugal [47], [49].

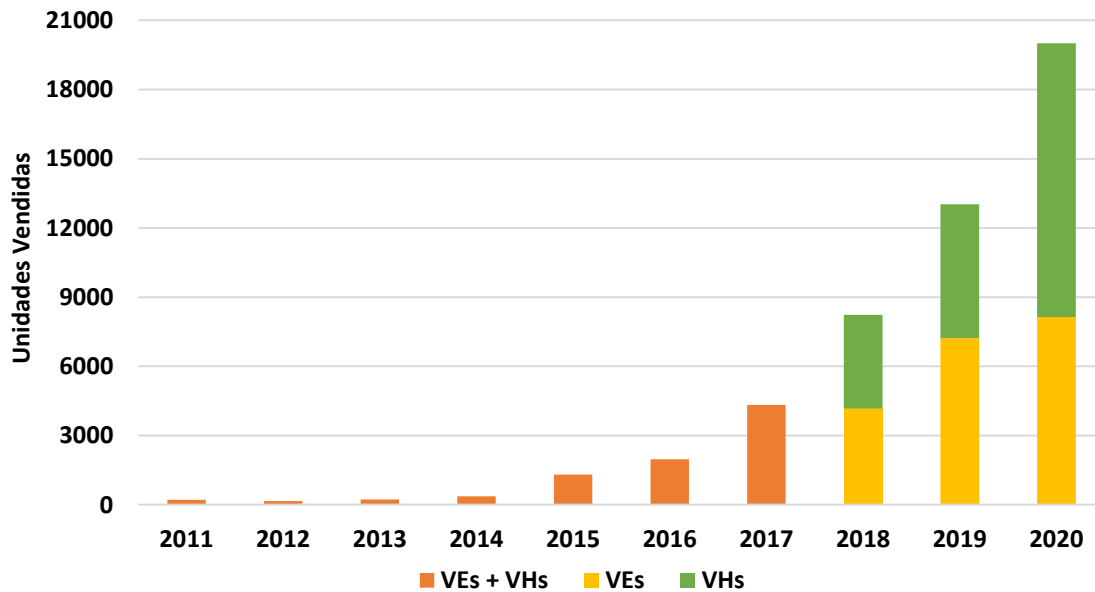


Figura 2.4 – Venda de veículos elétricos e híbridos em Portugal ao longo dos anos desde o início do projeto *MOBI.E*.

Com o término deste projeto, passaram a ser cobradas tarifas pelo carregamento de VEs em via pública. Outro dos principais aspetos é o facto de a meta para a instalação de 1604 pontos de carregamentos normal não ter sido atingida, tendo passado esta responsabilidade para as empresas que se candidatem à sua concessão. Além de a meta não ter sido atingida, existem vários pontos de carregamento que ainda se encontram inoperacionais, resultado da falta de manutenção. Neste sentido, será feito um resumo dos pontos de carregamento existentes em Portugal para uma melhor perceção da sua evolução. No que toca aos pontos de carregamento normal, existiam, há data do término do projeto *MOBI.E*, um total de 762, sendo que 628 pontos de carregamento se encontram operacionais e 134 inativos. Totalizaram-se 292 postos de carregamento rápido, sendo que 211 se encontram operacionais, 19 em fase de instalação e 62 em fase de planeamento. Contudo, a *Tesla Motors* também possui pontos de carregamento exclusivos em Portugal para os seus veículos, perfazendo um total de 251 pontos de carregamento, sendo 171 deles normais e 80 de carregamento ultrarrápido (150 kW), encontrando-se ainda 10 deles em fase de instalação [50].

Através da análise dos dados presentes no gráfico da Figura 2.4, referente à venda de VEs em Portugal, e dos dados apresentados sobre os pontos de carregamento existentes, é possível afirmar que a mesma foi implementada com sucesso face à grande adesão que se verificou por parte da população e da evolução no número de pontos de carregamento. Espera-se ainda que, com a concessão dos pontos de carregamentos, a sua oferta venha a aumentar cada vez mais e que a sua manutenção seja efetuada sempre que necessário, deixando de existir pontos inativos. Com estes dados apresentados, Portugal é também considerado um dos países pioneiros na Europa na implementação da mobilidade elétrica e do

sistema que criou para a promover, suscitando grande interesse de alguns países europeus em implementar, de igual forma, o projeto *MOBI.E*.

Numa abordagem à evolução da mobilidade elétrica no mundo ao longo dos últimos anos, é possível aferir que a mesma segue a tendência portuguesa, caminhando a passos largos para um mundo mais sustentável, dados presentes no gráfico da Figura 2.5 [51]. Em 2015 teve lugar em Paris a *Conference of the Parties* (COP 21), onde foi estabelecido um objetivo muito importante de manter o aumento da temperatura global abaixo dos 2°C, onde se enquadra, de forma coerente, a estimativa que em 2030 já existam no mercado mais de 245 milhões de VEs, estimativa realizada pela Agência Internacional de Energia [52], [53].

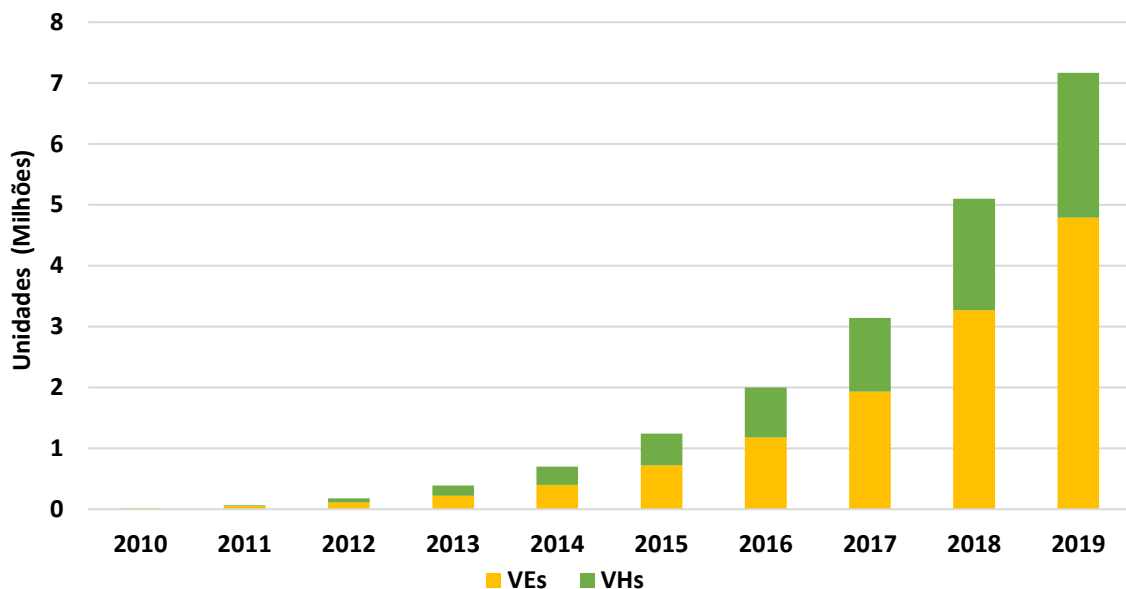


Figura 2.5 - Número total de veículos elétricos e híbridos existentes no Mundo ao longo dos anos 2010-2019.

Em alguns países do Mundo, como os Estados Unidos da América e a China, a mobilidade elétrica teve um maior desenvolvimento, fruto de uma forte aposta e incentivos dados pelo governo ao consumidor final e empresas, mas também por serem os países onde se encontram sediadas as maiores produtoras de VEs. Como tal, também são os países no mundo que apresentam o maior número de carregadores públicos, seguidos dos países europeus, dados estes apresentados no gráfico presente na Figura 2.6 [53].

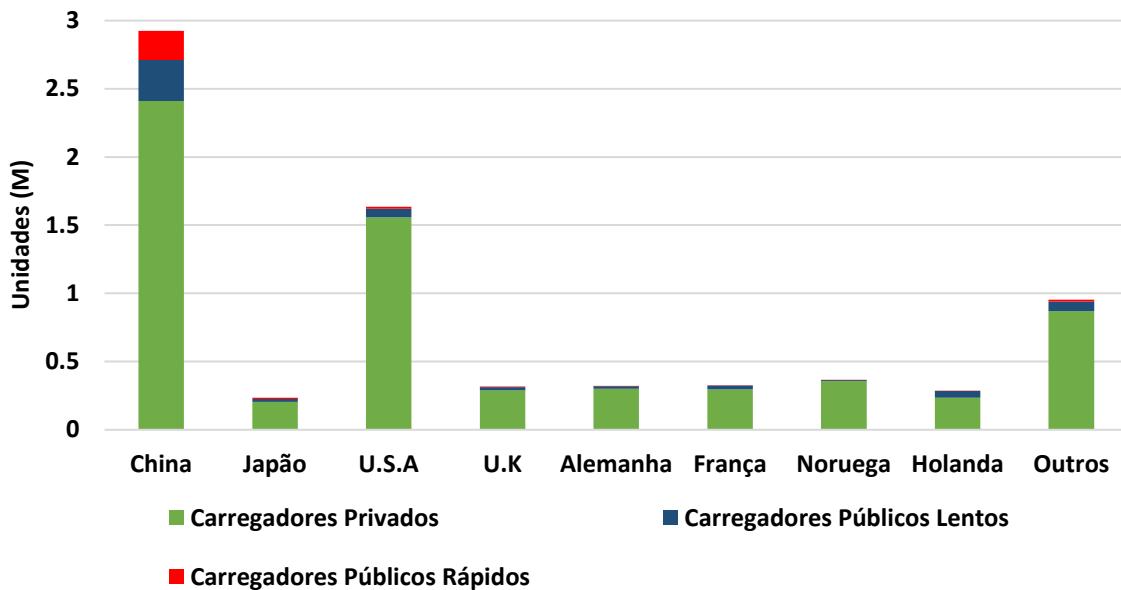


Figura 2.6 – Número de pontos de carregamento existentes no Mundo no ano de 2019.

Na Europa, a mobilidade elétrica também se encontra em rápida expansão e aceitação na maioria dos seus países constituintes, tendo a maior parte apresentado um grande desenvolvimento e aceitação. A título de exemplo, a Noruega é o único país no mundo onde o número de VEs superou o número de VMCI, fixando-se a venda de VEs em 54,3%. É também o país do mundo que produz a maior percentagem de energia renovável face à energia utilizada, fixando-se em cerca de 97,9%. Face a esta grande evolução, a Noruega tem como objetivo chegar a 2025 só com carros dotados de “zero emissões” a circular no seu território [54], [55]. Na Figura 2.7, é possível observar o *TOP 12* mundial dos países que mais energia renovável consumiram ao longo do ano de 2019, com base no total de energia produzida para consumo nesse mesmo ano [55].

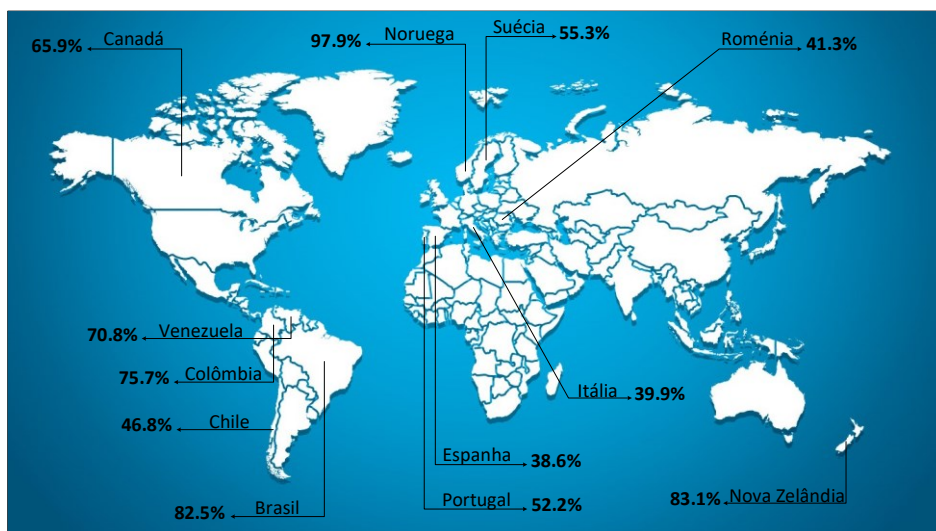


Figura 2.7 – Percentagem de energia renovável produzida em 2019 – TOP 12 Mundial.

Contudo, estima-se que tudo o mundo acompanhe esta notória evolução e caminhe a largos passos para uma maior autossustentabilidade, aumentando em grande número os VEs, assim como a capacidade de produção de ER para uma diminuição considerável da emissão de gases com efeitos de estufa provenientes do setor dos transportes e produção de energia. Na Figura 2.8, é possível observar em gráfico as estatísticas anunciadas, segundo a campanha *EV30@30* para a meta de venda de VEs a atingir até 2030 no mundo [56].

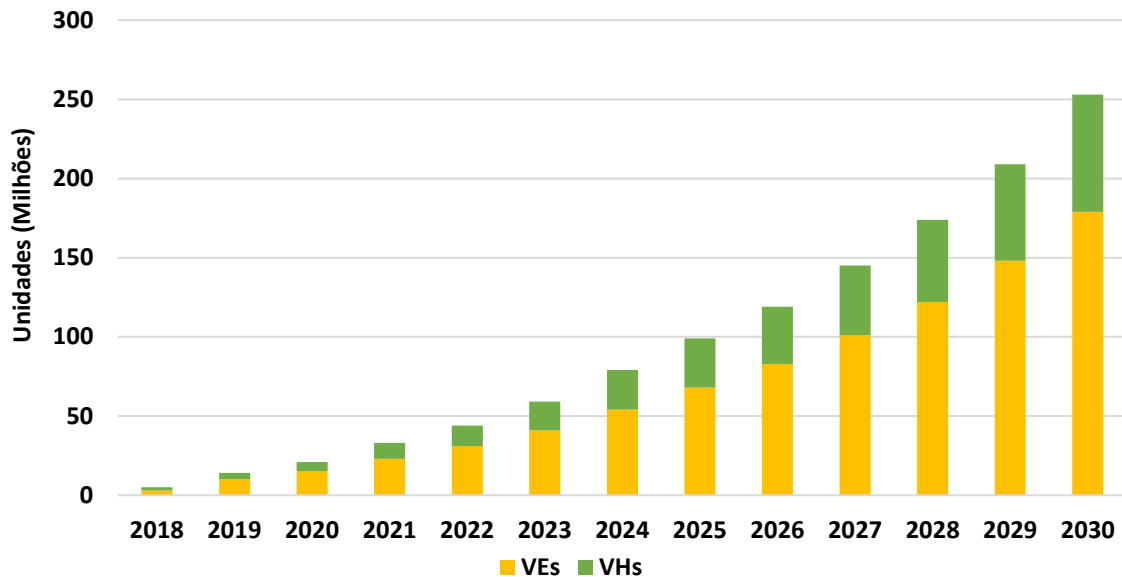


Figura 2.8 --Previsão do número total de veículos elétricos e híbridos no Mundo até 2030, segundo a campanha *EV30@30*.

2.3 Tecnologias de Baterias

A produção e evolução das diferentes tecnologias de baterias existentes no mercado têm um enorme impacto dentro da área da mobilidade elétrica, sobretudo na área dos VEs. Estas são o componente que mais se destaca nos VEs, sendo a sua única reserva de energia e o componente mais dispendioso empregue nos mesmos. É graças às baterias presentes nos VEs que estes se conseguem deslocar e percorrer distâncias consideráveis sem precisar de um carregamento.

Assim como os VEs, é preciso recuar bastantes anos no tempo para encontrar a invenção da primeira bateria recarregável utilizada em VEs, decorria o ano de 1859 quando Gaston Planté conseguiu tal feito. Era uma bateria de chumbo-ácido com uma capacidade e performance muito aquém comparada às utilizadas atualmente. No entanto, foi um marco muito importante no crescimento e desenvolvimento de VEs, garantindo o seu domínio no setor automóvel por mais de um século até caírem quase em esquecimento pelos fatores mencionados na secção 1.1.

Com um novo crescimento na comercialização de VEs no início do século XXI, estes são novamente alvo de estudo e desenvolvimento para garantir uma melhor performance e autonomia, sendo capazes de se igualar aos VMCI. Neste sentido, as tecnologias de baterias presentes no mercado são cada vez mais alvo de estudo e inovação com o objetivo de melhorar a sua capacidade, performance e aumentar a sua longevidade permitindo assim reduzir os custos inerentes da sua substituição e manutenção. Contudo, mesmo por parte dos utilizadores de VEs, é necessária uma boa compreensão das características referentes à bateria presente no seu VE, sendo assim capaz de garantir o seu desempenho máximo e, ao mesmo tempo, garantir uma maior longevidade da mesma [27].

Do ponto de vista dos fabricantes de baterias para VEs, existem vários parâmetros que devem ser tomados em atenção durante o seu processo de fabrico e verificados nos testes a que as mesmas são sujeitas antes do seu uso em VEs, estando estes relacionados diretamente com o tempo útil de vida e desempenho das mesmas. Em seguida serão enumerados os parâmetros mais importantes a ter em atenção nas baterias usadas nos VEs, sendo eles [57], [58]:

- **Capacidade:** É a quantidade de carga elétrica com que uma bateria pode ser carregada ou descarregada sobre condições específicas. Apesar de a unidade SI de carga ser coulomb (C), é mais comum expressar a capacidade das baterias em ampere-hora (Ah), sendo que $1 \text{ Ah} = 3600 \text{ C}$. A quantidade de energia é obtida em Watt-hora (Wh), sendo que a capacidade (Q) pode ser obtida segundo a equação (2.1):

$$Q = I \Delta t \quad (2.1)$$

Segundo a equação acima, a capacidade da bateria resulta da multiplicação da corrente de descarga (I) pelo tempo de descarga a que está sujeita (Δt). No entanto, também é possível obter a capacidade de energia da bateria multiplicando a capacidade da bateria (Q) pela tensão nominal da bateria (V), como demonstra a equação (2.2):

$$E = Q V \quad (2.2)$$

Contudo, a capacidade da bateria pode ser influenciada por diversos parâmetros a ela intrínsecos, como por exemplo a sua idade, corrente de carga, processo escolhido para a descarga, temperatura da bateria e o seu estado de carga.

- **Taxa C:** A taxa C, ou também conhecida como *C-rate*, é a medida da taxa a que uma bateria é carregada ou descarregada. A taxa é relativa à sua capacidade máxima e é expressa em C. Como

exemplo, para uma melhor compreensão, ao descarregar uma bateria de 100 Ah a uma taxa de 1 C, indica que a bateria ao fim de 1 hora se encontra completamente descarregada com uma corrente de descarga de 100 A.

- **Estado de Carga:** Estado de carga, também conhecido como *State of Charge* (SoC), indica em percentagem a capacidade atual de energia disponível na bateria para uso até que a mesma fique descarregada. Quando o valor de SoC for próximo 0%, a bateria encontra-se completamente descarregada. O SoC pode ser calculado através da equação (2.3).

$$SoC = \frac{C_{atual}}{C_{total}} \times 100\% \quad (2.3)$$

- **Estado de Saúde:** Estado de saúde, ou também designado por *State of Health* (SoH), é um valor obtido em percentagem e faz referência à degradação da bateria assim como ao seu tempo de vida restante. É obtido através da razão entre a condição atual da bateria e a condição ideal da mesma.
- **Profundidade de Descarga:** A profundidade de descarga, ou *Depth of Discharge* (DoD), é exatamente o oposto do estado de carga e indica a percentagem da capacidade total da bateria que foi descarregada. Para uma bateria ser descarregada profundamente, o valor de DoD tem de ser superior a 80%, sendo obtido através da equação (2.4).

$$DoD = 1 - SoC \quad (2.4)$$

- **Tensão Nominal:** Resulta da multiplicação da tensão das células individuais pelo número total de células em série presentes na bateria. Pode ser medida aos terminais da bateria.
- **Tensão em Aberto:** Tensão medida aos terminais da bateria quando não é aplicada nenhuma carga aos seus terminais. Este parâmetro depende de outros fatores como o SoC e o efeito da temperatura.
- **Tensão de Descarga Mínima:** É a tensão mínima de funcionamento da bateria. É um valor definido pelo próprio fabricante e que indica quando a bateria se encontra descarregada.
- **Densidade de Energia:** Também conhecida como densidade de energia volumétrica, é definida como a relação entre a energia da bateria e o seu volume.
- **Auto-descarga:** A auto-descarga ocorre em todas as baterias quando não são utilizadas durante muito tempo. Este processo varia com o tipo de bateria e as condições que as mesmas são sujeitas, dependendo muito da idade da bateria, do material constituinte da mesma e das condições ambientais a que estão sujeitas.

- **Resistência Interna:** É dependente das características físicas e químicas da própria bateria e do SoC. O ideal é o valor ser o menor possível, resultando numa maior eficiência. É necessário ter em consideração que à medida que a estabilidade térmica vai diminuindo, as perdas vão aumentando.
- **Efeito de Memória:** Consiste na perda de capacidade de armazenamento da bateria. É um problema muito comum entre baterias recarregáveis, como as baterias de níquel-cádmio. No entanto, com o avanço da tecnologia e o aparecimento de novos modelos de baterias, este problema deixou de existir. As baterias de íons de lítio são umas das que não são afetadas pelo efeito de memória. O efeito de memória ocorre maioritariamente quando as baterias não são descarregadas completamente antes de serem novamente carregadas.
- **Número de Ciclos de Vida:** Número de ciclos de carga/descarga, indicados pelo fabricante, em que a bateria consegue manter a sua performance original e as suas condições ideais de funcionamento. Vários fatores como idade e temperatura estão diretamente relacionados com o número máximo de ciclos de vida da bateria.
- **Eficiência:** É o rácio entre a energia elétrica fornecida e a quantidade de energia elétrica necessária para voltar ao estado antes da sua descarga, valor este obtido em percentagem. O melhor resultado possível seria um rendimento de 100%, mas torna-se impossível devido a vários fatores como a temperatura. Além do mais, este parâmetro varia consoante a bateria considerada.

As baterias podem ser classificadas como primárias, caso não sejam recarregáveis, ou como secundárias, se o oposto se verificar. Tendo em consideração a necessidade de os VEs possuírem baterias que sejam recarregáveis, é de extrema importância garantir que as baterias possuam um fluxo bidirecional para que os processos de carga e descarga sejam passíveis de serem aplicados às mesmas. Inúmeras vantagens são associadas às baterias secundárias, nomeadamente serem consideradas um dispositivo portátil, apresentarem elevada densidade de potência, baixa resistência interna, não possuírem efeito de memória e operarem sobre uma vasta gama de temperatura.

O princípio base de funcionamento das baterias secundárias consiste no armazenamento de energia sob a forma química durante um período e a produção de eletricidade através da energia libertada pelas reações eletroquímicas que ocorrem no seu interior. As reações eletroquímicas que ocorrem na bateria são o principal responsável pela diminuição do seu tempo de vida útil, existindo desta forma um número máximo de ciclos de vida associado a cada bateria. Todas as baterias são constituídas por dois elétrodos, um positivo (cátodo) e outro negativo (ânodo), e por um eletrólito, líquido onde os elétrodos são mergulhados [59].

A crescente procura por VEs cada vez mais sofisticados e providos de uma maior autonomia tem um enorme impacto na produção e estudo das baterias secundárias, começando a gerar uma preocupação cada vez maior ao longo dos últimos anos sobre o impacto ambiental e ecológico da extração dos materiais que as constituem. Como exemplo, as baterias à base de iões de lítio dependem de um processo de extração do lítio para o seu fabrico que envolve a abertura de minas a céu aberto, acabando também por ter um enorme impacto na biodiversidade local. No entanto, já existem diversos processos desenvolvidos que garantem uma reciclagem dos mais diversos tipos de baterias, mas que, ao mesmo tempo, ainda são considerados pouco benéficos com base na poluição produzida durante o seu processo. Uma bateria só é declarada “morta” quando não é capaz de fornecer ou armazenar energia, o que não acontece nos VEs, sendo recomendada a troca antes de “morrer”. Do ponto de vista do fabricante, uma bateria necessita de ser trocada quando atinge o seu *EoL (End of Life)*. Ora, nestes casos, as baterias podem então ser reutilizadas em outro tipo de aplicações de EP, visto que ainda possuem uma densidade energética considerável evitando desta forma a sua destruição prematura e libertação de materiais poluentes [60], [61].

2.3.1 Bateria de Níquel-Hidreto-Metálico (NiMH)

As baterias de Níquel-Hidreto-Metálico são consideradas como baterias secundárias e são uma tecnologia recente no mercado, tendo surgido em 1989, vindo substituir em grande parte a utilização das baterias de níquel-cádmio. Para tal, as baterias de NiMH possuem uma maior densidade energética e um maior número de ciclos de vida que a sua antecessora. Na década de 90, foi a bateria mais utilizada para alimentar sistemas portáteis, assumindo-se como a principal fonte de alimentação de VEs e veículos híbridos (VHs).

As baterias de NiMH continuam a ser utilizadas numa vasta gama de dispositivos portáteis, tais como computadores portáteis, telemóveis, máquinas de filmar e fotografar. Comparada com a sua antecessora, possui quase a mesma tensão nas células que a constituem, tendo, no entanto, uma capacidade muito superior. São mais pequenas e leves e não possuem materiais poluentes na sua constituição, tais como cádmio [62], [63].

No setor automóvel, em resposta à grande aposta e desenvolvimento de VEs e VHs em todo o mundo, motivado pela crescente preocupação com a poluição ambiental e a busca por uma melhor eficiência energética, as grandes empresas de baterias tem vindo a desenvolver baterias de alta potência adequadas para VEs. Tal facto, deve-se em grande parte à evolução tecnológica ocorrida ao longo dos

últimos anos. Estas baterias também foram evoluindo, tornando mais credível a sua utilização em VEs, nomeadamente os cidadãos, sendo que este tipo de baterias tem uma maior taxa de utilização em VHS [64].

As baterias NiMH, quando comparadas com as restantes tecnologias de baterias disponíveis no mercado e utilizadas em VEs e VHS, têm como vantagem os baixos preços praticados na sua aquisição, o que torna estas baterias mais atrativas e ao mesmo tempo um custo mais reduzido na aquisição de um VE ou VH. A bateria NiMH tem como vantagens relevantes para a sua escolha e utilização em VEs e VHS [65]:

- Baterias recicláveis;
- Não possuem metais tóxicos;
- Baixo custo;
- Elevada potência específica (W/kg);
- Número de ciclos de vida elevado;
- Baixa impedância interna.

2.3.2 Bateria de Iões de Lítio (Li-ion)

As baterias produzidas à base de lítio para se afirmarem no mercado como uma das melhores baterias para se utilizar em qualquer tipo de aplicação. A primeira bateria surgiu pelas mãos de G.N. Lewis em 1912, usando lítio no estado sólido, o que acabou por originar graves problemas de segurança na bateria e equipamentos devido à grande instabilidade no estado sólido. No entanto, devido à grande densidade energética que apresentava, a procura por uma bateria segura à base de lítio nunca foi abandonada, até que em 1991 surgiu no mercado uma nova tecnologia de bateria. Esta nova tecnologia tinha como composto principal iões de lítio e foi patenteada e produzida pela multinacional japonesa *Sony*. Desde a sua introdução no mercado, até aos dias de hoje, as baterias à base de iões de lítio têm vindo a ser cada vez mais utilizadas nas diversas aplicações de EP e tecnologias portáteis tais como computadores portáteis, telemóveis, equipamento fotográfico, bicicletas e inclusive em VEs. Além da sua elevada densidade energética, tal empregabilidade deve-se também a vantagens e características associadas à portabilidade elétrica tais como [66], [67]:

- Elevado número de ciclos de vida;
- Grande eficiência e tempo de resposta;
- Não possui efeito de memória;

- Ampla gama de temperatura de operação;
- Carregamento rápido;
- Taxa de auto descarga reduzida;
- Manutenção reduzida;
- Peso e volume reduzido.

O principal foco na abordagem às baterias de íões de lítio nesta dissertação deve-se ao facto de ser a bateria escolhida pela maioria dos fabricantes de automóveis para aplicar nos seus VEs [68]. Contudo, esta tecnologia de bateria também apresenta várias desvantagens. De forma a colmatar as suas desvantagens, estas necessitam de uma monitorização constante dos seus parâmetros, evitando assim possíveis explosões, sobreaquecimento, curto-circuitos internos e ruturas de encapsulamento (possíveis reações químicas extremamente danosas), daí ser utilizada uma pequena unidade de monitorização chamada *Battery Management System* (BMS), capaz de garantir a operação da bateria dentro da *Safe Operation Zone* (SOA). Para garantir que todas estas condições sejam respeitadas, o controlo aplicado aos processos de carga e descarga deve ser o mais rigoroso possível, de acordo com os dados fornecidos pelo fabricante da bateria. Outra grande desvantagem, e por notória a mais importante tendo em conta o preço de venda de uma bateria de íões de lítio, deve-se ao facto de ser um mineral extremamente raro comparado aos materiais utilizados nas restantes tecnologias de baterias [69], [70].

Em jeito de curiosidade, Portugal é o país da Europa que apresenta maiores reservas de lítio, podendo a sua extração ajudar em muito a frágil economia portuguesa e ao mesmo tempo conseguir reduzir o preço das baterias de íões de lítio com o aumento da matéria-prima disponível. Mas devido a estudos de impacto ambiental e ecológico sobre exploração a nível industrial, a opinião sobre a sua extração acaba por se encontrar muito dividida, sendo que até ao término da realização da presente dissertação não houve luz verde para a sua exploração [71].

2.3.3 Bateria de Lítio-Fosfato de Ferro (LiFePO₄)

Face à enorme procura pela utilização das baterias de íões de lítio na maioria das aplicações de EP e à escassez da sua matéria-prima, o lítio, sempre existiu uma necessidade de encontrar uma tecnologia de bateria capaz de oferecer as mesmas condições, mas com matérias-primas mais abundantes. Em 1997, na Universidade do Texas pelas mãos de John B. Goodenough e Akshaya Padhi, surge então uma das primeiras publicações sobre uma nova tecnologia de bateria, derivada da bateria de íões de lítio, e que

usava fosfato de ferro como cátodo. No entanto, só em 2006 é que começaram a ser comercializadas [72].

Apesar de ser uma tecnologia introduzida recentemente no mercado, esta teve um longo período de incubação que permitiu comprovar e aperfeiçoar as inúmeras vantagens que a caracterizam. Além das vantagens já conhecidas associadas às baterias de íões de lítio abordadas no ponto anterior, esta tecnologia ainda é dotada de mais algumas, tais como [73], [74]:

- Elevada gama de temperatura de operação;
- Baixa toxicidade;
- Segurança superior;
- Não possuem efeito de memória;
- Taxa de auto descarga quase nula;
- Profundidade de descarga de 100%;
- Tensão constante durante o processo de descarga.

Graças ao fosfato de ferro ser um material capaz de suportar elevadas temperaturas e ser estável em condições de sobrecarga ou curto-circuito, estas tecnologias de baterias não explodem nem incendeiam quando sujeitas a sobrecargas ou erros que ocorram durante a execução dos processos de carga e descarga. Apenas se vão deteriorando com o tempo, conferindo desta forma uma segurança superior às baterias de Li-ion. No entanto, também possuem as suas desvantagens, tais como o seu custo de produção ser idêntico às de íões de lítio e necessitar do uso de uma unidade BMS, tal como as de Li-ion [73].

2.3.4 Bateria de íões de Lítio Polímero (Li-Pol)

A bateria de íões de lítio polímero é uma tecnologia recente no mercado, tendo sido também introduzida pela multinacional japonesa *Sony* em 1998. Quando comparada com as baterias de íões de lítio, esta possui um desempenho idêntico, destacando-se a elevada densidade energética. Na altura da sua implementação, uma das melhorias face às demais passava pelo seu aspeto fino e maneável. Tal melhoria permitiu a sua rápida aceitação e implementação na maioria dos dispositivos eletrónicos portáteis na altura, ocupando o menor espaço possível. A sua segurança também foi melhorada relativamente às baterias de íões de lítio, equiparando-se às baterias de LiFePO_4 . Relativamente às desvantagens, esta tecnologia também as possui, tais como o seu elevado custo, número de ciclos de vida mais reduzido, risco de incêndios em caso de sobrecargas ou sobreaquecimentos e também

necessita de uma unidade BMS como as outras. As vantagens que mais se destacam nesta tecnologia de bateria são [75]:

- Flexibilidade no formato de fabrico;
- Reduzida espessura;
- Desempenho igual às baterias de Li-ion com peso inferior;
- Maior segurança e resistência.

2.3.5 Novas Tecnologias de Baterias em Fase de Desenvolvimento

Face à procura de VEs mais eficientes, as baterias também têm vindo a acompanhar essa evolução, dotando os VEs de uma autonomia cada vez maior e um menor tempo de carga. Face a estes requisitos, são disponibilizadas anualmente enormes verbas de dinheiro pelo setor privado e pelo setor público com o intuito de desenvolver novas tecnologias de baterias inovadoras capazes de satisfazerem as mais diversas necessidades das aplicações onde se pretendem implementar. A título de exemplo, o fundo *Breakthrough Energy Ventures*, gerido por Bill Gates, disponibilizou um fundo de 1,7 mil milhões de dólares para empresas e *startups* que estão a apostar no desenvolvimento de novas tecnologias de baterias [76]. Outros dos exemplos foi a *startup* sueca *Northvolt*, fundada em 2016 por Peter Carlsson, ex-vice-presidente da conhecida marca de fabricantes de VEs *Tesla Motors*, que recebeu um investimento da *BMW* numa avultada quantia de 2 mil milhões de dólares para a construção de uma fábrica de baterias para VEs [77].

Em seguida serão apresentadas algumas tecnologias de baterias que ainda se encontram em fase de estudo, mas que apresentam resultados promissores para o futuro dos VEs, prolongando de forma eficiente a sua autonomia e diminuindo os seus tempos de carregamento.

Baterias de Lítio-Enxofre (Li-S)

A bateria de lítio-enxofre é uma tecnologia muito recente e que ainda se encontra em fase de desenvolvimento. É considerada uma tecnologia muito promissora com um alto teor de densidade energética, superior às baterias de íões de lítio, para atender ao enorme crescimento de aplicações de alta potência portáteis, como VEs. No entanto, para ser uma tecnologia 100% fiável para aplicações de EP e VEs, existem parâmetros de segurança que devem ser cumpridos, como a estabilidade da bateria a altas temperaturas. Ora, esta tecnologia tem um ponto de fusão dos seus materiais demasiado baixo, podendo causar incêndios ou até mesmo explosão da bateria, pelo que ainda se encontra em fase de

testes para encontrar uma solução para alterar com sucesso o ponto de fusão dos materiais que a constituem e desta forma a tornar viável para o fabrico e comercialização em grande escala [78].

Com o intuito de colmatar esta falha, tem sido vários os esforços realizados pelos investigadores, procurando e testando as mais diversas técnicas e materiais para garantir a estabilidade da bateria a altas temperaturas. Uma das soluções mais viáveis encontra-se na alteração dos materiais que constituem o eletrodo da bateria, garantindo uma vida superior a 300 ciclos [79].

Baterias de Estado Sólido

Com a enorme procura que o mundo enfrenta por soluções de sistemas de armazenamento com uma densidade energética cada vez mais elevada e números de ciclos de vida superiores, começam a surgir novas investigações e testes associados às baterias em estado sólido, outrora abandonadas. As primeiras baterias de lítio a surgirem na literatura e a serem testadas foram fabricadas à base de lítio em estado sólido no ano de 1912, mas devido aos graves problemas de segurança e à falta de tecnologia para os analisar e corrigir estas acabaram por desvanecer.

Contudo, o notável avanço tecnológico veio suplementar tais problemas para agora ser extraído todo o potencial desta tecnologia de bateria, com recurso a melhores materiais e a tecnologias de processamento. Com este desenvolvimento, esta tecnologia de bateria apresenta uma densidade energética quase 3 vezes superior às baterias de íões de lítio, cerca de 500 ciclos de vida e temperatura de operação estável sem risco de explosão ou incêndio [80]. A título de exemplo, a Toyota anunciou recentemente o lançamento de um VE com esta tecnologia de baterias que permite efetuar o carregamento em 10 minutos, suficiente para percorrer 500 km, estimando-se que chegue ao mercado em meados de 2025 [81].

Baterias Orgânicas

As baterias orgânicas são a mais recente tecnologia de baterias a surgir na literatura, sendo produzidas por materiais 100% orgânicos e recicláveis. Esta tecnologia de bateria já se encontra em fase de teste e o seu princípio de funcionamento é baseado na grafite, um composto de carbono puro semelhante à grafite utilizada na mina do lápis e 100% reciclável por compostagem. Grandes vantagens estão associadas a esta tecnologia de bateria, que se supõe que será o grande futuro da mobilidade elétrica, como é o facto de ser produzida através de materiais mais abundantes na natureza, uma capacidade elevada de potência e sem riscos de explosão ou incêndios. Contudo o seu processo de fabrico e

introdução em VEs ainda é um futuro longínquo, estimando-se que só chegue ao mercado em 2039 [82], [83].

No início de 2020, a *Mercedes-Benz* deu o seu primeiro passo rumo a um futuro mais sustentável e ecológico, apresentando o primeiro VE movido por esta tecnologia de bateria. O protótipo com o nome de *Vision AVTR* foi equipado com uma bateria orgânica baseada em grafite com apenas 10 cm de altura e uma capacidade de 110 kWh, o que lhe confere uma autonomia de 700 km, mas estimando-se que a mesma possa alcançar os 1000 km, consoante a evolução tecnológica que possa ocorrer até ao seu lançamento. No entanto, até o seu lançamento oficial, esta tecnologia ainda poderá sofrer algumas alterações conferindo-lhe uma densidade energética superior e uma maior maneabilidade [84].

2.3.6 Comparação Entre as Diferentes Tecnologias de Baterias

A importância da bateria presente num VE, quando comparada com a de um VMCI tem uma importância superior, considerando-se até a peça mais importante num VE. Comparada a um depósito de combustível, mas com tamanho e peso superior, tem a função de armazenar e fornecer energia para operar o veículo. Em termos comparativos de autonomia fornecida, um depósito de 60 L de combustível num veículo que apresente uma média de 4 L/100 km consegue em média percorrer até 1500 km, ao passo que um VE, como o *BMW i3*, apresenta uma média de 15,3 kWh/100 km com uma bateria de 38 kWh, o que se traduz numa autonomia de 285 km [85].

Neste sentido, existe uma necessidade acrescida de efetuar uma comparação entre as diferentes tecnologias de baterias presentes no mercado para VEs. Na Tabela 2.1 é possível verificar as diferenças existentes entre os tipos de baterias acima descritas, sendo que as tecnologias emergentes não se encontram mencionadas pelo facto de ainda não terem sido introduzidas no mercado para utilização em VEs.

Através da análise dos dados presentes na Tabela 2.1 é possível concluir que as baterias fabricadas com base em iões de lítio possuem uma potência específica superior às restantes e um número de ciclos de vida elevado o que torna esta tecnologia de bateria ideal para a utilização em VEs.

Tabela 2.1 – Comparação entre os diferentes tipos de baterias apresentados [27], [57], [74],[86].

Características	Tipos de Baterias			
	NiMH	Li-on	LiFePO ₄	Li-Pol
Tensão Nominal por Célula (V)	1,25	3,6	3,2	3,6
Energia Específica (Wh/kg)	60 - 120	75 - 200	110 - 160	150 - 170
Potência Específica (W/kg)	60 - 250	500 - 2000	2000 - 4500	350 - 1800
Ciclos de Vida	600 - 1500	1000 - 10000	>2000	500 - 2100
Temperatura Operacional (C)	-10 - 45	-25 - 50	-20 - 60	-20 - 60
Eficiência (%)	70 - 90	94 - 97	96 - 98	92 - 95
Custo	Normal	Elevado	Elevado	Elevado

2.4 Modelo Elétrico da Bateria

As baterias são elementos que armazenam energia sob a forma de energia química e, estando sujeitas a processos de carga e descarga, irão eventualmente sofrer alguns “danos” e conseqüentemente um decréscimo na sua performance ao longo do seu tempo de vida útil, apresentando um aumento das perdas de energia com o passar do tempo. Desta forma, torna-se necessário definir um modelo elétrico da mesma, sendo possível simular os processos de carga e descarga a que as mesmas estão sujeitas. Ao longo dos anos foram propostos vários modelos elétricos na literatura, desde os mais simples, constituídos apenas por uma fonte de tensão ideal, até aos mais complexos, capazes de simular os vários parâmetros presentes numa bateria real [87].

Para uma simulação mais fiável, é necessário determinar todos os parâmetros intrínsecos ao modelo elétrico da bateria para uma melhor análise do seu comportamento, tendo em conta as variações no seu algoritmo de controlo, assim como as discrepâncias durante a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado de EP a implementar. Ao garantir o que foi descrito acima, os resultados obtidos através da ferramenta de simulação a utilizar irão ser muito aproximados da realidade. Na Figura 2.9 encontra-se o modelo elétrico equivalente de uma bateria com os elementos representativos dos parâmetros essenciais para simular os processos de carga e descarga [87], [88].

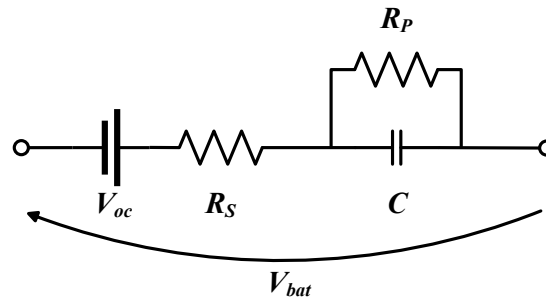


Figura 2.9 – Modelo elétrico equivalente de primeira ordem de uma bateria.

Denominado modelo de primeira ordem, ou também conhecido por modelo de *Thévenin*, este foi o modelo adotado para a realização das simulações do sistema, podendo ser observado na Figura 2.9. É um modelo relativamente simples, mas que contém os parâmetros essenciais para a aplicação em questão, sendo constituído por uma fonte de tensão contínua ideal (V_{oc}) em série com uma resistência (R_S) e um circuito RC paralelo. No modelo adotado, V_{oc} representa a tensão de circuito aberto da bateria, a resistência R_S simboliza a resistência interna ohmica proveniente dos contactos e dos eletrólitos da bateria, ao passo que R_P representa a resistência de polarização resultante das reações químicas durante os processos de carga e descarga. A resistência R_P e o condensador C em conjunto permitem simular o comportamento dinâmico da bateria. Contudo, este modelo não consegue simular a variação da resistência com a temperatura e com o SoC [89], [90].

No entanto, existem outros modelos mais completos capazes de simular certos parâmetros presentes na bateria, como a simulação de sobrecargas e a resistência que os materiais oferecem durante o seu processo de carga ou descarga. Contudo, para a aplicação em causa, a utilização desses modelos não é relevante [87].

2.5 Métodos de Carga e Descarga de Baterias

Com uma necessidade cada vez maior de prolongar o tempo de vida útil das baterias utilizadas nos VEs, deve-se tomar especial atenção aos seus processos de carga e descarga. Estes processos, quando aliados a técnicas de controlo indicadas para a bateria em causa, conseguem garantir uma maior longevidade da bateria e uma performance superior. Como tal, cada fabricante apresenta no *datasheet* as informações técnicas relativas à bateria, essenciais para que a sua carga e descarga seja realizada dentro dos parâmetros ideais.

Considerando o tema escolhido para a realização da presente dissertação de mestrado, apenas serão abordadas as técnicas mais utilizadas para a realização dos processos de carga e descarga aplicados às

baterias dos VEs, sendo eles: tensão constante, corrente constante-tensão constante e potência constante. No entanto, existem outros métodos de carregamento frequentemente referenciados na literatura que não serão contemplados neste capítulo pelo motivo de não apresentarem grande rendimento para comprovar a eficiência do sistema proposto nem se enquadrarem nos métodos de carregamento para baterias presentes em VEs [91], [92].

Contudo, existem parâmetros da bateria que devem ser supervisionados de modo a garantir a fiabilidade e segurança da mesma, destacando-se o seu SoH, SoP e SoC. Todavia, é extremamente difícil controlar estes parâmetros com precisão durante uma simulação, estando eles diretamente relacionados com os processos químicos que ocorrem na bateria durante o seu processo de carga e descarga [93].

A escolha dos métodos de carregamento mencionados prende-se no facto de apresentarem uma elevada taxa de eficiência e pequenas perdas, sendo também os métodos mais utilizados para a realização dos processos de carga e descarga nas baterias presentes em VEs [94].

2.5.1 Carregamento por Tensão Constante

Este método de carregamento consiste em fornecer uma tensão constante aos terminais da bateria, sendo esta responsável por definir a sua corrente de carga, um valor que está diretamente relacionado com as características químicas da bateria. Como o próprio nome indica, apenas existe um estágio de carregamento. Podemos observar na Figura 2.10 o comportamento da tensão (V_{in}) e corrente (I_c) medida aos terminais da bateria durante o seu processo de carregamento, sendo possível verificar que o fim do carregamento ocorre quando a corrente se anula [95], [96].

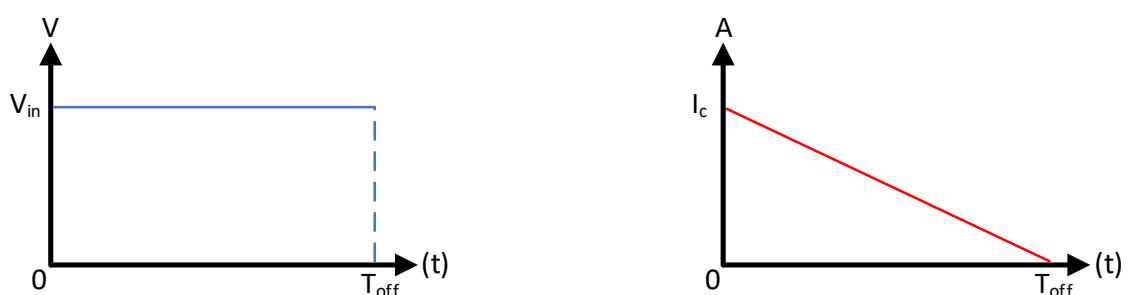


Figura 2.10 - Formas de onda teóricas do algoritmo de controlo tensão constante.

2.5.2 Carregamento por Corrente Constante

Este método de carregamento, tal como o anterior, apenas possui um estágio. Para tal, é aplicada uma corrente constante à bateria até que a mesma atinja a sua tensão nominal. Conforme o valor da corrente aplicada, o seu tempo de carga irá alterar-se. Contudo para que a bateria não esteja sujeita a danos durante o seu carregamento, é necessário respeitar os valores da corrente máxima fornecidos pelo seu fabricante [85], [86]. Na Figura 2.11, podemos observar o seu comportamento durante o carregamento, sendo finalizado quando atinge V_{EoC} .

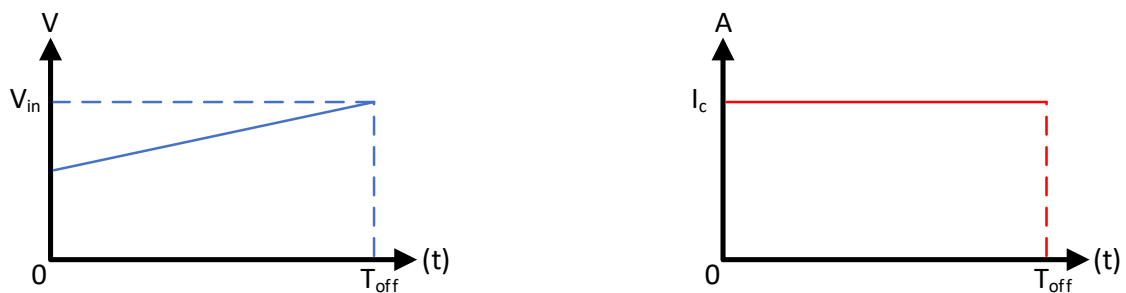


Figura 2.11 - Formas de onda teórica do algoritmo de controlo por corrente constante.

2.5.3 Carregamento por Corrente Constante – Tensão Constante

Este método de carregamento é o mais utilizado no processo de carga de uma bateria, sendo a junção dos dois métodos de carregamento apresentados anteriormente. Como o nome indica, este método de carregamento tem uma primeira fase do processo de carregamento em que é aplicada uma corrente constante à bateria até que esta atinja a sua tensão nominal, ao que após passa a ser efetuado o carregamento por tensão constante até que a corrente seja nula. Quando a corrente for nula, a bateria está totalmente carregada, como podemos observar na Figura 2.12. Este método evita, assim, sobrecargas e a auto-descarga, sendo o processo mais eficaz entre os anteriormente descritos, apresentando tempo de carga mais reduzidos. Este carregamento pode ser aplicado aos mais diversos tipos de baterias, nomeadamente às de iões de lítio [97], [98]. Importante referir que este foi o método utilizado nas simulações computacionais para comprovar o sistema proposto nesta dissertação.

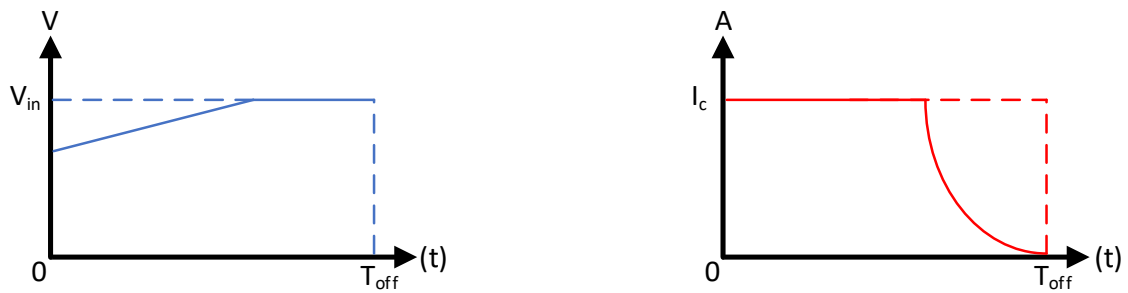


Figura 2.12 - Formas de onda teóricas do algoritmo de controlo corrente constante - tensão constante.

2.5.4 Descarga por Potência Constante

O algoritmo de controlo de carregamento por potência constante apenas possui um único estágio, sendo mais frequentemente utilizado em processos de descarga de baterias. Com uma potência máxima definida para efetuar os processos de carga e descarga, este efetua o próprio controlo da corrente e da tensão empregue, tendo estas também o seu valor máximo definido para garantir a integridade do sistema e da bateria onde o mesmo é empregue, variando as mesmas ao longo do tempo. Se estiver a efetuar um processo de carregamento, a tensão irá aumentar ao longo do tempo ao mesmo tempo que a corrente irá diminuir. Durante o processo de descarga, como se pode verificar na Figura 2.13, a tensão irá diminuir ao longo do processo, enquanto a corrente aumenta. Quando a tensão for nula, o processo de descarga da bateria está completo [99], [100]. Este foi o método escolhido para efetuar o processo de descarga das baterias nesta dissertação de modo a comprovar o sistema proposto.

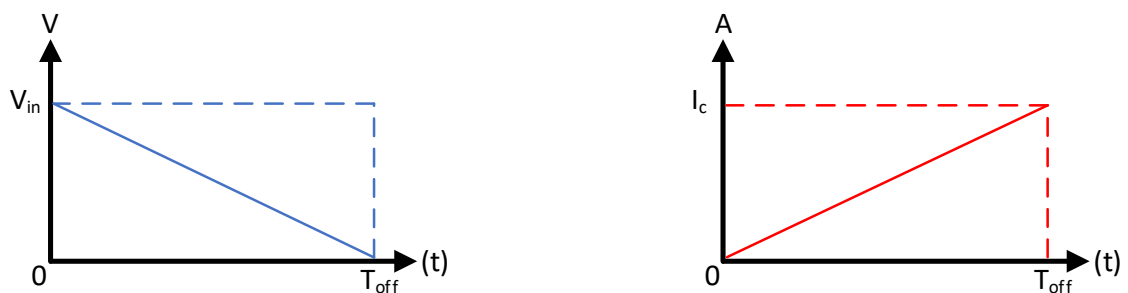


Figura 2.13 - Formas de ondas teóricas do algoritmo de controlo potência constante.

2.6 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram estudados e abordados temas relacionados com a mobilidade elétrica e elementos armazenadores de energia utilizados em VEs. Numa primeira instância, foi abordado o conceito de mobilidade elétrica em Portugal e no Mundo, sendo apresentados dados estatísticos que comprovam a sua evolução ao longo dos anos, com especial ênfase em VEs. Tais dados são de extrema

importância, revelando o constante aumento da produção de VEs a nível mundial e a sua crescente popularidade na população mundial, comprovando os seus benefícios na ajuda à diminuição de emissão de gases com efeito de estufa. Com uma oferta cada vez maior de postos de carregamento, problemas como autonomia e tempos de carregamento deixaram de ser um entrave para a aquisição de um VEs, afirmando-se desta forma como o futuro da tecnologia automóvel.

De seguida, foram abordados e listados os diferentes elementos armazenadores de energia mais utilizados em VEs. Os elementos armazenadores de energia, têm como principal função alimentar todos os componentes nele presentes, inclusive o motor. Como já mencionado, os problemas que afetam as baterias já foram mencionados nos VEs, sendo foram apresentados os avanços tecnológicos das baterias mais relevantes e as soluções apresentadas para o futuro.

Por último, foram abordados os métodos de carregamento mais utilizados em VEs, sendo explicado todo o seu processo de carregamento aplicado à bateria. Foi possível concluir que os métodos aplicados aos processos de carga e descarga de um VE não são iguais, existindo métodos mais eficientes para cada um dos processos. Dentro dos métodos apresentados, para o processo de carga foi escolhido o método de carregamento por corrente constante – tensão constante, ao passo que para a realização do processo de descarga foi aplicado o método de potência constante.

Capítulo 3

Conversores de Eletrónica de Potência Aplicados à Mobilidade Elétrica

3.1 Introdução

No decorrer deste capítulo serão apresentados os conversores de potência mais utilizados na área da mobilidade elétrica com especial foco em VEs, sendo discutidas as diversas topologias existentes. Considerando o sistema proposto para a realização da presente dissertação de mestrado, apenas serão abordados os conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados, tendo como objetivo provar a sua maior eficiência na transferência de energia entre baterias.

A escolha da utilização de um conversor CC-CC bidirecional não isolado recai sobre o facto de o sistema que se pretende implementar ter como função a carga e descarga de baterias, garantindo assim um fluxo de energia bidirecional. Sendo as baterias componentes que fornecem energia em corrente contínua, comparativamente aos restantes modos que carecem de mais do que um conversor de potência, o modo de carregamento V2V revela-se mais eficiente, pois faz uso de apenas um estágio de conversão (conversor CC-CC bidirecional) durante a sua operação.

Considerando as características dos conversores a seguir abordados, será efetuada a escolha da topologia a implementar que melhor se enquadra na presente dissertação de mestrado. De seguida, serão também apresentadas e escrutinadas as diferentes técnicas de controlo associadas aos conversores CC-CC bidirecionais mais utilizadas, sendo apresentadas as escolhas das técnicas de controlo que serão utilizadas de modo a garantir os diferentes modos de operação do conversor na sua máxima eficiência.

Em suma, neste capítulo serão apresentados os conversores CC-CC bidirecionais não isolados e as técnicas de controlo a eles associadas capazes de garantirem a máxima eficiência no processo de carga e descarga aplicado às baterias presentes em VEs.

3.2 Conversores CC-CC Bidirecionais Não Isolados

Os conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados podem ser utilizados nas mais variadas aplicações de EP, tais como fonte de energia ininterrupta, geradores de FER, VEs e *micro-grids*, entre outras. Nas aplicações mencionadas, a implementação de um conversor de potência bidirecional é necessária para garantir um fluxo de energia em ambos os sentidos. Posto isto, surge cada vez mais uma necessidade acrescida para melhorar a eficiência dos conversores bidirecionais não isolados, surgindo novas topologias de conversores de potência mais eficientes [101]–[103].

Ao longo dos últimos anos, os VEs ganharam um maior destaque e popularidade, fruto do aumento da sua autonomia e diminuição do tempo de carga, graças à melhoria dos conversores de potência presentes no mesmo e a técnicas de controlo a estes associados. Nos VEs, em particular, os conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados são um componente muito importante, capaz de garantir uma maior longevidade e performance da bateria através da implementação de métodos e algoritmos de controlo. Os algoritmos de controlo, quando aplicados corretamente aos processos de carga e descarga da bateria, são uma mais valia na redução do custo de troca de baterias e manutenção nos VEs [104].

No decorrer deste ponto apenas serão abordados os seguintes conversores CC-CC bidirecionais não isolados: *buck boost*, *buck boost* em cascata, *buck boost interleaved* e *buck boost split pi*. A escolha de abordar apenas estes conversores de potência deve-se ao facto de serem os mais utilizados para aplicações que necessitem de fluxo bidirecional de energia entre baterias e serem passíveis de aplicar em VEs.

3.2.1 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost*

O conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* é o resultado da combinação dos conversores CC-CC unidirecionais não isolados *buck* e *boost*. Como resultado da sua junção, obtém-se então um conversor bidirecional capaz de operar em ambos os sentidos, sendo utilizado nas mais diversas aplicações de EP baseadas num fluxo bidirecional de energia, como por exemplo em aplicações onde as baterias são utilizadas [104].

O sentido da corrente que atravessa a bobina do conversor (i_{L1}) define o seu modo de operação, em *buck* quando a energia flui da entrada (V_1) para a saída do conversor (V_2) e em modo *boost* a energia flui em sentido contrário, de V_2 para V_1 . Apesar de este conversor permitir o fluxo bidirecional de energia,

existem algumas limitações a ter em consideração aquando da sua aplicação. Uma das limitações mais relevantes deve-se ao facto de o conversor apenas operar em dois quadrantes, não permitindo inverter o sentido dos modos de operação nem utilizar os dois modos em simultâneo [105].

Na Figura 3.1 pode-se observar o esquema do conversor de potência descrito. O diodo utilizado nos conversores de potência unidirecionais *buck* e *boost* deu lugar a um novo semiconductor totalmente controlado (S_2), contudo a bobina (L_1) presente teve de ser novamente dimensionada para valores de corrente e potência mais elevados. Para o dimensionamento dos condensadores C_1 e C_2 é necessário ter em consideração a tensão nominal máxima que se pretende no barramento onde os mesmo se encontram.

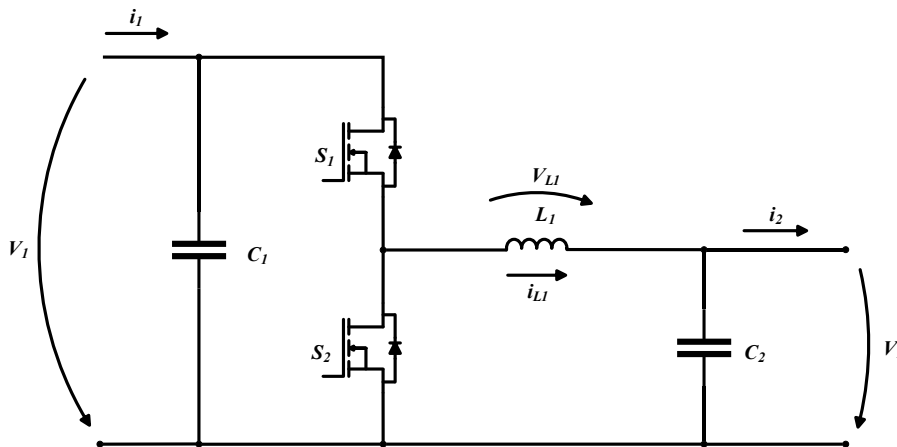


Figura 3.1 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*.

Operação no Modo *Boost*

No decorrer do modo de operação *boost*, o comportamento do conversor de potência será em tudo semelhante ao descrito na literatura para o conversor CC-CC unidirecional não isolado do tipo *boost*.

Como tal, o conversor irá apresentar na sua saída (V_1) um valor de tensão contínua superior ao presente na sua entrada (V_2). Sendo o seu comportamento igual ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *boost*, as equações que fornecem o valor do *duty cycle* (D), tensão de saída do conversor (V_{out}), tensão (V_{LI}) e variação da corrente (i_{LI}) na indutância serão compartilhadas [106].

Na Figura 3.2, é representado o momento em que um sinal de PWM é empregue ao semiconductor de potência S_2 colocando-o em comutação, ao passo que o semiconductor S_1 se encontra em aberto. Enquanto S_2 se encontra a comutar, a fonte de tensão presente na entrada do conversor (V_2) será responsável por fornecer energia ao condensador C_2 e à bobina L_1 , sendo que será o condensador C_1 responsável por fornecer energia à carga presente na saída do conversor V_2 . Na equação (3.1), é

forneida a tensão em L_1 , ao passo que, a equação (3.2) representa a variação positiva da corrente no indutor.

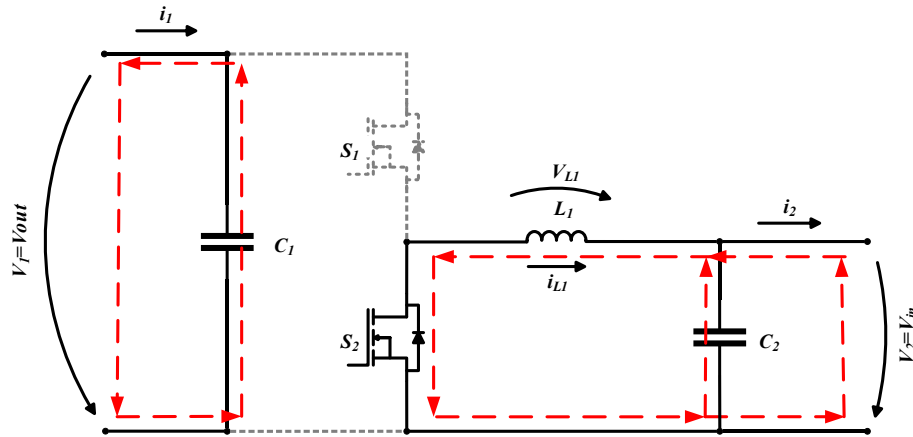


Figura 3.2 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em modo *boost. state on*.

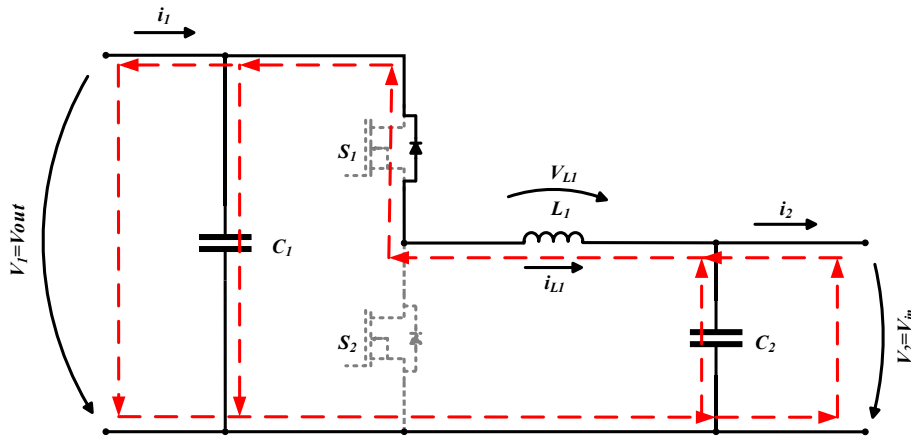
$$V_{L1} = V_{in} \quad (3.1)$$

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (3.2)$$

Por outro lado, na Figura 3.3 é representado o momento em que o semiconductor de potencia S_2 deixa de comutar, ficando ambos em aberto. Neste momento, a fonte V_2 irá alimentar todos os componentes constituintes do conversor de potência, inclusive a saída V_1 . Este fenómeno só é possível graças ao diodo *freewheeling* presente no semiconductor de potência S_2 ser capaz de fornecer um caminho à corrente I_L . A tensão aos terminais da bobina quando S_2 se encontra em aberto é então obtida através da equação (3.3), sendo também possível obter a expressão da variação negativa da corrente no indutor presente na equação (3.4).

$$V_{L1} = V_{in} - V_{out} \quad (3.3)$$

$$-\Delta i_{L_{off}} = \frac{(V_{out} - V_{in}) t_{off}}{L} \quad (3.4)$$


 Figura 3.3 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em modo *boost. state off*.

Recorrendo a um estudo mais aprofundado da literatura referente à topologia apresentada é possível afirmar que a variação de V_{L1} em regime permanente é nula, conforme a equação (3.6) [107], [108].

$$\Delta i_{L_{on}} = -\Delta i_{L_{off}} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_{in} t_{on}}{L} = \frac{(V_{out} - V_{in}) t_{off}}{L} \quad (3.6)$$

O modo de operação *boost* é responsável por variar a tensão de saída (V_{out}), em função do valor de *duty cycle* definido e a tensão de entrada (V_{in}). Com recurso às equações (3.5) e (3.6), e com base na variação da tensão no indutor ser nula em regime permanente, é possível obter a expressão da tensão de saída do conversor e o valor de *duty cycle* escolhido. A equação (3.7) representa a expressão característica do modo de operação *boost* do conversor CC-CC bidirecional *buck boost*, obtida tendo em consideração a tensão de saída.

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{1 - D} \quad (3.7)$$

Havendo necessidade de controlar o valor de *duty cycle*, D , a ser adotado o mesmo deve ser escolhido com base na relação entre o tempo a *on* (t_{on}), e o período da onda (t), presentes nas equações (3.8) e (3.9). O valor de *duty cycle* pode ser definido então com recurso à equação (3.10).

$$D = \frac{t_{on}}{t} \quad (3.8)$$

$$t = t_{on} + t_{off} \quad (3.9)$$

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.10)$$

Operação no Modo *Buck*

No decorrer do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em modo *buck*, um sinal de PWM será empregue ao semiconductor de potência S_1 , ao passo que S_2 se encontra em aberto. Conforme ilustrado na Figura 3.4, quando S_1 se encontra a comutar, a fonte de tensão (V_1) irá alimentar o condensador C_2 , o indutor L_1 e fornecer parte da energia à carga (V_2) [96]. Durante a comutação de S_1 , a tensão aos terminais do indutor é obtida tendo em consideração a equação (3.11), ao passo que, a variação da corrente aos terminais do indutor é fornecida pela equação (3.12).

$$V_{L1} = V_{in} - V_{out} \quad (3.11)$$

$$-\Delta i_{L_{on}} = \frac{(V_{in} - V_{out}) t_{on}}{L} \quad (3.12)$$

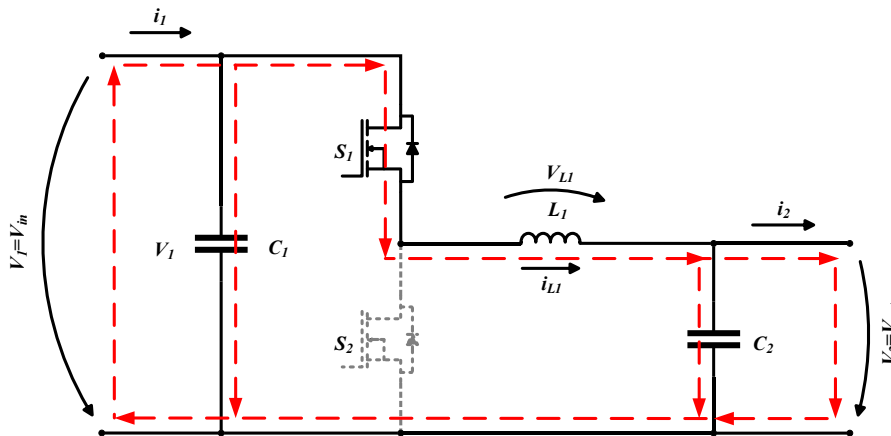


Figura 3.4 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em modo *buck*: *state on*.

Quando S_1 fica em aberto, situação presente na Figura 3.5, a carga (V_2) será alimentada com recurso à energia armazenada em C_2 e L_1 , providenciando o diodo de *freewhelling* presente no semiconductor de potência S_2 um caminho à corrente i_{L1} . Nesse instante, a expressão da tensão obtida aos terminais do indutor é dada pela equação (3.13), ao passo que, a variação da corrente é fornecida pela equação (3.14).

$$V_{L1} = -V_{out} \quad (3.13)$$

$$-\Delta i L_{off} = \frac{V_{out} t_{off}}{L} \quad (3.14)$$

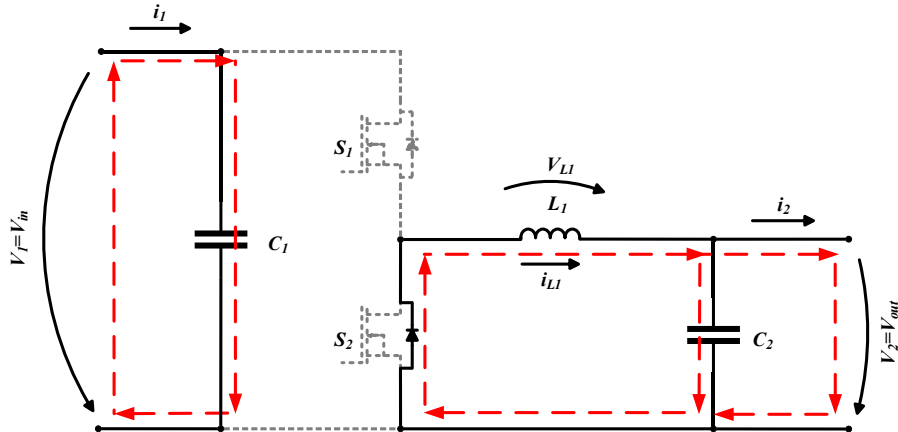


Figura 3.5 - Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em modo *buck: state off*.

Conforme analisado e comprovado no modo de operação *boost*, a variação da tensão aos terminais do indutor em regime permanente é nula [107], [108]. Recorrendo à literatura uma vez mais é possível constatar que essa mesma variação será igualmente nula em modo *buck*, logo igualando as equações (3.12) e (3.14) obtemos a equação (3.15).

$$\frac{(V_{in} - V_{out}) t_{on}}{L} = \frac{V_{out} t_{off}}{L} \quad (3.15)$$

De forma a obter as expressões características do funcionamento do conversor em modo *buck* e tendo em consideração as equações (3.8) e (3.9), a expressão da tensão de saída do conversor (V_{out}) em função da tensão de entrada (V_{in}) é dada pela equação (3.16), ao passo que a expressão que fornece o valor de *duty cycle* é fornecida pela equação (3.17).

$$V_{out} = V_{in} D \quad (3.16)$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.17)$$

3.2.2 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost* em Cascata

Como já mencionado e descrito na literatura, as funcionalidades do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* são restritas à operação em dois quadrantes permitindo apenas operar em modo *buck* para um lado e modo *boost* para outro, apesar da topologia permitir o fluxo bidirecional de energia. De forma a colmatar a restrita operação em dois quadrantes, colocou-se dois conversores CC-CC

bidirecionais não isolados *buck boost* ligados em cascata entre si formando um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em cascata. Ora, a implementação deste conversor de potência vem permitir a operação nos quatro quadrantes e torna possível a operação como *buck* e *boost* em ambos os sentidos [105], [109]. No entanto, o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em cascata também possui as suas desvantagens. Começando pelo número de semicondutores de potência utilizados, que por si só já é uma desvantagem, o grau de dificuldade de controlo do sistema a ser implementado é também acrescido. Outra desvantagem do número de semicondutores utilizados e do seu controlo consiste num aumento considerável das perdas de comutação, acabando por reduzir o rendimento do conversor de potência [101], [104].

Conforme representado na Figura 3.6, a ligação entre os dois conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* é feita por intermédio de uma bobina ligada entre o ponto médio dos semicondutores de potência. Como tal, é necessário refazer os cálculos da bobina para que o *ripple* da corrente seja o menor possível.

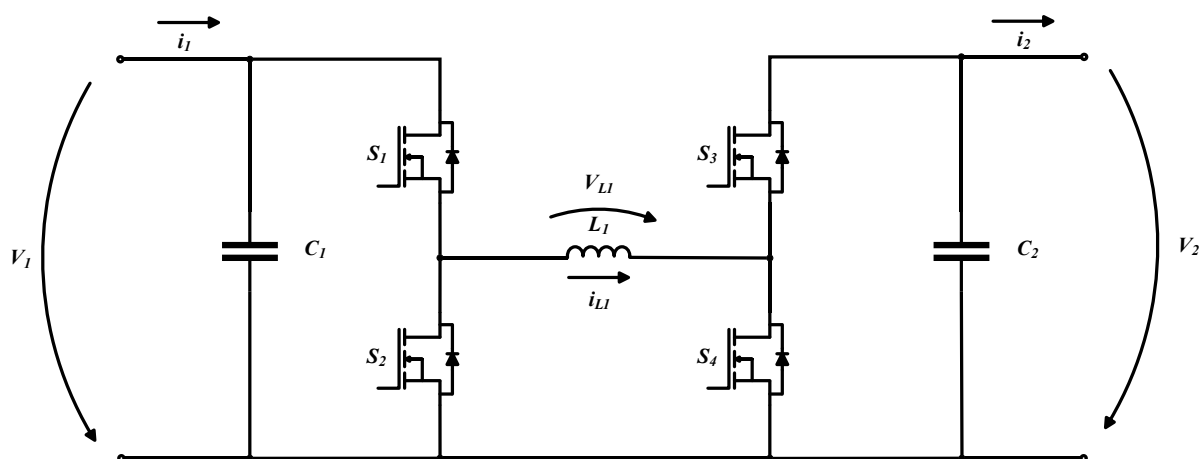


Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em cascata.

3.2.3 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost Interleaved Half Bridge*

Os conversores de potência quando implementados com topologia *interleaved*, em comparação com os apresentados anteriormente, são dotados de uma tecnologia mais recente e eficiente que surgiu da necessidade de melhorar os processos de transferência de energia e diminuição das suas perdas de comutação [110]. A topologia *interleaved* distingue-se das demais, uma vez que a corrente será dividida por duas bobinas, cada um presente num dos braços constituintes do conversor de potência como se pode observar na Figura 3.7. Com esta medida, os semicondutores de potência apenas estarão sujeitos

a metade do valor total da corrente nominal presente à entrada do conversor. No entanto, este conversor de potência com topologia *interleaved* permite um fluxo bidirecional de energia, mas apenas consegue operar em dois quadrantes, igualmente ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* [111],[112].

A topologia *interleaved* possui inúmeras vantagens, tais como o aumento da frequência de comutação, conseguindo ao mesmo tempo reduzir o *ripple* presente na corrente de carga e na tensão de saída sem que as perdas de comutação sejam superiores, o que garante uma eficiência superior do sistema onde um conversor de potência com esta topologia seja empregue. Outra grande vantagem desta topologia diz respeito à sua versatilidade, ou seja, caso um dos semicondutores de potência ou um braço apresente anomalias, ou se encontre danificado, a operação do conversor não será comprometida. Tendo em consideração estas vantagens, é possível garantir que o conversor de potência em operação sobre condições normais terá as perdas por comutação e condução bastantes reduzidas, traduzindo-se numa melhor performance térmica, característica muito importante em aplicações relacionadas com EP [112].

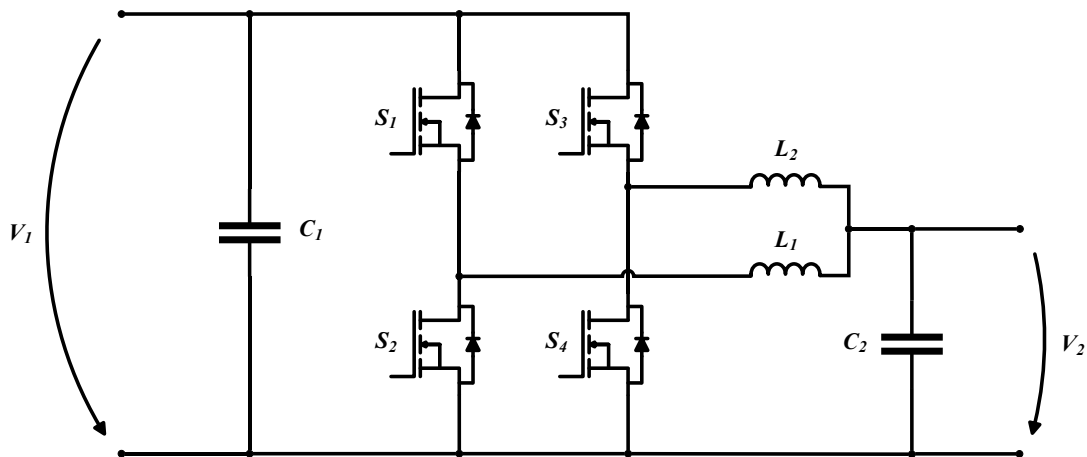


Figura 3.7 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado *interleaved buck boost*.

Os conversores de potência com recurso à topologia *interleaved* para cada N braços colocados em paralelo têm como principais características [104]:

- uma corrente em cada braço de valor $\frac{I_{in}}{N}$;
- uma frequência de *ripple* N vezes superior à frequência de comutação;
- $2N$ semicondutores de potência;
- $2N + 1$ componentes passivos, onde N representa a bobina;
- N estágios na saída do conversor, desfasados $\frac{360}{N}$ graus entre si.

Como se pode verificar nas características acima mencionadas, o número de semicondutores a utilizar será sempre superior a algumas topologias CC-CC bidirecionais não isoladas, o que implica a necessidade de implementar um controlo mais complexo e um custo de produção elevado. No entanto, estas desvantagens comparadas com a performance associada à topologia não são de todo significativas, permitindo a conversão para tensões e corrente superiores concedendo uma densidade de potência superior [110], [111], [113].

3.2.4 Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost Split Pi*

O conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* é um conversor de potência que recentemente tem sido utilizado numa vasta gama de aplicações, tais como carregamento de baterias, VEs e VHS. Surgiu na necessidade de um conversor de potência conseguir operar com fluxo bidirecional de energia, mas ao mesmo tempo ser capaz de operar em modo *buck* e *boost*, de acordo com as especificações do sistema onde é implementado [114]. Na Figura 3.8 é possível observar o conversor de potência e pode-se constatar que o mesmo é formado pela junção de dois conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* ligados entre si através do barramento CC.

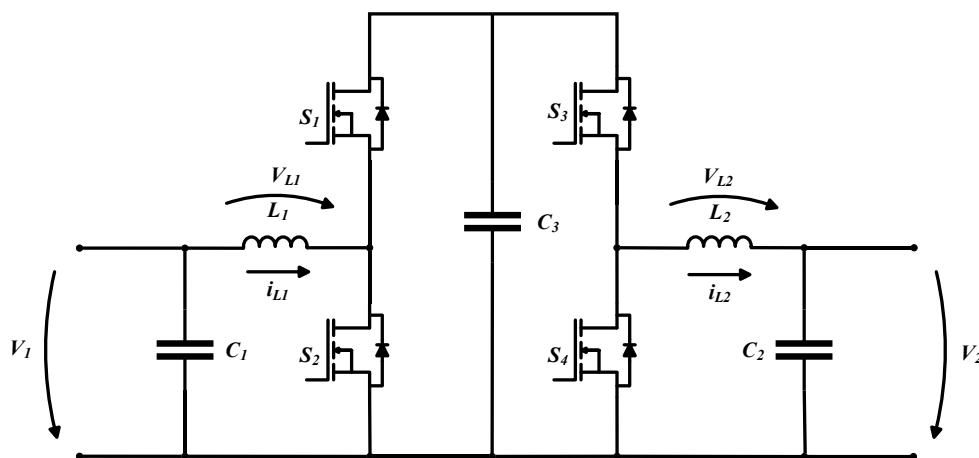


Figura 3.8 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

São muitas as vantagens associadas a este conversor, possuindo uma enorme relevância para a sua aplicação nos mais diversos sistemas de EP como carregadores de baterias e interface de FER. Quando comparado com os conversores anteriormente apresentados, o número de semicondutores utilizados é igual, diferindo apenas os componentes passivos e as técnicas de controlo a implementar. Dependendo da funcionalidade pretendida para o conversor, as técnicas de controlo são do mesmo grau de complexidade e é capaz de suportar uma densidade energética superior alternando entre modos de

funcionamento, comprovando deste modo a grande versatilidade da sua implementação em sistemas de EP [114], [115].

O conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* permite que duas baterias possam efetuar trocas de energia entre si, mediante os parâmetros definidos pelo utilizador. Num primeiro caso, quando a energia flui de V_{bat1} para V_{bat2} , a tensão presente no barramento CC onde se encontra o condensador C_3 é dada pela equação característica do conversor CC-CC bidirecional *buck boost* em modo *boost* presente na equação (3.7), ao passo que a tensão presente na sua saída, neste caso em V_{bat2} , é obtida recorrendo à equação (3.16), equação característica do conversor CC-CC bidirecional *buck boost* em modo *buck*. Durante a operação do conversor, neste caso em concreto, apenas os semicondutores S_2 e S_3 comutam, enquanto S_1 e S_4 se encontram em aberto.

Numa segunda instância, quando se pretende que a energia flua de V_{bat2} para V_{bat1} , as expressões da tensão no barramento CC e tensão na saída do conversor, V_{bat1} , são obtidas igualmente como no primeiro caso. No entanto, os semicondutores S_2 e S_3 encontram-se em aberto, comutando S_1 e S_4 [115], [116]. De salientar que na equação (3.16), referente à tensão de saída em modo *buck*, a tensão de entrada (V_{in}) é a tensão presente no barramento CC (C_3).

3.3 Estratégias de Controlo Aplicadas a Conversores CC-CC Bidirecionais

Todos os conversores empregues em aplicações e sistemas de EP necessitam que uma técnica de controlo seja capaz de garantir o seu correto funcionamento. A técnica de controlo implementada tem de ser capaz de garantir o controlo da tensão e corrente definidos pelo utilizador. Com uma necessidade cada vez mais acrescida de melhor controlo dos conversores com o intuito de aumentar a sua performance e reduzir as perdas, as técnicas de controlo existentes são alvo de grande estudo [117].

Como o próprio nome indica, as técnicas a seguir apresentadas têm como finalidade manter a corrente ou tensão à saída do conversor o mais aproximado possível dos valores de referência calculados previamente com base nas necessidades e limitações da aplicação. Quanto menor for a margem de erro que a técnica apresente à saída do conversor, maior será a dificuldade na implementação da técnica de controlo aplicada ao conversor de potência [118], [119].

3.3.1 Comparador com Histerese

Esta técnica de controlo é das mais fáceis de implementar digitalmente, destacando-se das demais pelo pouco tempo de processamento que necessita, sendo que apenas requer a leitura de um sinal de corrente e fazer a comparação com a corrente de referência definida. Como tal os recursos a utilizar nesta técnica são mínimos [120], [121].

Neste método de controlo de corrente, a corrente de saída do conversor encontra-se em constante comparação com a corrente de referência, previamente definida pelo utilizador, tendo em consideração os parâmetros exigidos pelo sistema, onde é definida uma margem de histerese para que grandes oscilações no *ripple* da corrente sejam eliminadas. O sinal resultante desta comparação é então aplicado aos semicondutores de potência do conversor. Na Figura 3.9 temos um exemplo da implementação de um comparador com histerese, onde se encontram representado o sinal sintetizado pelo conversor, o sinal de referência e o sinal de saída do comparador [119],[122].

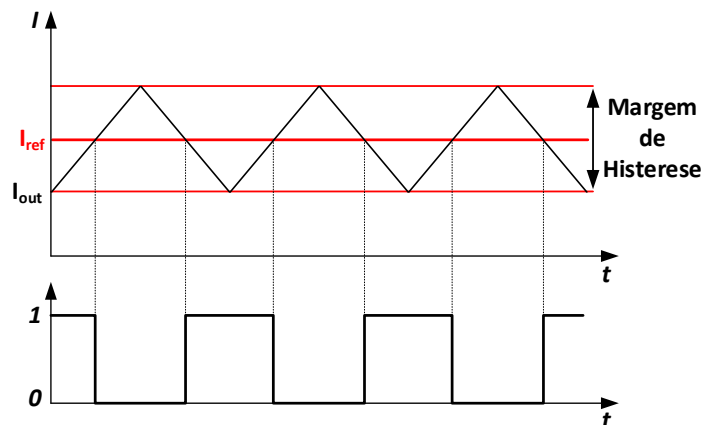


Figura 3.9 – Sinais de referência da corrente de saída do comparador obtidos com recurso ao controlo por comparador com histerese.

Uma das grandes vantagens desta técnica de controlo está relacionada com o limite de histerese definido, quanto menor for a margem definida do limite, melhor será a qualidade da forma de onda obtida à saída do comparador. Contudo, esta vantagem pode ser também considerada uma grande desvantagem, pois quanto menor for a margem de histerese definida, maior será a frequência de comutação, podendo chegar a ser superior à frequência de comutação máxima do semiconductor de potência. Como esta técnica não possui frequência de comutação máxima limitada e não é possível definir uma frequência de comutação fixa, pode originar grandes perdas de comutação para frequências elevadas e o aparecimento de harmónicos para frequências de comutação demasiado baixas [122], [123].

3.3.2 Periodic Sampling

A técnica de controlo de corrente *Periodic Sampling*, tal como a técnica apresentada anteriormente, é de fácil implementação. O controlo efetuado por esta técnica consiste na comparação entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor, não existindo margem de histerese, mas sendo possível definir o limite máximo da frequência de comutação a aplicar aos semicondutores de potência. Quando implementado digitalmente, a frequência de comutação máxima está limitada a metade da frequência de amostragem.

Contudo, esta técnica continua sem garantir uma frequência de comutação fixa, o que pode causar o aparecimento de harmónicos provocados pela comutação dos semicondutores. Outra desvantagem desta técnica é apresentar um *ripple* na corrente de entrada do conversor superior quando comparada com outras técnicas. No entanto, quanto maior for a frequência de comutação utilizada, tendo em consideração os limites do semicondutor, pode-se verificar uma diminuição do *ripple* na corrente de saída. Na Figura 3.10 encontram-se representadas duas formas de onda representativas da implementação da técnica de controlo, com duas frequências de amostragem diferentes, comprovando-se a sua maior eficiência para frequências de amostragem superiores [118], [124].

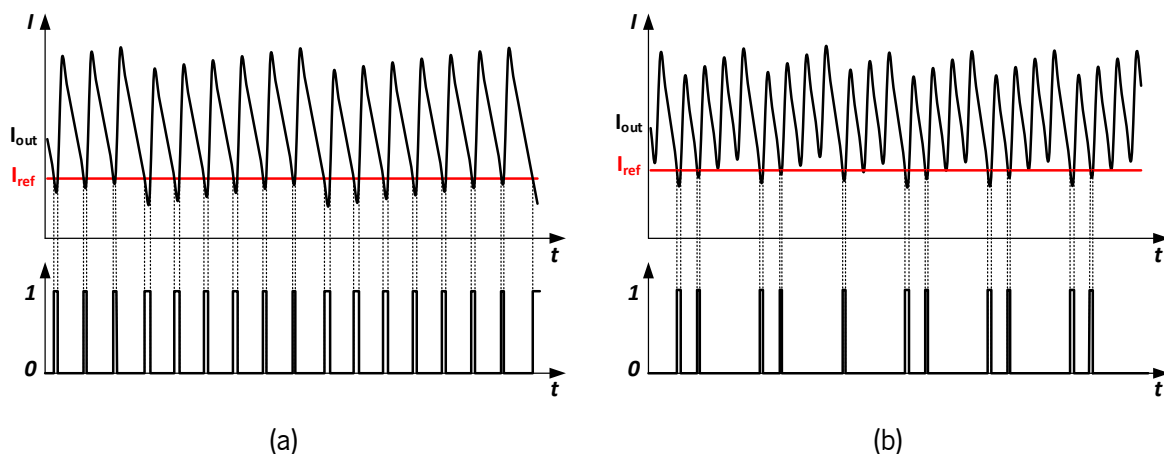


Figura 3.10 – Corrente de saída com controlo por *Periodic Sampling*:
(a) Frequência de amostragem 200 kHz; (b) Frequência de amostragem 400 kHz.

3.3.3 Controlo Proporcional Integral (PI)

A técnica de controlo proporcional integral com recurso a modulação PWM surgiu por volta de 1940 e continua a ser usada nos mais diversos sistemas de EP. Uma das principais razões deve-se ao facto de a implementação desta técnica digital ser mais vantajosa e prática do que a implementação analógica, sendo possível ajustar os seus parâmetros de controlo facilmente e em alguns casos até mesmo ajustar

de forma autónoma, tendo em consideração as condições de funcionamento e parâmetros de entrada. Quando implementado analogicamente são utilizados vários componentes, amplificadores e circuitos analógicos para garantir o seu funcionamento tornando-se mais dispendiosa, assim como, caso seja necessário ajustar os ganhos ou parâmetros do sistema, implica um novo redimensionamento do hardware [125].

Contudo, o funcionamento desta técnica é de fácil compreensão, consistindo na diferença obtida entre a comparação da variável a controlar e a sua referência. O valor obtido dessa diferença, também conhecido como erro, em condições ideais terá de ser nulo, usando-se para tal os ganhos integrais e proporcionais em conjunto com outros parâmetros. O sinal de referência obtido é então comparado com uma onda triangular dente de serra com a mesma frequência de comutação pretendida para o sistema, resultando o sinal de PWM a aplicar à *gate* do semiconductor de potência [126].

Na Figura 3.11 apresenta-se o diagrama de blocos do controlo PI aplicado ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* implementado na realização da presente dissertação de mestrado. Como tal, é possível visualizar todo o processo implementado com recurso ao controlo PI até obter o sinal de PWM empregue à *gate* dos semicondutores de potência. O bloco K_p representa o valor dimensionado para o ganho proporcional, ao passo que K_i representa o ganho integral. Os blocos S_1 e S_2 , são representativos do sinal de *enable* ou *disable* do semiconductor de potência presente num dos braços do conversor. Na Figura 3.12 é possível visualizar as formas de ondas obtidas através da implementação do controlo PI.

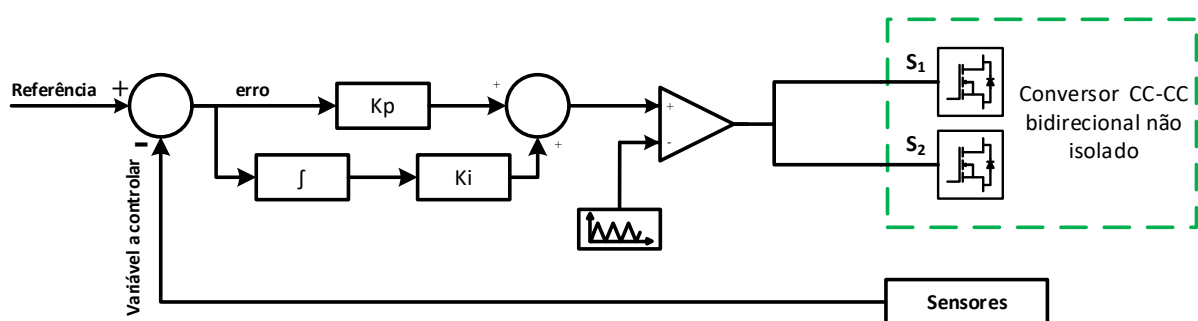
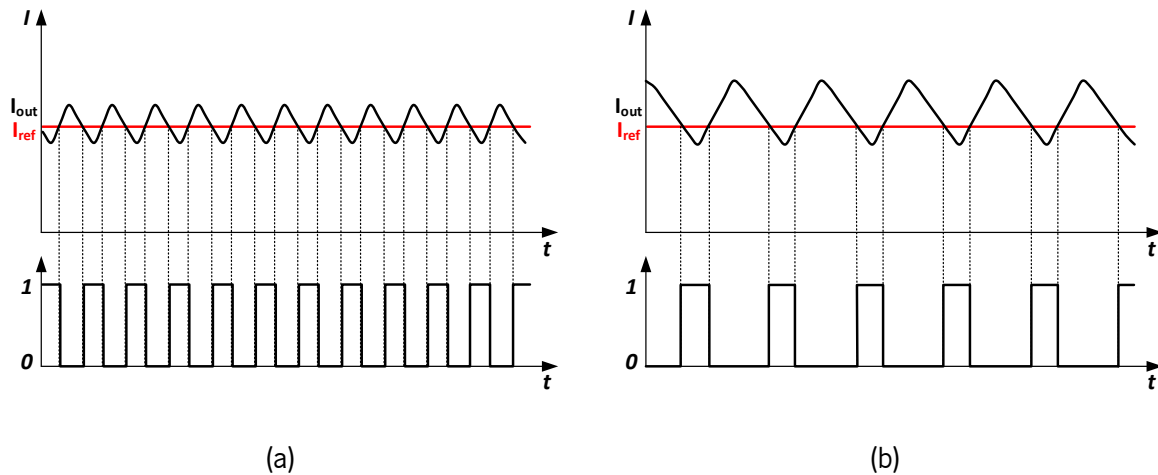


Figura 3.11 - Diagrama de blocos do algoritmo PI aplicado ao conversor de potência.

Contrariamente às técnicas já mencionadas neste capítulo, o controlo PI com modulação PWM é considerado linear, uma vez que a modulação da variável a controlar e a compensação do erro se encontram separadas. O controlo PI permite a utilização de uma frequência de comutação fixa, apresentando o espectro harmónico bem definido, facilitando assim a implementação de filtros passivos para eliminação do mesmo, caso seja necessário no sistema onde o mesmo é implementado [127].



(a) (b)
 Figura 3.12 - Corrente de saída com controlo PI com modulação PWM:
 (a) Frequência de comutação 200 kHz; (b) Frequência de comutação 100 kHz.

Contudo, esta técnica também possui as suas desvantagens, nomeadamente a dificuldade em seguir o sinal de referência para frequências de comutação elevadas e mudanças bruscas na variável a controlar. Outra desvantagem reside no facto de sempre que se pretender alterar as variáveis ou o sistema onde implementar esta técnica de controlo, os valores do ganho proporcional e integral necessitam de ajustes. No entanto, as desvantagens aqui mencionadas não são de todo relevantes para o sistema que se pretende implementar, sendo o controlo sempre ajustado para os valores nominais máximos que se pretende [128].

3.4 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram apresentados e descritos os conversores de potência que constituem o sistema de carregamento bidirecional de baterias, bem como listadas as técnicas de controlo mais utilizadas nos mesmos. As topologias de conversores CC-CC abordadas neste capítulo são todas bidirecionais e não isoladas, providenciando uma melhor qualidade de energia transferida, uma melhor eficiência e performance resultante da constante diminuição das perdas de comutação. Tudo isto também só é possível graças à constante evolução dos semicondutores de potência empregues nos conversores, que cada vez mais conseguem comutar a frequências superiores e fornecer potências superiores.

No que toca às técnicas de controlo associadas aos conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados, é possível constatar que as mesmas acompanham a constante evolução e necessidade de um controlo mais aprimorado, garantindo assim um aumento do rendimento do conversor onde aplicada.

Um dos pontos mais importantes associados às técnicas de controlo passa pela sua implementação digital, tornando muito mais fácil e prática a sua utilização em qualquer tipo de conversor ou sistema.

Após uma análise detalhada das topologias de conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados e das técnicas de controlo a eles associadas, e visando comprovar a eficiência da transferência de energia de dois VEs recorrendo apenas ao conversor CC-CC, a topologia que mais se enquadra para esta aplicação é do tipo *buck boost split pi* com recurso à técnica de controlo PI com modulação PWM que será testada via simulação no próximo capítulo.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost Split Pi*

4.1 Introdução

Após a revisão da literatura relativamente aos conceitos a serem abordados nesta dissertação de mestrado, verificadas e enumeradas as vantagens e desvantagens da utilização dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados, assim como as técnicas de controlo mais adequadas a serem utilizadas em sistemas de carregamento bidirecional entre VEs, é necessário recorrer à implementação e desenvolvimento do sistema proposto. Para tal, é de extrema importância efetuar simulações computacionais para auferir a autenticidade dos conceitos aplicados, assim como o seu correto funcionamento.

A simulação computacional tem como objetivo testar o correto funcionamento do sistema e controlo a ser implementado. Uma das principais vantagens está na alteração, sempre que desejado, dos parâmetros dos componentes e do controlo de modo a obter-se o melhor desempenho possível, aproximando-se assim o mais possível do modelo real. Graças à simulação computacional é permitido testar várias topologias do sistema a implementar, sem a necessidade de gastar dinheiro em hardware, bem como a aquisição apenas dos componentes mais eficientes para o sistema. As simulações computacionais serão realizadas com recurso à ferramenta PSIM.

No decorrer deste capítulo são apresentados o modelo e os resultados da simulação do sistema escolhido, sendo constituído por dois conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* e duas baterias, simulando o carregamento entre dois VEs. Como o sistema a ser implementado requer a transferência de energia em ambos os sentidos, o algoritmo do sistema de controlo necessita de ser dotado de uma elevada eficiência para garantir a correta operação do conversor. Como é necessário regular a tensão no barramento CC do conversor, assim como controlar os processos de carga e descarga das baterias, serão apresentados, descritos e testados os algoritmos utilizados para efetuar esse controlo. Por fim, será apresentado e testado o modelo final do sistema de EP a ser implementado, obtendo um

conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, garantindo assim a sua fiabilidade, bem como a sua performance.

4.2 Modelo de Bateria

Com o intuito de se alcançar cada vez mais um resultado mais aproximado da realidade com recurso às simulações computacionais, a inovação de modelos de componentes aplicados em sistemas de EP tem sido um ponto fulcral. No que diz respeito à simulação de baterias e os seus processos de carga e descarga, vários são os modelos elétricos de baterias a ser propostos, testados e validados. Sendo a bateria um elemento que armazena energia sob a forma de energia química, torna-se necessário optar por um modelo capaz de simular os processos de carga e descarga. Na Figura 4.1 é possível visualizar o esquema elétrico do modelo de bateria utilizado nas simulações realizadas em PSIM.

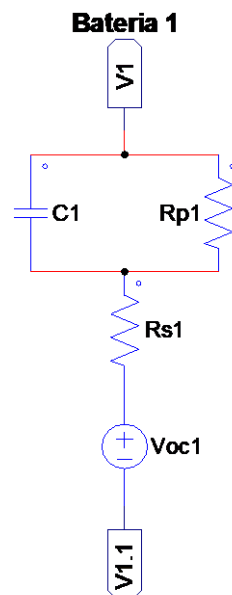


Figura 4.1 - Modelo elétrico de primeira ordem de uma bateria utilizado na simulação do sistema em PSIM.

Para a realização da presente dissertação, optou-se pela utilização de um modelo de primeira ordem, conforme referido na secção 2.4. Este modelo é capaz de simular os processos de carga e descarga de uma bateria com recurso a poucos componentes. Os valores atribuídos aos componentes vão interferir diretamente no tempo de duração dos processos de carga e descarga e no valor da tensão de carga da bateria.

No modelo adotado, também conhecido como modelo de *Thevenin*, a fonte de tensão V_{oc} representa a tensão de circuito aberto da bateria, a resistência R_s representa a resistência interna da bateria, sendo que o paralelo do condensador C com a resistência R_p representa o estado de carga da bateria. Os

valores atribuídos aos componentes presentes no modelo acima representado encontram-se presentes na Tabela 4.1.

Tabela 4.1- Valores atribuídos aos componentes utilizados em simulação PSIM.

Fonte de tensão (V)	V_{oc1}	200
	V_{oc2}	200
Resistência interna ($m\Omega$)	R_{s1}	80
	R_{s2}	80
Condensador de carga (C)	C_1	0,2
	C_2	0,2
Resistência de autodescarga ($k\Omega$)	R_{p1}	100
	R_{p2}	100

A versão 9.1 da ferramenta PSIM utilizada para realizar as simulações presentes nesta dissertação não possui modelos de baterias na sua biblioteca, sendo que foi necessário recorrer ao modelo de bateria referido anteriormente para simular o seu comportamento durante os processos de carga e descarga e assim verificar o correto funcionamento do controlo implementado.

4.3 Modelo de Simulação

O modelo de simulação desenvolvido em software PSIM encontra-se ilustrado nas figuras que se seguem abaixo. Para uma melhor visualização e explicação, o modelo adotado encontra-se dividido em duas partes. Na Figura 4.2, temos a primeira parte que representa o andar de potência do modelo adotado, simulando a transferência de energia entre dois VEs. Como se pode observar, o modelo possui dois conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost*, simulando cada um deles um VE, conectados pelo barramento CC, dando origem a um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. Pode-se também observar os sensores de tensão e corrente utilizados, que permitem a leitura de valores necessários para o correto funcionamento do conversor, bem como o condensador do barramento CC, do barramento de acoplamento das baterias e do indutor utilizado no desenvolvimento do modelo apresentado.

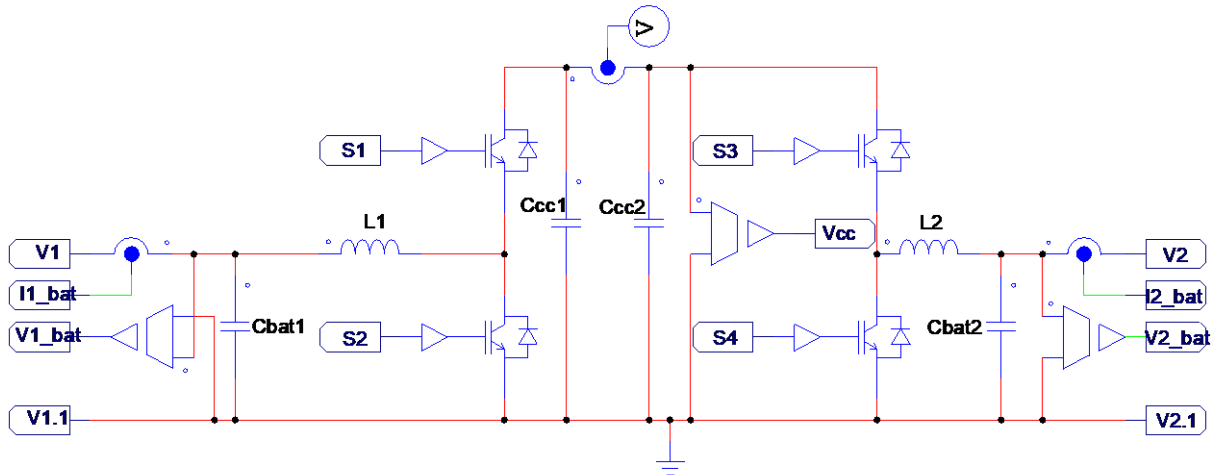
Conversores CC-CC Bidirecional não isolado do tipo *Buck Boost Split Pi*

Figura 4.2 - Andar de potência do sistema em simulação PSIM com o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

Na Figura 4.3 encontra-se representada a segunda parte do constituinte do sistema, o andar de controlo, onde se encontra representado o controlo necessário a implementar para o correto funcionamento do conversor e a visualização de várias variáveis que comprovem a sua eficiência. No lado esquerdo pode observar-se um bloco de processamento de sinais, dado pelo nome de *C-block*, uma das muitas ferramentas que o PSIM oferece, permitindo implementar os algoritmos de controlo em linguagem C. Como o microcontrolador utilizado nesta dissertação de mestrado torna possível a escrita em linguagem C, a utilização do *C-block* torna a migração entre softwares que utilizem a mesma linguagem numa enorme vantagem. Os inputs presentes no *C-block*, permitem a leitura e análise de valores de tensão e corrente obtidos pelos sensores ou essenciais para a implementação do controlo com uma frequência de amostragem de 100 kHz, definida pelo *Zero-Order Hold (ZOH)*. Por outro lado, os outputs dizem respeito a variáveis geradas pelas técnicas de controlo implementadas, *flags* de controlo e variáveis de leitura. É também graças ao *C-block* e às técnicas de controlo implementadas que é possível gerar um sinal capaz de controlar os semicondutores de potência.

Na parte central encontra-se representado o circuito analógico responsável por gerar o sinal de PWM a ser empregue aos semicondutores de potência através do sinal de controlo fornecido pelo *C-block*. O circuito analógico na sua entrada encontra uma *flag* com o sinal gerado pelo *C-block* e uma onda dente serra onde é definida a frequência de comutação do sistema, 200 kHz, ligadas a um amplificador operacional comparador. À saída do comparador encontra-se o sinal de PWM que é ligado a uma porta AND, onde também se encontra ligada uma *flag* de ativação dos semicondutores de potência. Como

resultado, obtém-se no sinal da porta AND os sinais de PWM a serem aplicados aos semicondutores de potência que garantem o seu correto funcionamento.

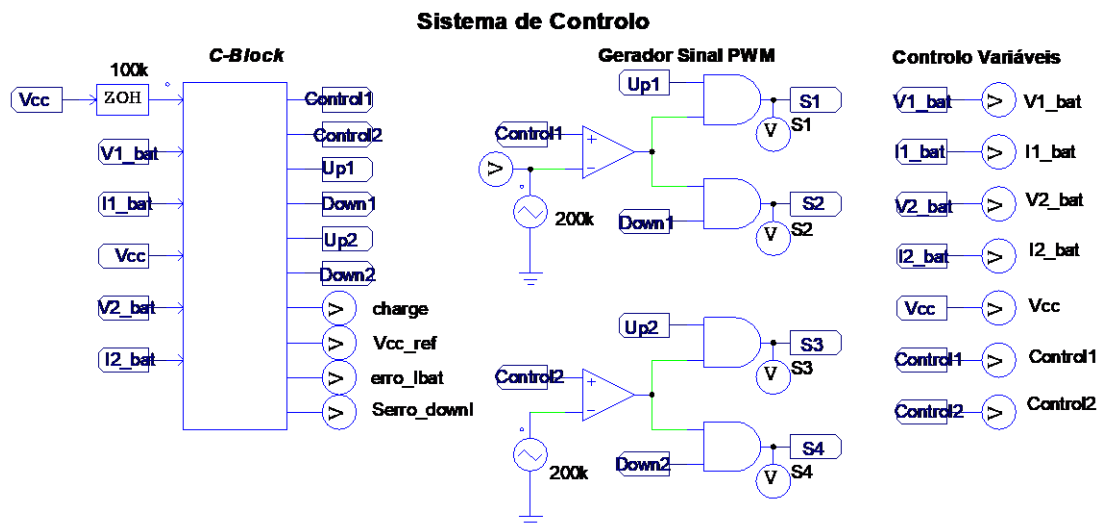


Figura 4.3 - Andar de controlo do sistema em ambiente de simulação PSIM.

Do lado direito da figura encontram-se representadas as *flags* de leitura de sinal. Estas *flags* são muito importantes, pois permitem visualizar no decorrer da simulação valores de tensão, corrente e formas de onda em pontos específicos do sistema implementado, essenciais para um melhor controlo e dimensionamento dos componentes e parâmetros.

4.4 Conversor CC-CC *Buck Boost*

Na realização das simulações computacionais, a implementação do sistema foi dividida em duas partes, sendo que o objetivo final é o correto funcionamento de um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. Conforme mencionado na secção 4.1, o conversor que se pretende implementar é constituído por dois conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost*, optando-se desta forma por simular e validar primeiramente o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*. Tal escolha recai no facto de ser mais intuitiva a deteção de erros no controlo e a sua fácil resolução sendo que no final será necessário replicar o controlo validado e seleccionar os modos de operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

Uma bateria, quando em utilização, sofre um processo de descarga e quando em carregamento está a efetuar o seu processo de carregamento. Para tal ser possível, é necessário validar os modos de operação *buck* e *boost* do conversor de potência, tendo como função controlar o sentido do fluxo de energia em função do modo de operação. Quando o conversor se encontra a operar em modo *boost* (Figura 4.4 (a))

a bateria encontra-se em processo de descarga, fluindo a energia da bateria para o barramento CC, ao passo que em modo de operação *buck* (Figura 4.4 (b)) a bateria encontra-se em processo de carga, fluindo a energia do barramento CC para a bateria.

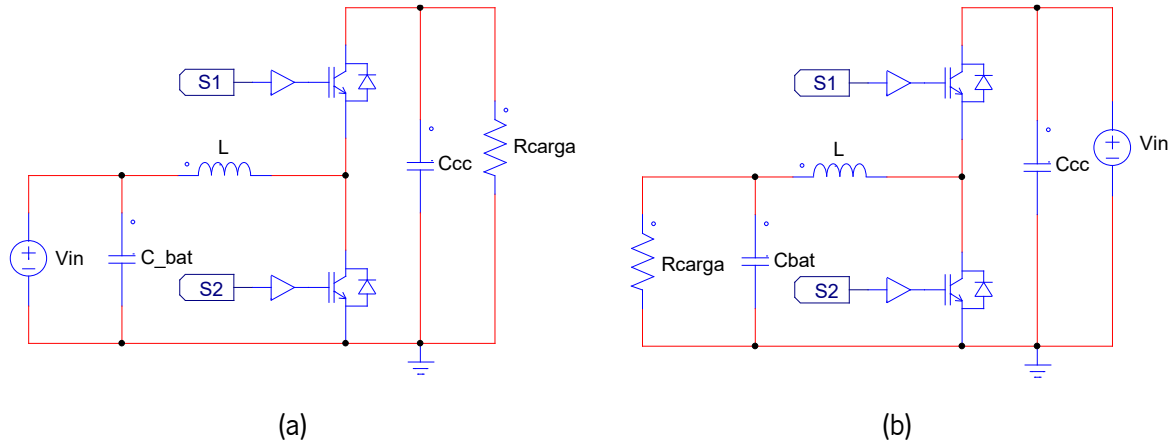


Figura 4.4 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* em ambiente de simulação PSIM:
(a) Modo *boost*, (b) Modo *buck*.

Para validar os modos de funcionamento mencionados do conversor de potência, procedeu-se então à simulação do processo de transferência de energia. Na Figura 4.4 (a), a bateria deu lugar a uma fonte de tensão constante V_{in} e o barramento CC a uma resistência $R_{carga} \cdot V_{in}$, capaz de simular uma tensão fixa da bateria, ao passo que R_{carga} simula uma carga a receber potência constante, permitindo validar o funcionamento do conversor de potência no modo *boost* em regime permanente. Em modo *buck*, na Figura 4.4 (b) efetuou-se o mesmo processo de simulação adotado, procedendo-se à troca de componentes para ser possível validar o funcionamento em regime permanente. De igual forma, V_{in} representa o barramento CC fornecendo energia à bateria, representada por uma resistência, R_{carga} .

Numa primeira instância optou-se por definir um valor fixo de *duty cycle* a ser aplicado ao PWM, sendo este um processo bastante simples para comprovar o correto funcionamento dos modos de operação do conversor de potência implementado. Definindo um valor de 50% para o *duty cycle*, e com recurso às equações (3.7) e (3.16), é possível obter os valores presentes na Tabela 4.2. Estes valores são obtidos apenas em ambiente de simulação nas condições ideais, descartando desta forma todas as perdas existentes no conversor, obtendo um rendimento de 100%.

Tabela 4.2 – Valores de operação do conversor CC-CC com *duty cycle* de 50%.

	Operação modo <i>boost</i>	Operação modo <i>buck</i>
Tensão V_{in} (V)	200	200
Tensão V_{out} (V)	400	100

Na Figura 4.5 encontram-se representadas as formas de onda obtidas no decorrer da simulação, comprovando a veracidade dos valores da Tabela 4.2. Na Figura 4.5 (a) estão representadas as formas de ondas obtidas no modo de operação *boost* e na Figura 4.5 (b) as formas de ondas referentes ao modo de operação *buck*. Apenas se encontram representadas as tensões de entrada (V_{in}) e saída do conversor (V_{out}), visto que o seu controlo ainda não se encontra implementado nesta fase, pelo que o único objetivo passa por comprovar o funcionamento dos modos de operação. O valor da corrente presente na carga vai sempre depender do valor a ela atribuído.

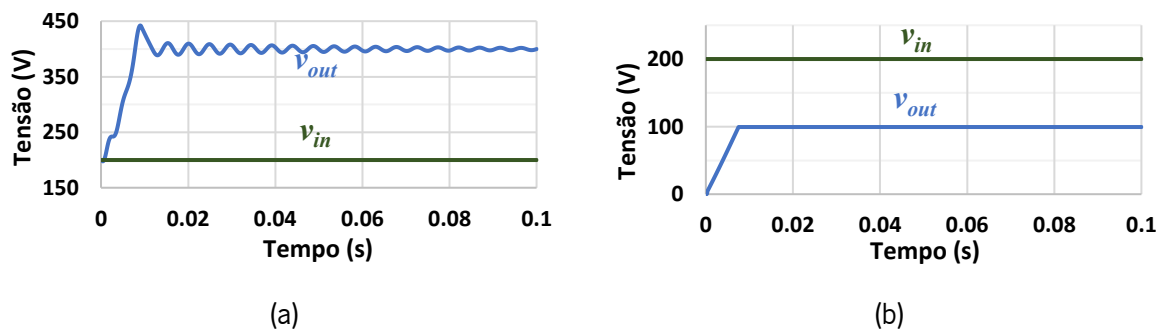


Figura 4.5 – Formas de onda da tensão de entrada e saída do conversor, e da corrente na carga: (a) Modo *boost*, (b) Modo *buck*.

4.5 Controlo do Conversor CC-CC *Buck Boost*

Validados os modos de operação propostos para o conversor de potência, procedeu-se então à adição de controlo ao sistema, sendo desta forma capaz de controlar o conversor consoante os parâmetros de tensão e corrente definidos pelo utilizador. O sistema de controlo desenvolvido no PSIM é implementado quase todo ele de forma digital, recorrendo apenas a um pequeno circuito analógico para gerar o sinal de PWM empregue aos semicondutores de potência, visto o PSIM não possuir uma ferramenta capaz de gerar um sinal de PWM digital.

Na Figura 4.6, pode-se observar a parte de controlo implementada para o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*. Em seguida serão escrutinadas as funções dos componentes presentes no sistema de controlo de forma a ser possível compreender o seu funcionamento. Do lado esquerdo é possível visualizar o componente *C-block*, do lado direito o circuito analógico responsável por gerar o sinal de PWM a ser aplicado aos semicondutores de potência e, por último, na parte central em baixo, variáveis e formas de ondas a serem visualizadas no decorrer da simulação.

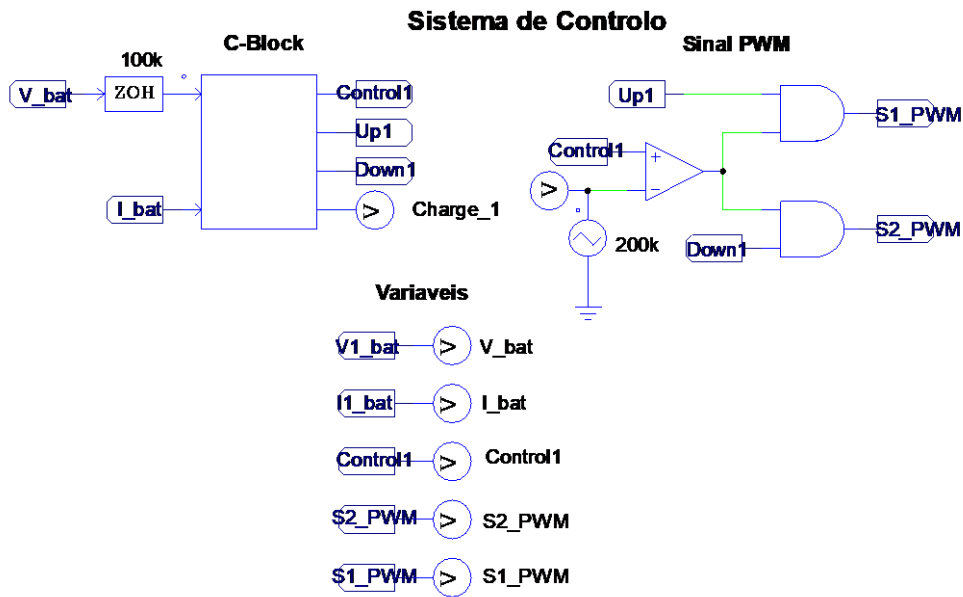


Figura 4.6 - Sistema de controlo do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* implementado em PSIM.

Começando pelo *C-block*, este elemento é responsável por efetuar os cálculos necessários para gerar o sinal de controlo a ser aplicado ao PWM. Os cálculos são implementados em linguagem C com funções recorrendo às técnicas de controlo PI mencionadas na secção 3.3.3. É também visível que o *C-block* possui variáveis de entrada (V_{bat} e I_{bat}) e de saída ($Control1$, $Up1$ e $Down1$), conhecidas respetivamente como inputs e outputs. O bloco ZOH presente à entrada do *C-block* e na saída da *flag* V_{bat} é responsável por definir a frequência de amostragem (f_a) das variáveis necessárias para a implementação do sistema de controlo. O valor escolhido da f_a para as simulações que em seguida serão apresentadas foi de 100 kHz. Como *outputs*, o *C-block* possui os seguintes sinais:

- *Control1*: Sinal de referência gerado através das técnicas de controlo responsável por controlar o sinal de PWM a ser aplicado aos semicondutores de potência;
- *Up1* e *Down1*: Sinal lógico 0 ou 1 a ser aplicado ao AMPOP AND responsável por ativar o modo de operação do conversor.

O circuito responsável por gerar o sinal de PWM a ser aplicado à *gate* dos semicondutores de potência é composto primeiramente por um gerador de onda dente de serra e uma *flag Control1* conectados à saída negativa e positiva do comparador de sinais, respetivamente. Em seguida, a saída do comparador de sinais é ligada a uma entrada de um comparador AND e a *flag* com o valor lógico de ativação dos semicondutores de potência na outra entrada. Como resultado, obtém-se o sinal de PWM a ser aplicado à *gate* dos semicondutores de potência presentes no conversor através das *flags* $S1_PWM$ e $S2_PWM$.

Por último, encontram-se representadas as *flags* de variáveis necessárias para comprovar o correto funcionamento do sistema e ser possível visualizar em tempo de simulação os valores e formas de onda em pontos específicos do conversor implementado. A título de exemplo, a ponta de prova ligada à *flag Control1* permite visualizar o sinal de controlo gerado no *C-block* que será empregue no comparador de sinal, enquanto a *flag S1_PWM* permite observar o sinal de PWM aplicada à *gate* do semicondutor de potência.

4.5.1 Técnica de Modulação

O correto funcionamento do conversor de potência em ambiente de simulação é totalmente dependente do sistema de controlo implementado, dos valores atribuídos aos parâmetros dos componentes e suas características tornando-se essencial uma correta modulação do sinal de PWM a ser aplicado à *gate* dos semicondutores de potência. Na Figura 4.7 é possível visualizar o sinal de controlo *Control1* gerado nas funções implementadas no *C-block* e uma onda dente de serra, com frequência de amostragem de 200 kHz e amplitude de 150 V, proveniente do gerador de sinais implementado. A utilização de uma amplitude de 150 V, deve-se ao facto de ser a mesma utilizada aquando da configuração do microcontrolador a utilizar na implementação prática do sistema.

A saída do comparador com o sinal de PWM gerado é então dividida em dois e junto com as *flags* de ativação dos semicondutores de potência *Up1* e *Down1*. As *flags* provenientes do *C-block* são conectadas à entrada de um AMPOP comparador AND.

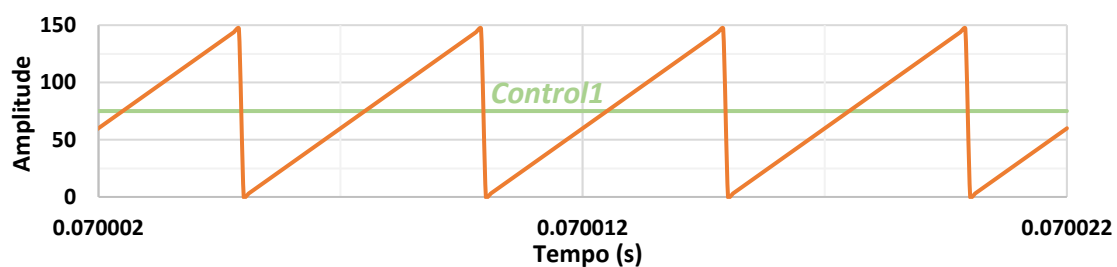


Figura 4.7 – Forma de onda do gerador de sinais e sinal de referência aplicadas ao PWM.

Tendo em consideração o modo que o conversor opera, os sinais de PWM, *S1_PWM* e *S2_PWM*, empregues à *gate* de S_1 e S_2 irão variar, colocando o semicondutor de potência a comutar ou em aberto. O modo de operação do conversor varia de acordo com o valor lógico atribuído às *flags Up1* e *Down1*, sendo que na Figura 4.8 é possível visualizar as formas de onda obtidas para os modos de operação propostos com o mesmo valor de *duty cycle* definido, validando o método proposto para a modulação do PWM. É também visível que os sinais de PWM aplicados à *gate* dos semicondutores são complementares.

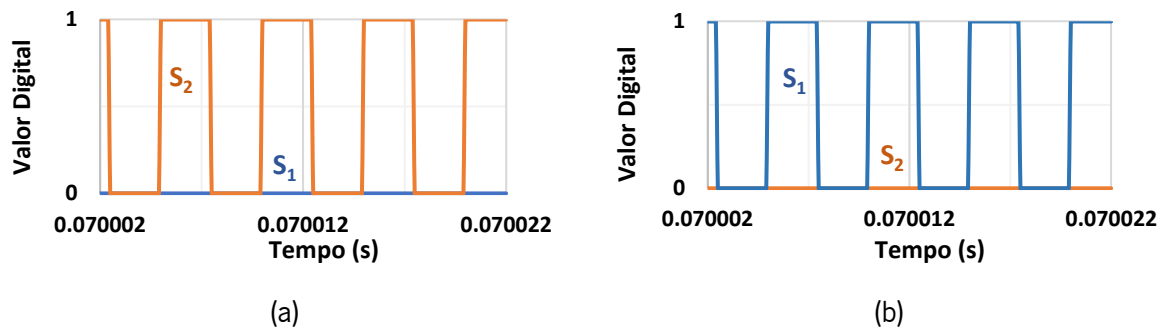


Figura 4.8 – Sinal PWM aplicado à *gate* dos semicondutores de potência em ambiente de simulação PSIM: (a) Modo *boost*, (b) Modo *buck*.

4.5.2 Algoritmo de Carregamento

Ao longo dos anos, vários métodos de carregamento de baterias têm vindo a ser propostos e estudados com vista à otimização e fiabilidade do mesmo, assim como garantia de uma maior longevidade dos elementos responsáveis pelo armazenamento de energia, neste caso as baterias. Por outro lado, no mercado existem diversas tecnologias de baterias com diferentes métodos de carregamento aconselhados pelo seu fabricante, o que leva a uma seleção e estudo mais detalhado para conseguir extrair a maior performance possível da bateria. Nesse sentido, como supramencionado na secção 2.5, o método de carregamento implementado no software de simulação PSIM vai de acordo com as estratégias mais eficientes e utilizadas no carregamento de baterias em VEs.

O método adotado para a realização das simulações foi o de carregamento por corrente-tensão constante, devido à sua fácil implementação e grande eficiência. Numa primeira instância, a implementação deste método de controlo no conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* passa por garantir uma corrente e tensão constante aplicada à carga que se encontra no lugar da bateria. Em seguida, para uma melhor compreensão, o método de carregamento é abordado em dois tópicos, sendo cada um deles um estágio do carregamento.

Corrente Constante

O primeiro estágio do carregamento da bateria é realizado através de corrente constante. Para tal, é necessário implementar um controlo capaz de fornecer uma corrente constante à bateria, executando o seu correto processo de carregamento. Com recurso ao controlo PI é então desenvolvido o algoritmo capaz de garantir uma corrente constante na carga.

De forma a dotar o sistema de uma resposta rápida face a alterações que possam ocorrer, a otimização das variáveis do controlo PI, k_i e k_p , é o procedimento mais importante a adotar. Desta forma, o *ripple*

presente na forma de onda da corrente de saída será o menor possível, aumentando a longevidade dos componentes e sua performance.

No que diz respeito à Figura 4.9, é visível que a corrente de saída do conversor de potência no instante inicial tem como valor 0 A, progredindo rapidamente e sem grandes oscilações para o valor de corrente referência desejada na saída de 10 A. Também é possível verificar que o *ripple* na corrente de saída é 0.8 A pico a pico e que a mesma mantém um valor médio constante, comprovando uma grande eficiência do controlo em ambiente de simulação.

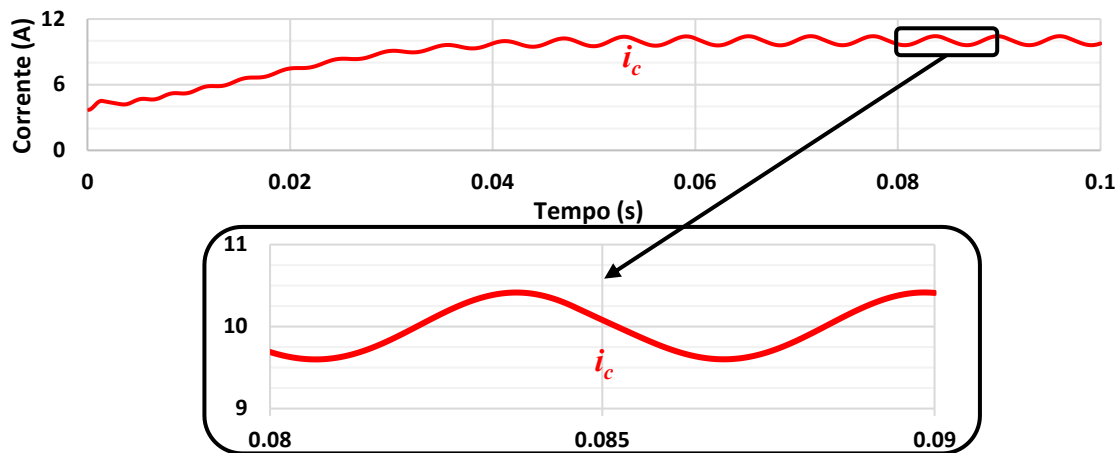


Figura 4.9 - Forma de onda da corrente na carga obtida com recurso ao controlo de corrente constante.

Tensão Constante

Dando por concluído o processo de carregamento por corrente constante, momento em que a bateria atinge o seu valor nominal de tensão, inicia-se o processo de carregamento por tensão constante. O controlo do carregamento por tensão constante tem como base o mesmo algoritmo implementado no seu estágio anterior, alterando o valor atribuído às variáveis do controlo PI.

Este processo, comparado com o seu antecessor, é mais rápido no seu término, dando-se por concluído quando o valor da corrente fornecida à bateria seja aproximadamente 0 A. Como a bateria foi substituída por uma carga resistiva com valor de 54 Ω , o objetivo do controlo implementado passa por garantir uma tensão constante na carga, tentando reduzir ao máximo o *ripple* presente na mesma. A escolha do valor atribuído à carga resistiva utilizada deve-se ao facto de ser um dos valores das cargas disponibilizadas no laboratório do GEPE.

Na Figura 4.10 encontra-se representada a forma de onda obtida no último estágio de carregamento, garantindo uma tensão constante na carga. O valor definido para a tensão empregue à carga foi de 300 V, sendo este o valor da tensão nominal da bateria quando a mesma se encontra totalmente

carregada. Considerando a tensão empregue à carga, o *ripple* presente na mesma é considerado muito reduzido, tendo como valor aproximadamente 3 Vpp.

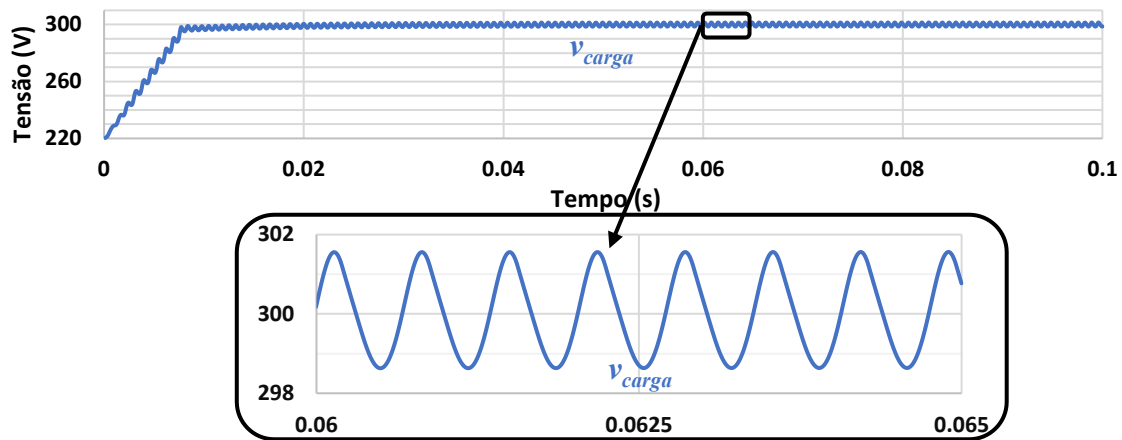


Figura 4.10 - Forma de onda da tensão na carga obtida com recurso ao controlo de tensão constante.

4.6 Validação do Sistema Proposto

Concluída a validação de um dos conversores de potência presente no sistema proposto e do algoritmo de controlo implementado, procede-se à simulação do sistema na sua totalidade, de modo a comprovar o seu correto funcionamento e os modos de operação propostos. As simulações computacionais serão executadas de acordo com os valores nominais de operação do sistema, presentes na Tabela 4.3, tendo em consideração os parâmetros e limitações dos componentes a utilizar na implementação prática do sistema. Deste modo, as simulações computacionais efetuadas ao sistema proposto serão uma aproximação muito idêntica à implementação física do sistema proposto, permitindo desta forma efetuar testes ao sistema em ambiente de simulação e visualizar os valores de tensão e corrente esperados em pontos específicos do mesmo sem causar danos.

Tabela 4.3 – Valores de tensão e corrente nominal máxima admissível no sistema.

	Máxima	Mínima
Tensão Barramento CC (V)	400	Tensão da bateria
Tensão Bateria (V)	300	180
Corrente Bobina (A)	15	-15

Como já referido anteriormente, o sistema proposto é composto por dois conversores de potência CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* ligados entre si através do barramento CC dando origem a um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. Contudo, a validação do algoritmo de

controlo efetuado na seção anterior não é de aplicação direta, necessitando de ajuste nos parâmetros intrínsecos às funções de controlo, nomeadamente k_i e k_p . Tal necessidade é de grande importância para obter o menor *ripple* possível nos valores de tensão e corrente, garantindo ao mesmo tempo uma resposta rápida do sistema de controlo a alterações efetuadas pelo utilizador ou a ocorrência de anomalias.

Um dos objetivos proposto na dissertação é garantir que o conversor de potência implementado seja capaz de efetuar um fluxo bidirecional de energia entre baterias, neste caso em concerto carregar um VE através de outro VE. Para garantir que tal seja possível, um correto controlo da tensão presente no barramento CC, ponto intermédio da ligação entre os VEs, é de extrema importância. Neste sentido, a validação do sistema proposto passa primeiramente por demonstrar um correto controlo da tensão presente no barramento CC, sendo em seguida demonstrado o funcionamento dos vários modos de operação implementados para o sistema proposto.

4.6.1 Controlo da Tensão no Barramento CC

O controlo da tensão no barramento CC é deveras importante para o correto funcionamento do sistema. Segundo a literatura, para um correto funcionamento do conversor de potência implementado é necessário existir no barramento CC uma tensão superior à tensão das baterias para que possa existir fluxo de energia controlado. O controlo aplicado ao barramento CC deve ser utilizado tanto no processo de carga como de descarga da bateria.

A tensão de referência definida para o barramento CC foi de 400 V e necessita de ser controlada para se manter constante. Para garantir que a tensão do barramento CC se mantenha no valor da tensão de referência definida, foi utilizada uma técnica de controlo PI com recurso à modulação PWM. A escolha do controlo PI recaiu no facto de ser de fácil implementação, utilizar uma frequência fixa de comutação e ter performance igual ou superior às restantes técnicas mencionadas na secção 3.3 para controlar o conversor adotado. Com recurso às equações características da técnica de controlo PI, é implementada a função responsável por gerar o sinal de referência que controla o sinal de PWM. Uma otimização dos valores de k_i e k_p , aliada à adição de uma rampa para a tensão de referência, garantem uma rápida resposta na estabilidade da tensão a controlar e um menor *ripple*. A adição de limites no somatório do erro e na gama de valores obtidos para o sinal de referência do PWM são os cuidados a ter na sua implementação.

Na Figura 4.11 encontra-se representada a tensão aplicada ao barramento CC com recurso à técnica de controlo PI, verificando-se o seu correcto funcionamento. É também possível constatar que a presença de *ripple* no barramento CC é quase inexistente, comprovando a eficácia do controlo.

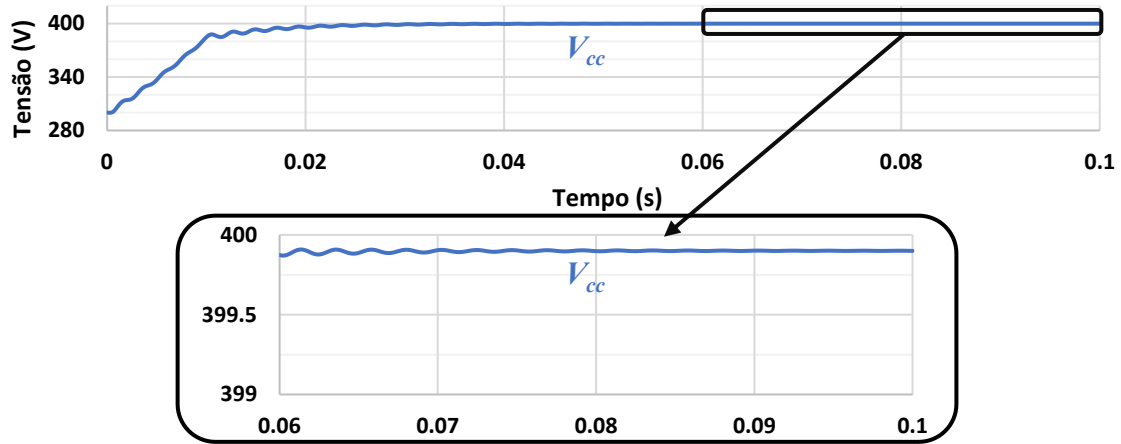


Figura 4.11 – Forma de onda da tensão presente no barramento CC obtida com recurso ao controlo por tensão constante no barramento CC.

No entanto, na Figura 4.12 é visível que a corrente no barramento não é controlada e tem um *ripple* considerável antes de estabilizar, o que na implementação pratica pode trazer graves problemas ao correcto funcionamento do sistema e danificar o mesmo.

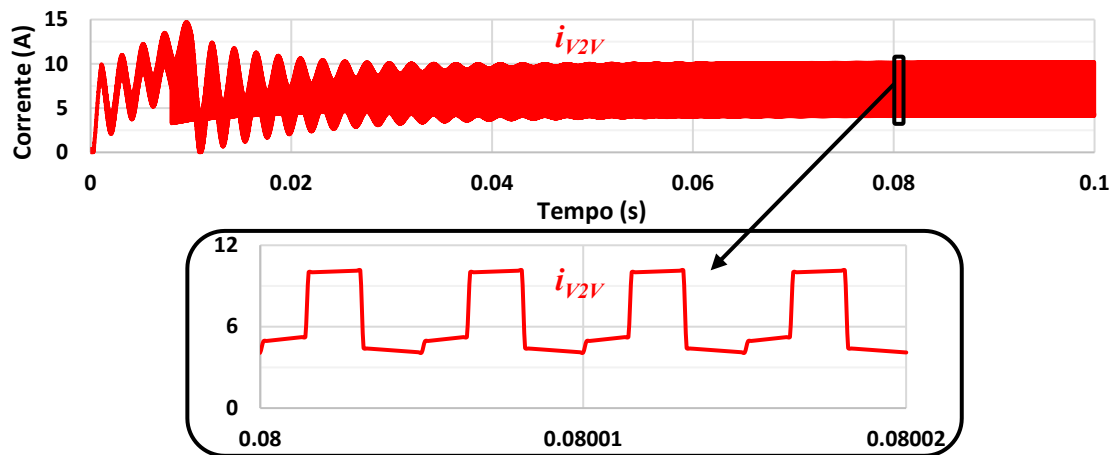
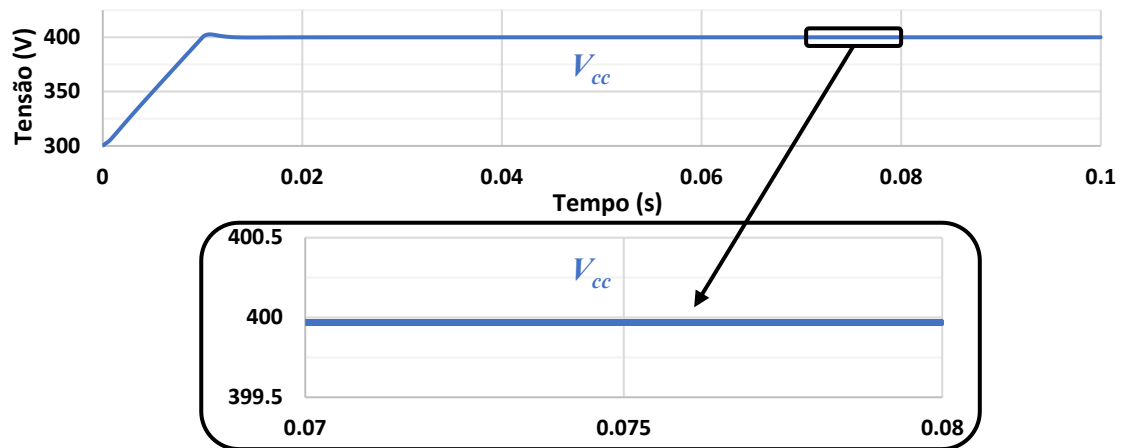


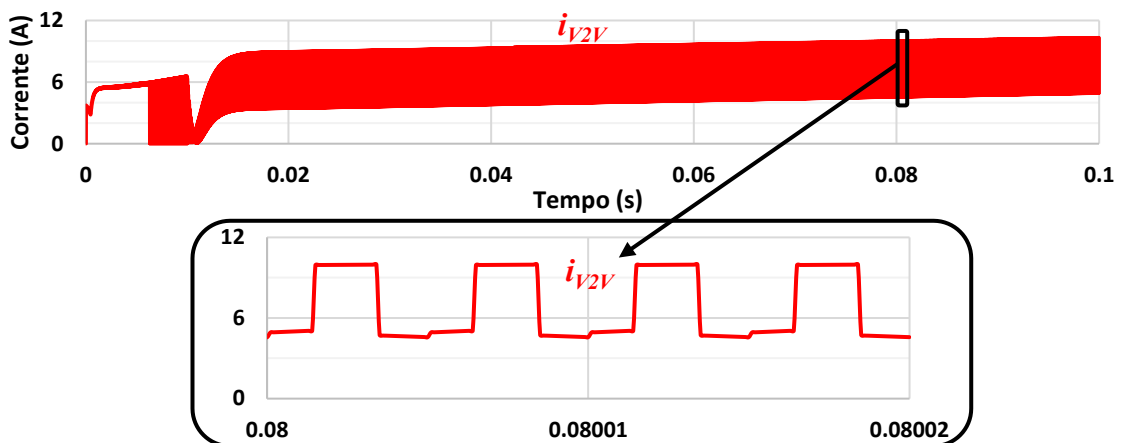
Figura 4.12 - Forma de onda da corrente presente no barramento CC obtida com recurso ao controlo por tensão constante no barramento CC.

De forma a ser possível controlar os valores de tensão e garantir que a corrente seja controlada durante o processo de descarga, optou-se por efetuar um controlo do barramento CC com recurso a uma teoria de potência colmatando o problema apresentado. Quando implementada, a teoria de potência permite controlar o barramento CC com os mesmos valores de tensão definidos e obter uma corrente totalmente controlada para os mesmos valores de potência obtidos na saída do conversor. Uma das grandes

vantagens deste controlo deve-se ao facto de a corrente de descarga da bateria ter um melhor controlo, evitando grandes oscilações na mesma. Na Figura 4.13 (a) encontra-se representada a forma de onda de tensão obtida no barramento CC, ao passo que na Figura 4.13 (b) pode visualizar-se a forma de onda da corrente obtida no barramento CC e desta forma comprovar a necessidade da sua implementação para um melhor controlo.



(a)



(b)

Figura 4.13 – Formas de onda presentes no barramento CC durante execução do modo I:
(a) Tensão barramento CC; (b) Corrente barramento CC.

Comprovado o correto funcionamento da teoria de potência implementada para o controlo da tensão no barramento CC e descarga da bateria (modo *boost*), é possível concluir que o controlo é capaz de garantir o controlo do conversor CC-CC e a sua correta operação, salvaguardando desta forma todos os componentes presentes na PCB.

4.6.2 Modos de Operação do Sistema

Após a validação do algoritmo de controlo implementado no conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* para o barramento CC, é agora a vez de validar os modos de operação propostos para o funcionamento do sistema e comprovar a operação do conversor.

Tratando-se de um sistema capaz de garantir o fluxo bidirecional entre dois VEs, serão abordados quatro modos de operação do conversor de potência. Contudo, para comprovar a operação do conversor em dois quadrantes serão definidos diferentes parâmetros de operação a atribuir a cada um dos modos. Na Tabela 4.4 pode-se verificar os quatro modos de operação abordados e os diferentes parâmetros definidos para a sua execução, considerando as necessidades do utilizador. É necessário ter em consideração que na tabela, as variáveis V_{bat1} e V_{bat2} representam 2 VEs. A condição i_{V2V} indica o sentido do fluxo de energia. Se $i_{V2V} > 0$, a direção da energia é de V_{bat1} para V_{bat2} , ao passo que, se $i_{V2V} < 0$, a direção da energia é de V_{bat2} para V_{bat1} .

Tabela 4.4 – Modos de operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi*.

Modo	V2V	Relação tensão baterias
I	$i_{V2V} > 0$	$V_{bat1} > V_{bat2}$
II		$V_{bat2} > V_{bat1}$
III	$i_{V2V} < 0$	$V_{bat2} > V_{bat1}$
IV		$V_{bat1} > V_{bat2}$

Modo I

Quando o sistema é ativado, selecionando o modo I para o conversor operar, a tensão de V_{bat1} é superior a V_{bat2} e o fluxo de energia irá ocorrer do VE1 para o VE2, satisfazendo a condição $i_{V2V} > 0$, visível na Figura 4.14. Como já mencionado anteriormente, os algoritmos de carga e descarga implementados no funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* têm como função prolongar o tempo de vida útil da bateria e reduzir o seu tempo de execução. Quando o conversor começa a comutar, o processo de descarga aplicado à bateria V_{bat1} é também responsável por controlar a tensão do barramento CC, ao passo que o processo de carga é aplicado a V_{bat2} .



Figura 4.14 – Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I.

Executando a simulação do sistema em modo I é possível verificar se o controlo implementado é capaz de garantir o funcionamento do conversor de potência. Para tal, os valores de tensão nominal atribuídos às baterias e ao barramento CC, assim como à corrente de carga da bateria, I_{carga} , encontram-se representados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Valor nominais máximos de tensão e corrente no funcionamento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I.

	Máxima	Mínima
V_{bat1} (V)	300	200
V_{bat2} (V)	300	200
I_{carga} (A)	10	0
$I_{descarga}$ (A)	15	0

De modo a comprovar o funcionamento do controlo aplicado, foi então realizada uma monitorização das formas de onda da corrente e tensão no barramento CC e nas baterias durante a execução dos processos de carga (V_{bat2}) e descarga (V_{bat1}). O valor atribuído ao condensador de carga presente no modelo elétrico da bateria anteriormente abordado foi alterado de forma a ser visível todo o processo de carga e descarga, e não sobrecarregar o simulador com tempos de simulação excessivos, sendo que esta alteração não compromete a fiabilidade dos processos nem dos componentes.

Numa primeira instância, é apresentada, na Figura 4.15, a forma de onda referente à tensão presente no barramento CC. Entre o instante $t = 0$ s e $t = 0,01$ s, o barramento CC encontra-se em processo de pré-carga até atingir a tensão de referência definida de 400 V. Após atingir o valor de 400 V no instante $t = 0,01$ s, inicia-se o processo de carga por corrente constante aplicado à bateria presente no VE2, justificando a ligeira oscilação da tensão nesse momento. No instante $t = 0,108$ s, a tensão do barramento CC sofre uma ligeira oscilação causada pela alteração do modo de carregamento, passando a ser executado o modo de tensão constante até o carregamento ser finalizado. Após o término do

carregamento da bateria, o barramento CC deverá continuar com o valor de tensão nominal definido, como se verifica entre o instante $t = 0,113$ s e $t = 0,12$ s. em todos os instantes mencionados pôde ser comprovado o correto funcionamento do sistema.

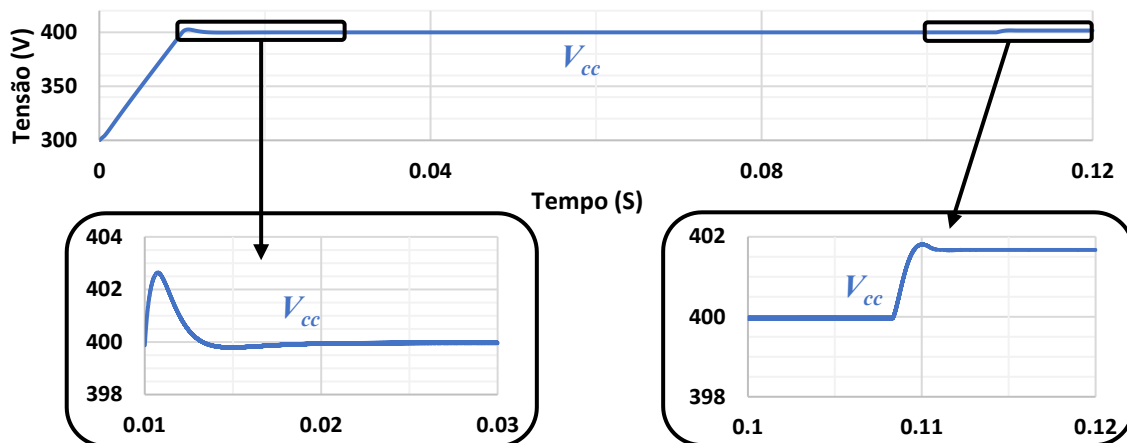


Figura 4.15 – Forma de onda da tensão no barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I.

Na Figura 4.16 é possível observar as formas de onda de todo o processo de carga aplicado à bateria V_{bat2} durante o modo I. Como já referido, após a tensão do barramento CC atingir 400 V, é então iniciado o processo de carga. No instante $t = 0,1$ s é iniciado o processo de carga da bateria com controlo de corrente constante, prolongando-se até ao instante $t = 0,108$ s. Nesse mesmo instante, a bateria atinge o seu valor de tensão nominal 300 V, entrando em execução o carregamento por tensão constante. Quando a corrente na bateria atinge um valor próximo de 0 A em $t = 0,113$ s, dá-se por concluído o processo de carga da bateria, sendo desabilitadas as comutações do conversor.

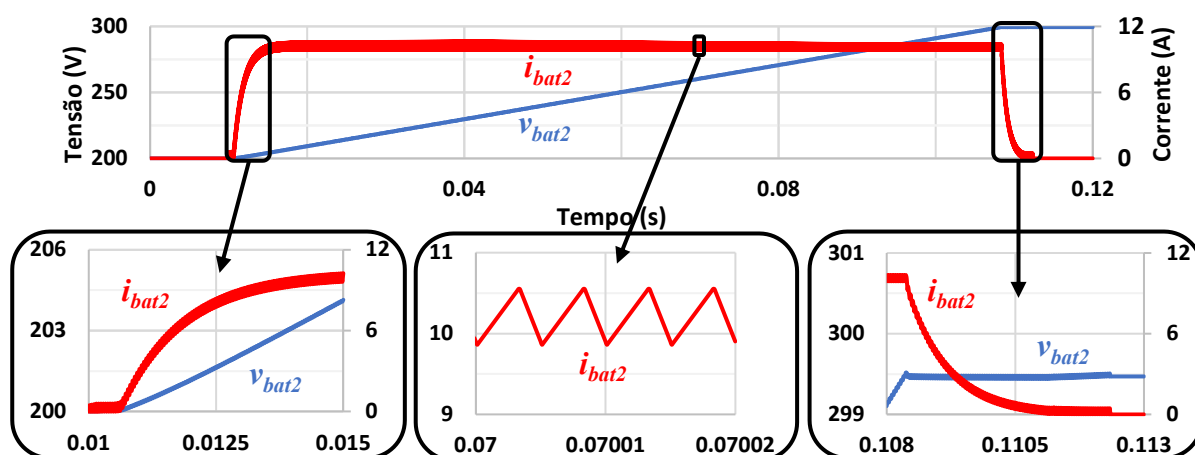


Figura 4.16 - Formas de onda na bateria V_{bat2} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I.

O processo de descarga aplicado a V_{bat1} é também alvo de monitorização, garantindo que a corrente não toma valores excessivos, provocando danos nos componentes do sistema. Através da análise da Figura 4.17, é possível verificar que a corrente entre o instante inicial e $t = 0,0125$ s sofre oscilações provocadas pela regulação da tensão do barramento CC e do início do processo de carga. Iniciado o processo de carga por corrente constante, em $t = 0,1$ s, é verificado que a corrente de descarga tende a aumentar à medida que a tensão na bateria vai diminuindo. No instante $t = 0,108$ s, V_{bat2} altera o seu processo de carga para tensão constante, a corrente de descarga, I_{carga} , começa a tender para 0 A, momento em que as comutações do conversor são desabilitadas, finalizando o processo de descarga.

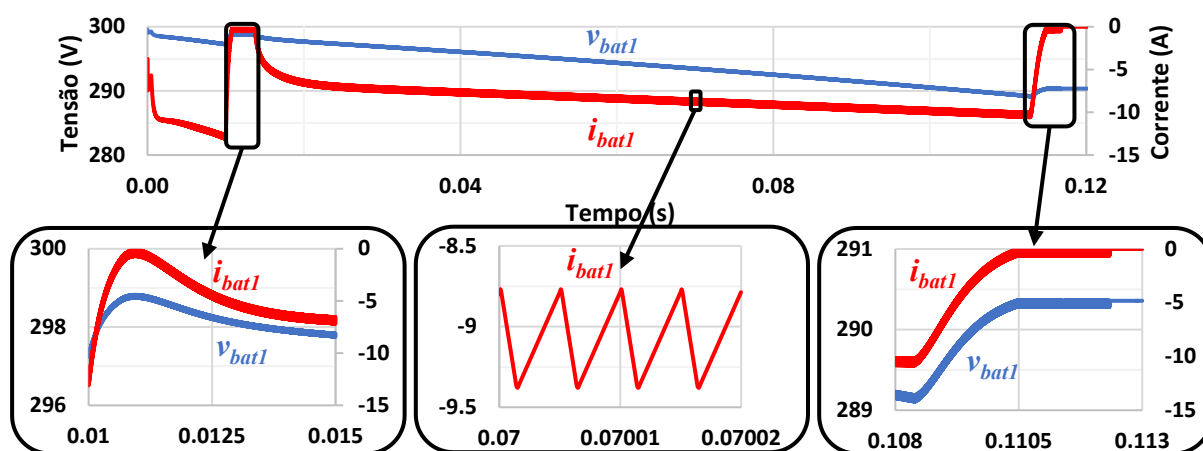


Figura 4.17 - Formas de onda presentes em V_{bat1} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I.

Por último, e não menos importante, são apresentadas as formas de onda do sinal de PWM aplicado à *gate* dos semicondutores durante a operação do conversor em modo I. O conversor presente no VE1 opera em modo *boost*, sendo o semicondutor superior (S_1) que se encontra ao corte e o semicondutor inferior (S_2) em comutação, como se pode comprovar na Figura 4.18 (a), ao passo que o conversor presente no VE2 opera em modo *buck*, garantindo desta forma que o semicondutor superior (S_1) comute e o semicondutor inferior (S_2) se encontre ao corte, como representado na Figura 4.18 (b).

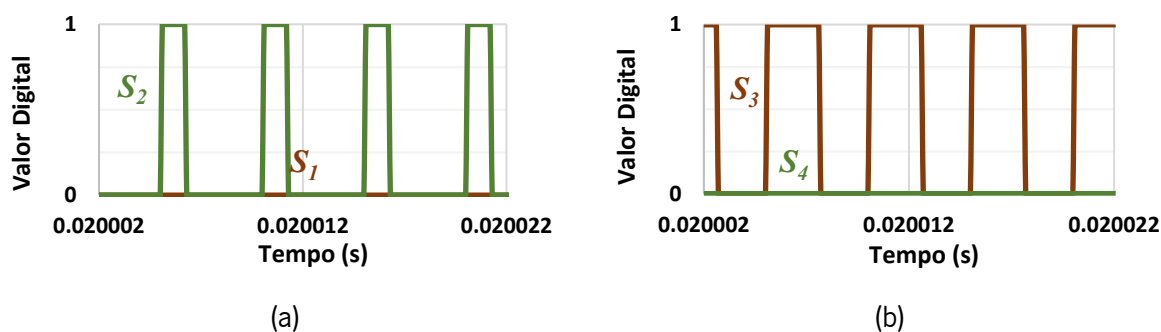


Figura 4.18 - Forma de onda do PWM aplicado à *gate* dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo I: (a) VE1; (b) VE2.

Modo II

Comprovado o funcionamento do modo I, é agora simulado o modo II de operação do conversor de potência implementado. Durante a sua execução, o fluxo de energia irá ocorrer igualmente do VE1 para o VE2, contudo os valores de tensão atribuídos a V_{bat2} e V_{bat1} serão alterados, segundo as condições presentes na Tabela 4.4 e valores nominais na Tabela 4.6, de forma a validar as duas possíveis formas de operação do conversor segundo a relação entre as tensões das baterias. No modo II, o valor de tensão atribuído a V_{bat1} será inferior a V_{bat2} , o que irá originar correntes de descarga superiores ao modo I para a mesma potência envolvida.

Tabela 4.6 - Valor nominais máximos de tensão e corrente do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II.

	Máxima	Minima
V_{bat1} (V)	200	150
V_{bat2} (V)	300	240
I_{carga} (A)	10	0
$I_{descarga}$ (A)	15	0

Analisando a forma de onda da corrente obtida no barramento CC na Figura 4.19, é possível verificar que o valor da corrente i_{V2V} aumentou, fruto da alteração das condições de operação do conversor. Como a tensão de entrada V_{bat1} é menor que a tensão de saída V_{bat2} , a corrente i_{V2V} é maior para garantir uma potência de entrada igual à potência de saída.



Figura 4.19 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II.

Na Figura 4.20 encontra-se a forma de onda referente à tensão presente no barramento CC. Entre o instante $t = 0$ s e $t = 0,015$ s, o barramento CC encontra-se a realizar o seu processo de carga até atingir a tensão de referência definida de 400 V. Atingidos os 400 V no instante $t = 0,015$ s, inicia-se o processo de carga por corrente constante aplicado à bateria presente no VE2, justificando-se uma maior oscilação

da tensão no barramento CC. No instante $t = 0,075$ s, a tensão do barramento CC volta a sofrer oscilações causadas pela alteração do modo de carregamento. Nesse instante, a bateria passa a ser carregada por tensão constante até a corrente atingir aproximadamente 0 A, findando desta forma o processo de carga. Comparando as formas de onda da tensão do barramento CC do modo I e II é possível constatar que o *ripple* da tensão do modo II é ligeiramente superior ao modo I.

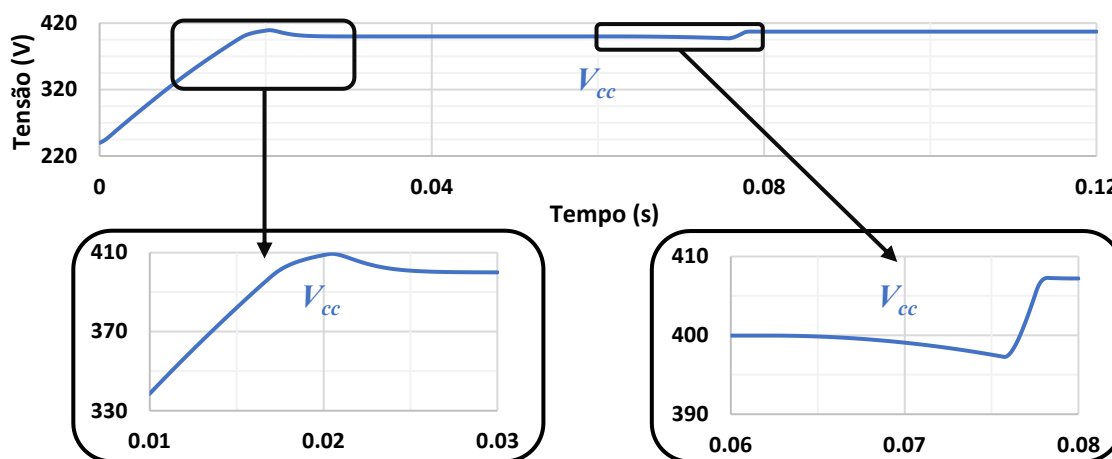


Figura 4.20 – Forma de onda barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II.

Abordando as formas de onda da corrente e tensão resultantes do processo de carga aplicado a V_{bat2} presentes na Figura 4.21, é verificado que as mesmas não sofrem alterações quando comparadas com a execução do modo II. No entanto, analisando as formas de onda da corrente e tensão resultantes do processo de descarga aplicado a V_{bat1} , presentes na Figura 4.22, é possível constatar que a corrente de descarga é superior ao modo I. O aumento de $I_{descarga}$ já era esperado, sendo que a tensão de entrada do conversor é menor face a uma tensão de saída maior para a mesma potência em jogo.

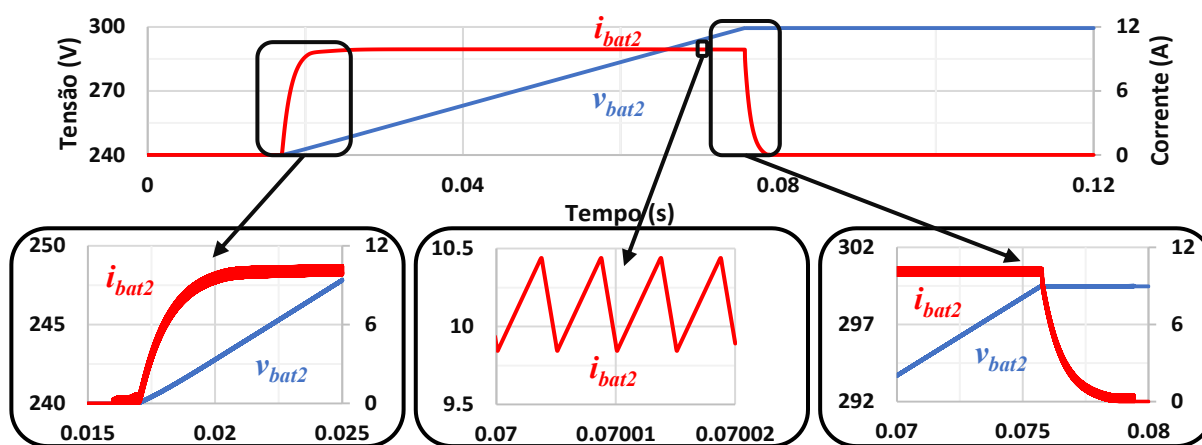


Figura 4.21 - Formas de onda na bateria V_{bat2} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II.

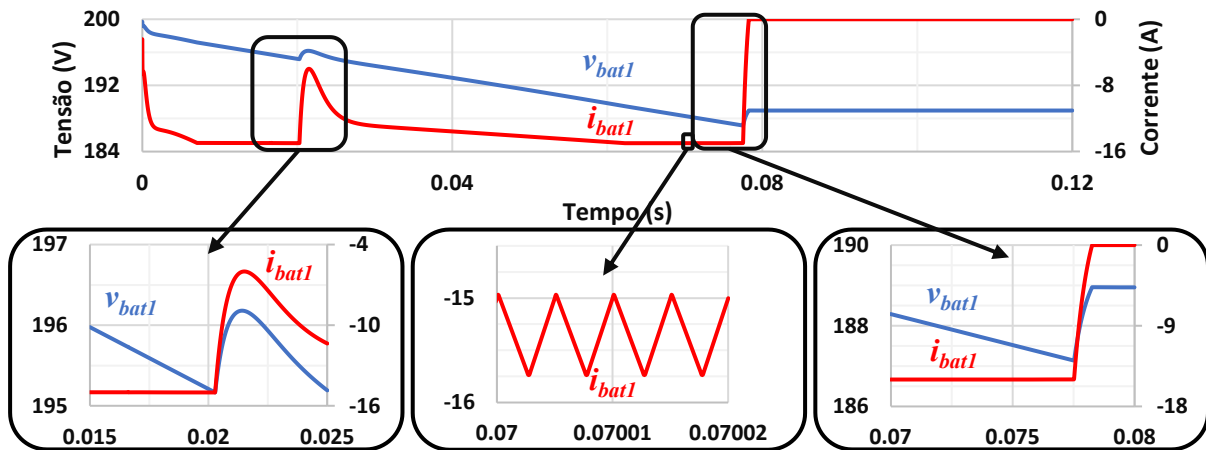


Figura 4.22 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II.

Os sinais de PWM aplicados à *gate* dos semicondutores de potência seguem a mesma lógica que o modo I. Na Figura 4.23 (a) é apresentado o sinal de PWM aplicado à *gate* do conversor de potência presente no VE1, verificando que apenas se encontra a comutar o semiconductor S_2 . A Figura 4.23 (b) é referente ao sinal de PWM aplicado à *gate* dos semicondutores presentes no VE2, constatando que apenas S_1 se encontra a comutar. É também possível verificar que os sinais de PWM aplicados à *gate* dos semicondutores são complementares.

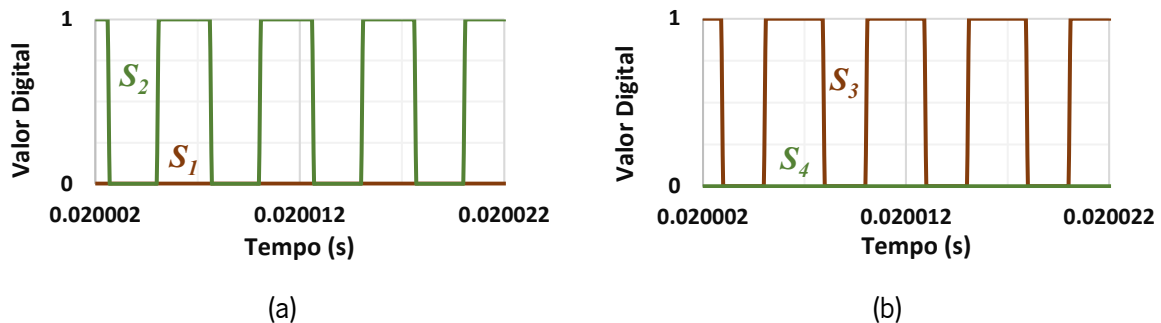


Figura 4.23 - Forma de onda do PWM aplicado à *gate* dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo II: (a) VE1; (b) VE2.

Modo III

Concluídas as simulações computacionais efetuadas nos modos I e II segundo a condição imposta de $i_{V2V} > 0$ para operação do conversor de potência implementado, é agora analisada a situação análoga para $i_{V2V} < 0$. Selecionando o modo III, o fluxo de energia irá ocorrer de VE2 para VE1, respeitando a condição $V_{bat2} > V_{bat1}$, comprovando que o conversor de potência CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* implementado é capaz de garantir um fluxo bidirecional de energia. Os parâmetros das baterias são trocados entre si de forma a satisfazer as mesmas condições de operação da bateria e

tempos de simulação iguais aos usados nos modos I e II. Os valores de tensão nominais atribuídos às baterias e ao barramento CC, assim como a corrente de carga da bateria escolhido, I_{carga} , encontram-se representados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 - Valor nominais máximos de tensão e corrente do funcionamento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III.

	Máxima	Mínima
V_{bat1} (V)	300	200
V_{bat2} (V)	300	200
I_{carga} (A)	10	0
$I_{descarga}$ (A)	15	0

Através da simulação efetuada em modo III, obtém-se a forma de onda presente na Figura 4.24. Através de uma breve análise é possível verificar que a condição imposta ($i_{V2V} < 0$) é garantida, passando-se em seguida para a análise das restantes formas de onda capazes de comprovar o correto funcionamento do modo III.

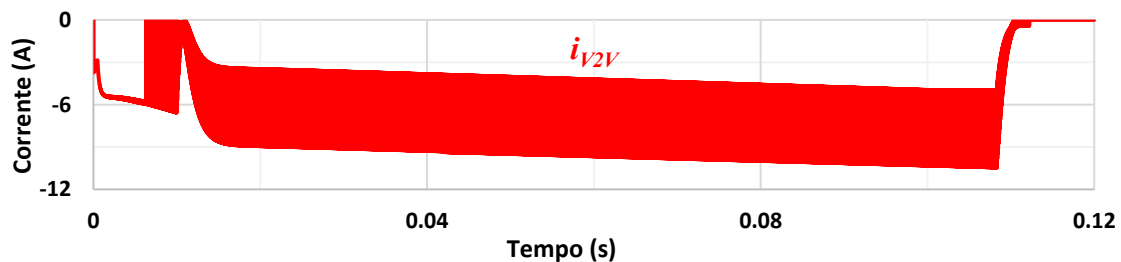


Figura 4.24 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III.

Primeiramente é efetuada a análise as formas de onda presentes na Figura 4.25, referente à tensão presente no barramento CC, de forma a comprovar o seu correto controlo. Após uma breve observação, é possível verificar que a forma de onda obtida na simulação em modo III é igual à obtida em modo I. A forma de onda obtida já era expectável visto que apenas foi alterada a condição de operação do sistema i_{V2V} , permanecendo iguais os valores nominais atribuídos para funcionamento do sistema.

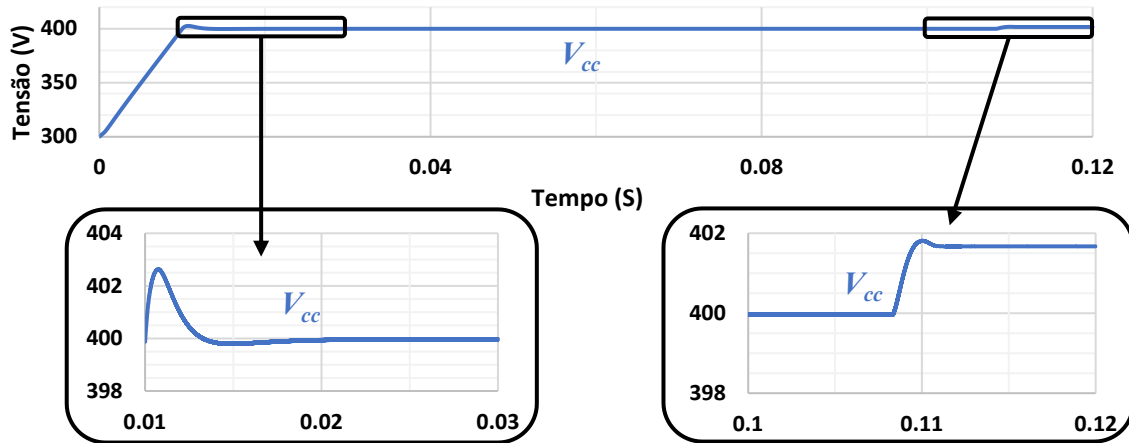


Figura 4.25 – Forma de onda barramento CC durante operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III.

Na Figura 4.26 encontram-se representadas as formas de ondas de todo o processo de carga aplicado à bateria V_{bat1} . Ora, se a forma obtida do barramento CC em operação no modo III é igual ao modo I, as restantes formas de ondas obtidas através da simulação computacional dos processos de carga e descarga, terão o mesmo comportamento que o modo I. Através de uma breve análise às formas de onda presentes na Figura 4.26, é possível concluir que o sistema apresenta o mesmo comportamento que o seu funcionamento em modo I. Desta forma, a Figura 4.26 apresenta as formas de onda do processo de carga de V_{bat1} (VE1), comprovando ser iguais às formas de onda do processo de carga aplicado a V_{bat2} (VE2) em modo I, ao passo que as formas de onda presentes na Figura 4.27, obtidas durante o processo de descarga de V_{bat2} (VE2), são iguais às obtidas no modo I, quando aplicado o processo de descarga a V_{bat1} (VE1).

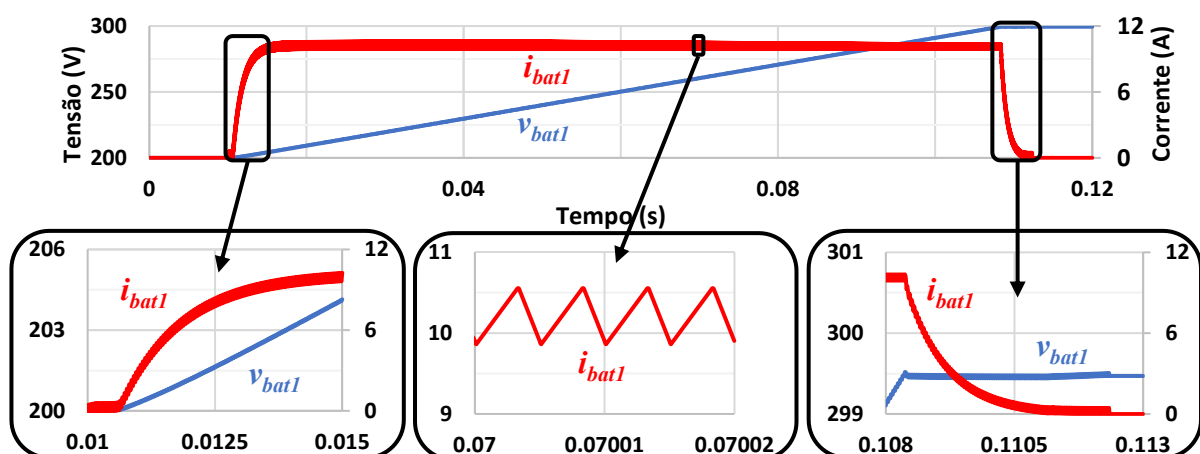


Figura 4.26 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III.

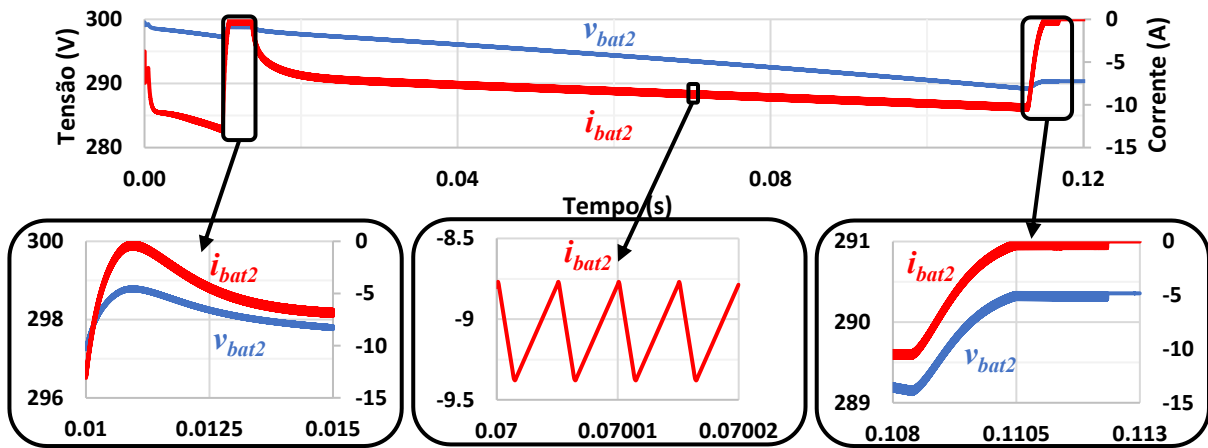


Figura 4.27 - Formas de onda presentes em V_{bat2} durante o processo de descarga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III.

Por último, é efetuada a análise do sinal de PWM aplicado a cada uma das *gates* dos semicondutores de potência presentes no sistema. Através da comparação com a Figura 4.18, funcionamento em modo I, é possível verificar que o sinal de PWM aplicado possui o mesmo *duty cycle*, tendo diferentes semicondutores de potência a comutar, como se pode verificar na Figura 4.28.

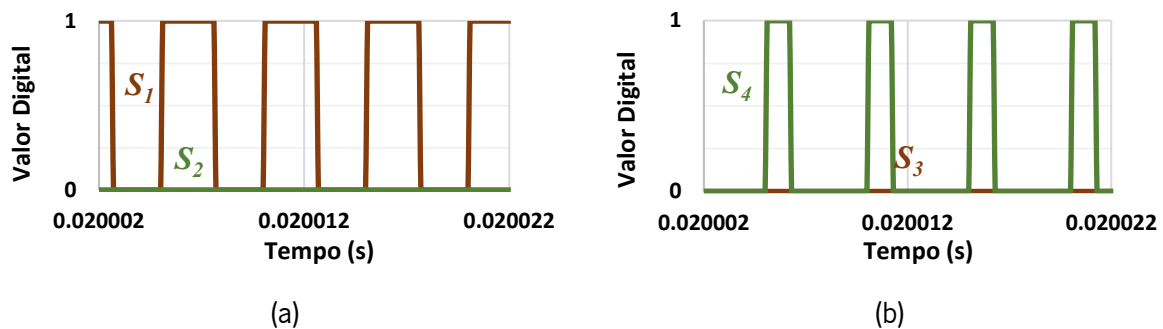


Figura 4.28 - Forma de onda do PWM aplicado à *gate* dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo III: (a) VE1; (b) VE2.

Modo IV

O modo IV garante a mesma condição de funcionamento i_{V2V} atribuída ao modo III. De modo a comprovar a eficiência do controlo aplicado e da verificação final do correto funcionamento do sistema em todos os modos propostos, foi então realizada efetuada a simulação computacional segundo os valores nominais presentes na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 - Valor nominais máximos de tensão e corrente de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV.

	Máxima	Mínima
V_{bat1} (V)	300	240
V_{bat2} (V)	200	150
I_{carga} (A)	10	0
$I_{descarga}$ (A)	15	0

Verificando a forma de onda presente na Figura 4.29, referente á condição $i_{V2V} < 0$, é possível verificar que a mesma é garantida. No entanto, em comparação com a Figura 4.24, é observado um aumento do valor médio da corrente presente no barramento CC, pelo mesmo motivo apresentado na descrição do funcionamento do modo II. Em seguida são apresentadas e analisadas as restantes formas de onda para comprovar o correto funcionamento de todos os modos implementados.

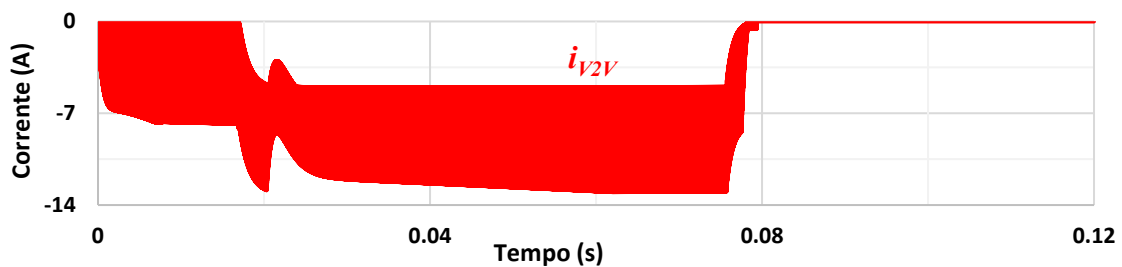


Figura 4.29 - Forma de onda da corrente i_{V2V} presente no barramento CC do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV.

Executando a simulação do sistema em modo IV, numa primeira instância, é então possível observar a forma de onda da tensão no barramento CC, presente na Figura 4.30. Através de uma rápida comparação entre as formas de onda obtidas nos restantes modos de operação do conversor de potência, é possível constatar que a forma de onda obtida é igual à forma de onda da tensão do barramento CC durante a operação do sistema em modo II (Figura 4.20).

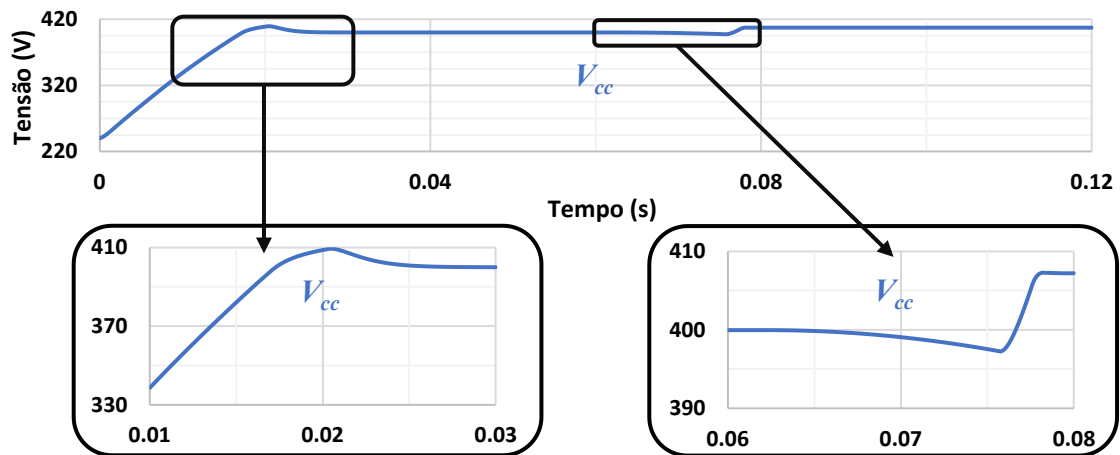


Figura 4.30 – Forma de onda no barramento V_{cc} durante operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV.

Efetuada uma breve análise às formas de ondas presentes na Figura 4.31, é possível validar o correto funcionamento do conversor nos 4 modos propostos, sendo as formas de onda obtidas em tudo semelhantes às obtidas no modo II de funcionamento do sistema, durante o processo de carga. Na Figura 4.32 encontram-se as formas de onda obtidas no processo de descarga aplicado a V_{bat2} durante o funcionamento do sistema em modo IV, comprovando ter o mesmo comportamento que o modo II. É também possível concluir que o controlo adotado foi implementado corretamente, sendo possível observar através de todos os resultados obtidos que, apesar da alteração do fluxo de energia entre as baterias, as formas de ondas obtidas segundo as mesmas condições de operação do sistema são iguais. Como tal, é possível afirmar que as simulações computacionais realizadas ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* nos diferentes modos de operação definidos permitem validar o funcionamento do sistema.

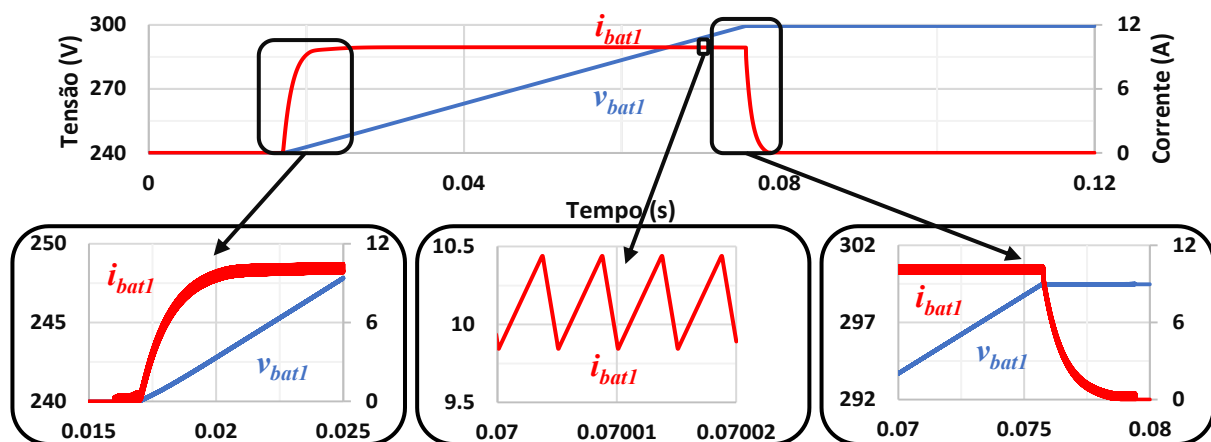


Figura 4.31 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante o processo de carga do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV.

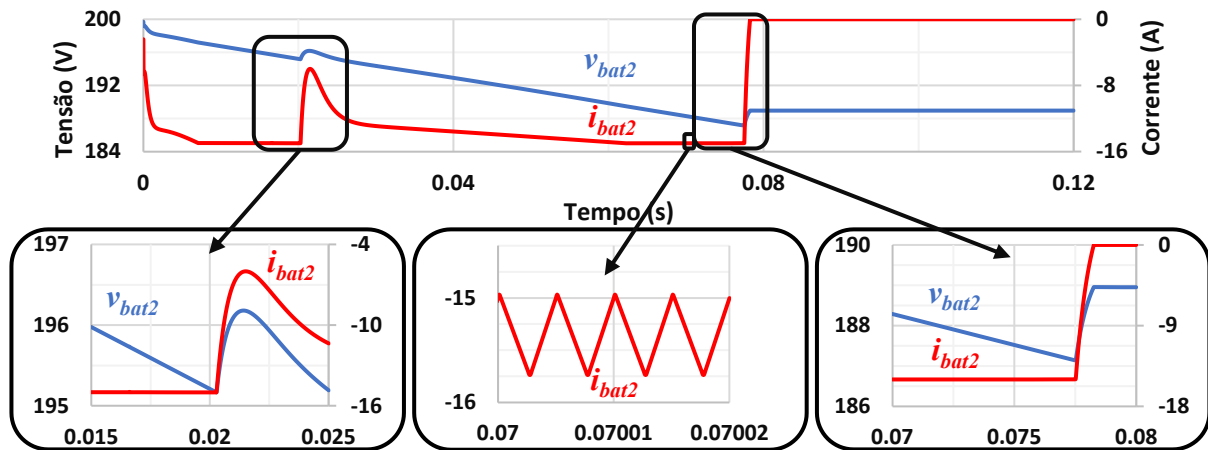


Figura 4.32 - Formas de onda na bateria V_{bat1} durante operação do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV: (a) Processo de carga; (b) Processo de descarga.

De forma a comprovar uma correta modulação do sinal de PWM a aplicar à *gate* dos semicondutores de potência, é efetuada uma análise às formas de onda dos mesmos. Através da comparação com o modo de funcionamento II, é possível verificar que o sinal de PWM possui o mesmo comportamento, apresentando o mesmo *duty cycle* mas diferentes semicondutores de potência a comutar, como se pode verificar na Figura 4.33.

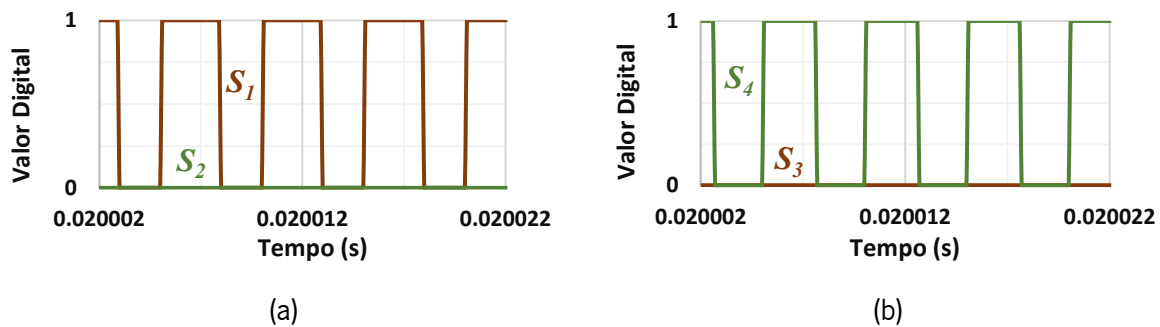


Figura 4.33 - Forma de onda do PWM aplicado à *gate* dos semicondutores de potência do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* em modo IV: (a) VE1; (b) VE2.

4.7 Conclusão

No decorrer deste capítulo, foi apresentado e descrito o modelo de simulação implementado em PSIM, composto por um conversor CC-CC bidirecional não isolado para operação como um carregador entre dois VEs. Foram também apresentadas e justificadas as técnicas de controlo implementadas para um correto funcionamento.

Para uma análise mais profunda ao correto funcionamento do sistema, primeiramente foram testados os modos de funcionamento *buck* e *boost* e as técnicas de controlo implementadas num dos conversores CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*. O conversor encontra-se ligado pelo barramento CC a conversor igual, originando a topologia que se pretende validar para testar o sistema final a implementar. Foram apresentados e validados os resultados que comprovam o funcionamento dos modos de operação do conversor. No entanto, como as técnicas de controlo implementadas no conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* são comuns ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, as mesmas apenas serão abordadas na validação dos modos de operação *buck* e *boost*.

Por fim, foi analisado e descrito o funcionamento do sistema composto por um conversor CC-CC bidirecional *buck boost*, simulando este as trocas de energia efetuadas entre 2 baterias representativas de VEs. Para validar o correto funcionamento do sistema, foram implementadas duas condições essenciais para garantir o fluxo bidirecional do sistema e o seu funcionamento. Para tal, o funcionamento do sistema foi dividido em 4 modos de funcionamento, sendo que para cada um dos modos de operação foram apresentadas as formas de onda e as técnicas de controlo implementadas para os processos de carga e descarga. Como já referido, a implementação de 4 modos de funcionamento do sistema é justificada pela necessidade de comprovar o funcionamento do sistema sobre condições de operação mais restritas.

Concluída a validação do correto funcionamento do sistema proposto, é possível afirmar que o objetivo principal por detrás das simulações computacionais efetuadas foi cumprido com sucesso, comprovando desta forma o fluxo bidirecional existente nas trocas de energia efetuadas entre as 2 baterias. Cada uma das baterias é representativa de um VE.

Capítulo 5

Implementação e Desenvolvimento do Carregador de Baterias Para Veículos Elétricos

5.1 Introdução

Neste capítulo é descrito o modo de implementação do sistema de carregamento de baterias bidirecional desenvolvido ao longo desta dissertação de mestrado no laboratório do GEPE, como também são apresentados todos os componentes de hardware utilizados e o porquê da sua escolha, sendo o sistema projetado para atingir potências de 3,6 kW.

Um dos desafios propostos para a realização desta dissertação de mestrado foi compactar os componentes usados na sua realização, de modo a todo o sistema estar presente na mesma PCB sem recurso a módulos externos, como se poderá verificar no decorrer do presente capítulo. De forma a satisfazer as especificações que foram apresentadas para a sua realização, as duas PCBs tiveram de ser desenvolvidas de raiz, apresentando-se com um tamanho reduzido, compactas e serem capazes de suportar uma grande densidade de potência.

Na Figura 5.1 (a), é possível visualizar a camada superior da PCB desenvolvida no software *PadsLogic* após a sua impressão, ao passo que na Figura 5.1 (b) é apresentada a camada inferior. Para uma melhor compreensão do sistema a implementar fisicamente, a sua apresentação será dividida em duas partes, uma referente ao sistema de controlo e outra ao andar de potência. Numa primeira instância será escrutinado todo o hardware e software relacionado com o sistema de controlo implementado para um correto funcionamento do sistema, como circuitos de deteção de erros, proteção e comando, algoritmos de controlo e sensores utilizados. Em seguida, será abordado o andar de potência, justificando a escolha do conversor adotado, do circuito protetor da *gate*, dos semicondutores de potência, dos condensadores e da bobina empregues no conversor de potência.

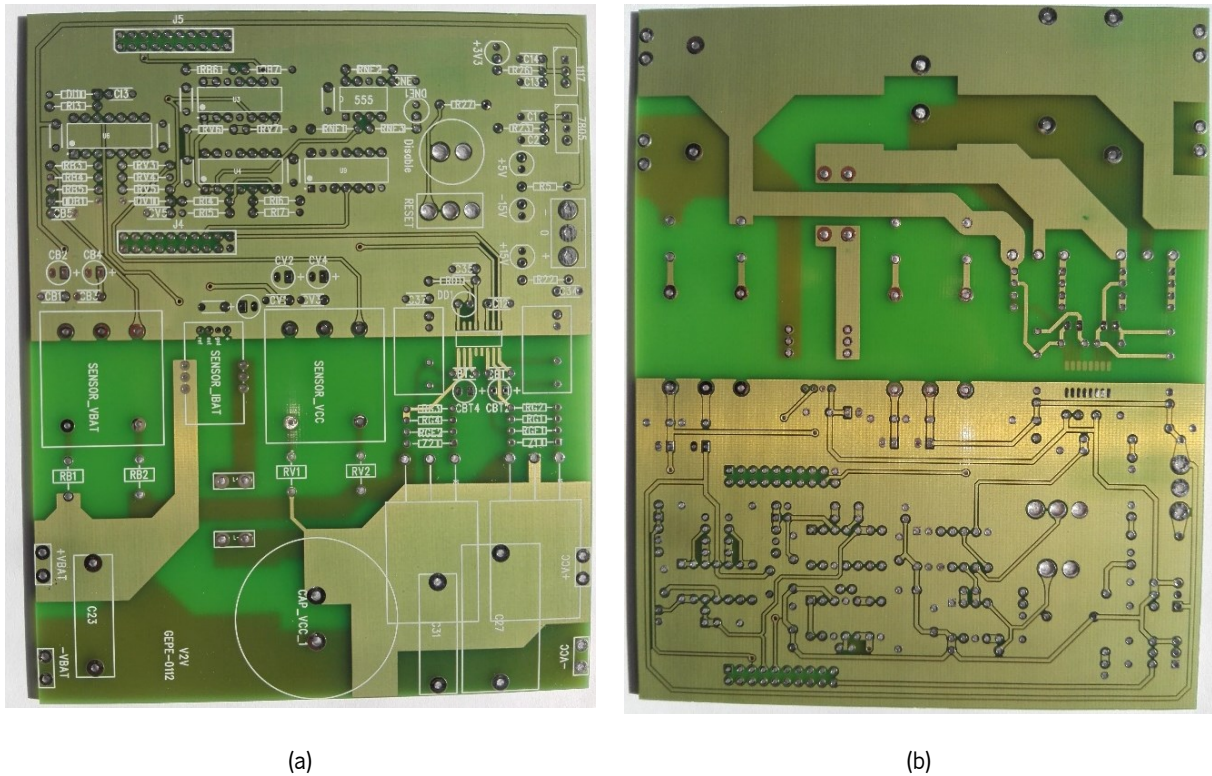


Figura 5.1 – Versão final impressa da PCB desenvolvida no âmbito na presente dissertação de mestrado:
 (a) Camada superior; (b) Camada inferior.

5.2 Sistema de Controlo

Nesta secção é apresentado todo o processo de desenvolvimento e implementação do sistema de controlo do sistema de EP. Como já referido anteriormente, apenas foi desenvolvida uma PCB que contém todos os circuitos necessários para o correto funcionamento do sistema. Deste modo, serão apresentados todos os circuitos presentes na placa referentes ao controlo do sistema, assim como o condicionamento de sinal e proteção dos semicondutores de potência, sendo também expostos todos os cálculos efetuados para o dimensionamento dos componentes a utilizar que garantem o correto funcionamento do sistema implementado. É também apresentado e descrito o microcontrolador utilizado, que ficará encarregue de ler os sinais dos sensores de tensão e corrente e de gerar os sinais de PWM empregues à *gate* dos semicondutores de potência. Na Figura 5.2, pode-se observar uma imagem que contempla todos os parâmetros envolvidos diretamente no sistema de controlo, para uma melhor perceção dos pontos abaixo abordados.

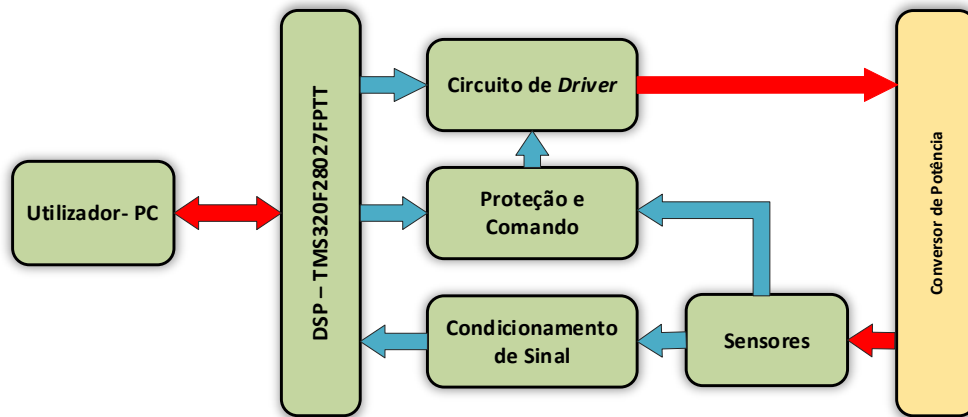


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do sistema de controlo a implementar.

5.2.1 Microcontrolador

No decorrer dos dias de hoje, em qualquer sistema de EP torna-se necessária a utilização de um microcontrolador capaz de executar os processos responsáveis pelo controlo do sistema e assim dispensar o controlo por circuitos analógicos, garantido uma maior fiabilidade do controlo implementado, proporcionando alterações do controlo sem necessitar de alterar componentes e acarretando menores custos de aquisição. O microcontrolador deve ser capaz de efetuar o controlo dos valores de tensão e corrente definidos, assim como a leitura de sinais digitais e grandezas físicas com recurso ao canal *Analog to Digital Converter* (ADC), realização de cálculos matemáticos em tempo real com grande eficiência, a conversão de valores digitais para analógicos com recurso ao *Digital to Analog Converter* (DAC) e ainda ser capaz de gerar sinais de PWM.

A escolha do microcontrolador a utilizar recaiu sobre a plataforma de desenvolvimento baseada em *Digital Signal Processor* (DSP) do fabricante *Texas Instruments*, nomeadamente o modelo TMS320F28027FPTT [129]. Este modelo é utilizado em aplicações de controlo em tempo real, graças ao seu elevado desempenho e capacidade de processamento que oferece, tendo como principais características:

- CPU de 32-bits, 64 KB de memória flash e frequência de *clock* de 60 MHz;
- 3 CPU timers de 32-bits;
- 9 saídas de PWM;
- 13 canais ADC 12-bits;
- Modulos de comunicação I2C (*Inter-integrated circuit*), SPI (*Serial Peripheral Interface*) e SCI (*Serial Communication Interface*);
- 22 canais GPIO e 6 AIO.

O DSP escolhido encontra-se presente na placa *LAUNCHXL-F28027 development kit* da *Texas Instruments*, presente na Figura 5.3. A placa é alimentada com uma tensão de 3,3 V e GND e encontra-se conectada à PCB desenvolvida através de 2 *sockets* DIMM. Todos os sinais e grandezas que o sistema de controlo necessita de ler durante o funcionamento do sistema são obtidos pelo DSP através dos *sockets* onde a mesma se encaixa, assim como os sinais de PWM e controlo são transmitidos aos respetivos componentes. De acordo com o *datasheet* da DSP, o ADC apenas consegue ler valores de tensão entre 0 e 3,3 V, necessitando desta forma de um circuito auxiliar de condicionamento de sinal que será abordado mais à frente neste capítulo.

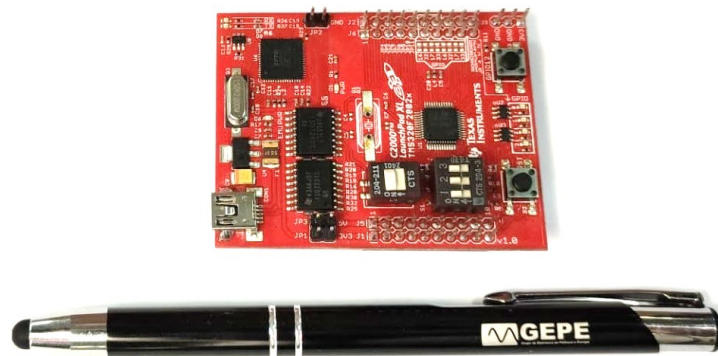


Figura 5.3 – Placa de desenvolvimento adotada *LAUNCHXL-F28027 development kit* da *Texas Instruments*.

Para a programação do DSP foi escolhido o software disponibilizado pela *Texas Instruments*, o *Code Composer Studio 5.0*, que permite a programação em linguagem C e C++, permitindo assim uma fácil implementação do controlo, através do uso do código implementado em *C-block* na realização das simulações computacionais. O software escolhido permite a utilização de funções como o *debug*, escrita e leitura de memória, ativação de *flags* em tempo real, entre outras. A comunicação entre o software e o DSP é efetuada através da porta serie, com um cabo mini USB.

5.2.2 Sensor de Tensão

Para garantir um correto funcionamento do sistema implementado, é de extrema importância efetuar a leitura de valores de tensão em pontos específicos do conversor desenvolvido, proporcionando desta forma uma elevada eficiência. De acordo com a topologia do conversor adotada para a realização desta dissertação, é indispensável efetuar a leitura da tensão no barramento CC (V_{CC}) e a das baterias utilizadas (V_{bat1} e V_{bat2}).

Sendo o sistema projetado para atingir potências de 3,6 kW, torna-se necessário a aquisição de elementos capazes de efetuar a leitura de tensões na ordem das centenas de *volts* e permitir a sua leitura

através do ADC interno do DSP. Para garantir a leitura de grandes valores de tensão sem danificar o microcontrolador, o sensor escolhido deve garantir o isolamento galvânico. O isolamento galvânico é um parâmetro fulcral na escolha do sensor dada a grande diferença entre a tensão do andar de potência e o andar de controlo.

A escolha do sensor, depois de verificado o material presente no laboratório GEPE, recaiu sobre o sensor de tensão de efeito Hall modelo *CYHVS5-25A* fabricado pela *ChenYang Technologies GmbH&Co KG* [130]. Este sensor é capaz de medir tensões em CA e CC com uma elevada precisão e linearidade de forma isolada e com leitura máxima de 2000 V de pico, com uma precisão de 0.8%. O isolamento galvânico máximo garantido pelo sensor é de 2500 V com uma duração máxima de minuto e meio. A alimentação do sensor é de ± 15 V. Na Figura 5.4 pode observar-se o sensor de tensão escolhido.



Figura 5.4 – Sensor de tensão de efeito Hall da *ChenYang Technologies GmbH&Co KG* modelo *CYHVS5-25A*.

De modo a efetuar uma correta leitura e aquisição dos valores de tensão do barramento CC e das baterias, o sensor necessita de duas resistências de medida em série do lado primário (R_1 e R_2), sendo que devem ligar-se aos terminais da tensão que se pretende medir. O lado primário do sensor possui uma corrente nominal de 5 mA RMS, corrente esta que não deve ser ultrapassada tendo em consideração a seleção das resistências a utilizar. A utilização de duas resistências de medida com metade do valor da resistência total consiste em diminuir a potência dissipada nas mesmas, como a equação (5.1) demonstra.

$$P = R_{Mi} I_{in}^2 \quad (5.1)$$

Como já referido, que a implementação e validação dos algoritmos de controlo seja possível, é imprescindível o uso de dois sensores de tensão, sendo necessário o dimensionamento das resistências de medida do lado primário e secundário. Definindo uma tensão máxima de 300 V para o barramento da bateria e de 400 V para o barramento CC, procedeu-se então ao cálculo das resistências a utilizar no lado primário. De acordo com a equação (5.2), o valor de R_{Mi} será responsável por fornecer a tensão

máxima medida pelo sensor de tensão, valor este que foi ligeiramente aumentado com o objetivo de não saturar os canais de ADC ao valor máximo de tensão suportados.

$$V_{pm} = R_{Mi} i_{in} \tag{5.2}$$

Possuindo o sensor uma razão de 5000:1000, a corrente nominal presente no lado secundário é de 25 mA RMS, além que a saída do sensor é obtida em corrente, onde é necessária uma resistência do lado secundário para se obter um sinal de tensão, como se pode observar na Figura 5.5. Segundo o *datasheet* do sensor, o fabricante recomenda que o valor de R_{M0} se encontre entre os 100 Ω e 350 Ω .

De acordo com a equação (5.3) obtém-se então o valor de R_{M0} , sendo adicionada uma resistência auxiliar (R_3), de modo que o valor total da resistência de saída esteja centrado na gama pretendida.

$$R_{M0} = \frac{V_{ADC_MAX}}{i_{out}} \tag{5.3}$$

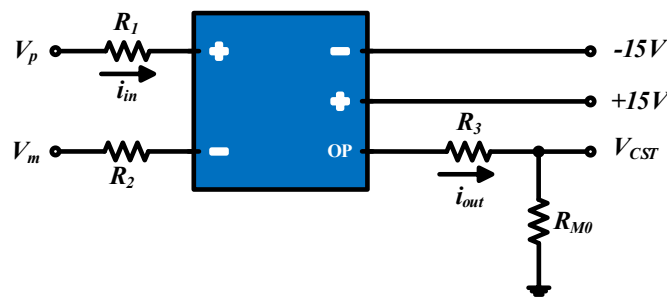


Figura 5.5 – Esquema elétrico do sensor de tensão modelo *CYHVS5-25A*.

Tendo em conta os valores de tensão que se pretendem medir, o valor máximo de tensão suportado pelo ADC do DSP (V_{ADC_MAX}) e as equações acima mencionadas, encontram-se então apresentados na Tabela 5.1 os valores atribuídos às resistências de medida utilizadas no lado primário e secundário.

Tabela 5.1 – Valores das resistências associadas ao sensor de tensão modelo *CYHVS5-25A*.

	V_{Max} (V)	R_i (k Ω)	R_M (Ω)
Barramento CC	400	94 (47 + 47)	150
Baterias	300	54 (57 + 27)	110

Após ser efetuado o dimensionamento das resistências a utilizar no sensor de tensão, é necessário calibrar os sensores presentes na placa desenvolvida. Este processo tem como foco dotar o sinal adquirido pelo DSP através dos canais de ADC da maior linearidade possível, para posteriormente efetuar

a sua conversão para os valores de tensão reais. Tal processo é de extrema importância tendo em consideração que a aquisição de valores pelo sensor de tensão é dependente da temperatura a que os mesmos estão sujeitos, assim como a imprecisão de leitura na casa dos $\pm 0.8\%$, segundo o *datasheet* do mesmo.

Para chegar ao resultado final da calibração dos sensores, foram então aplicados, por ordem crescente, vários valores de tensão aos terminais dos sensores, verificando ao mesmo tempo o valor adquirido pelo ADC. Os valores obtidos foram registados numa tabela em *excel* e com recurso a uma técnica de linearização obteve-se então a equação que será responsável por transformar os valores lidos pelo ADC nos valores reais de tensão lidos pelos sensores. Na Figura 5.6, é possível observar o gráfico obtido e a equação resultante correspondentes à calibração do sensor presente no barramento CC.

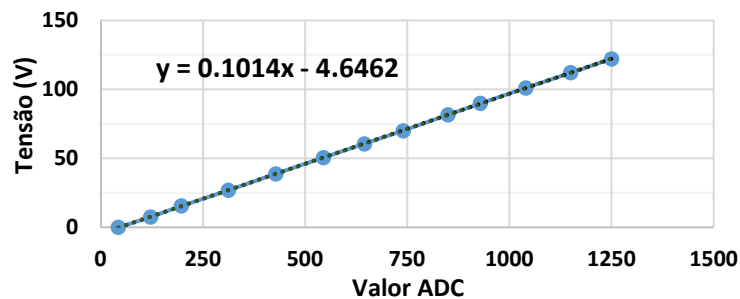


Figura 5.6 – Linearidade obtida entre a variação da tensão aplicada ao sensor de tensão modelo *CYHVS5-25A* do barramento V_{cc} e o valor lido pelo ADC interno do DSP.

5.2.3 Sensor de Corrente

À semelhança dos sensores de tensão, o sistema também necessita de ser capaz de ler valores de corrente, sendo necessário recorrer ao uso de sensores de corrente, de forma a executar o controlo implementado, nomeadamente a corrente de carregamento da bateria. Deste modo, apenas se torna necessário a utilização de dois sensores de corrente responsáveis por ler o valor da corrente em cada bateria (I_{bat1} e I_{bat2}). O sensor a ser escolhido necessita de ter um bom isolamento galvânico para garantir uma leitura fiável dos sinais, uma vez que a corrente pode atingir valores elevados e danificar o sistema. Tendo em consideração os requisitos acima mencionados e o material presente no laboratório do GEPE, a escolha do sensor recaiu sobre o modelo *LTSR 15-NP* da fabricante *LEM*, com efeito *Hall*, presente na Figura 5.7 [131].



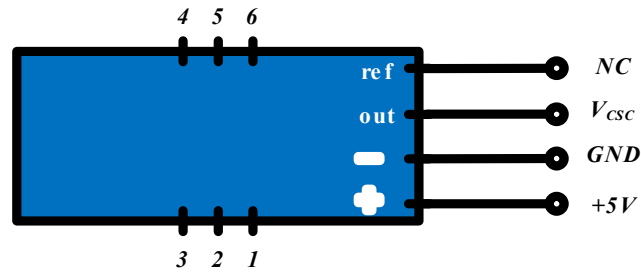
Figura 5.7 – Sensor de Corrente com efeito da LEM modelo Hall LTSR 15-NP.

A aquisição dos valores analógicos de corrente por este sensor pode ser efetuada de duas maneiras. A primeira consiste em passar um fio condutor pelo orifício presente na parte central do sensor, como se pode verificar na Figura 5.7. A segunda consiste na passagem da corrente pelos 6 pinos laterais do sensor, como se pode observar na Tabela 5.2. Tendo em consideração que se trata de um sensor com efeito *Hall* é possível alterar a razão de transformação do sensor, permitindo assim uma leitura mais exata de acordo com os valores de corrente que se pretende ler. De acordo com o *datasheet* do sensor de corrente, este pode tomar valor de corrente nominal do lado primário (I_{PN}) de 15 A, 7,5 A e 5 A, de acordo com a configuração adotada para a ligação dos pinos laterais, conforme ilustrado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Esquema de ligações possíveis do sensor de corrente LTSR 15-NP.

Conexões recomendadas			
Corrente Nominal (A)	15	7,5	5

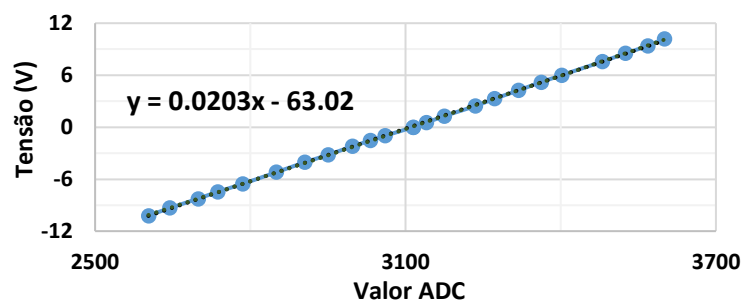
Conforme os dados disponibilizados no *datasheet* do sensor LTSR 15-NP, o sensor é alimentado com 5 V, tem uma precisão de 0.2% a 25 °C de leitura de valores de corrente em CC ou CA e uma capacidade máxima de leitura de corrente de ± 48 A. Uma grande vantagem deste sensor, comparativamente aos demais, reside no facto de o seu sinal de saída ser em tensão, dispensando assim o uso de resistência. Outra das grandes vantagens é o seu valor de offset estar centrado em 2,5 V, uma mais-valia para a leitura de sinais por parte do microprocessador responsável pelo controlo do sistema. Como já referido na secção 5.2.1, o ADC do microprocessador apenas suporta valores positivos de tensão entre 0 e 3,3 V, sendo que o offset do sensor é de 2,5 V torna possível a aquisição de valores positivos e negativos de corrente, dispensado o uso de um circuito somador para deslocar o valor de offset. Na Figura 5.8, encontra-se o esquema elétrico das ligações do sensor de corrente utilizado.


 Figura 5.8 – Esquema elétrico do sensor de corrente modelo *LTSR 15-NP*.

O valor de tensão obtido à saída do sensor (V_{CSC}) é dependente de algumas variáveis e parâmetros como se pode comprovar na equação (5.4). O valor de output é então obtido com base no valor de referência do offset definido (V_{ref}), de uma variável definida pelo fabricante do sensor, pela corrente medida pelo sensor (I_P) e a corrente nominal do primário (I_{PN}). Segundo os valores de correntes a serem medidos, o valor da corrente nominal no primário escolhido é de 15 A.

$$V_{CSC} = V_{ref} \pm \left(0,625 \frac{I_P}{I_{PN}}\right) \quad (5.4)$$

Após configurado o sensor de corrente para os valores pretendidos de corrente a serem obtidos, tal como sucedeu na secção anterior, é necessário verificar a linearidade do sinal obtido pelo mesmo sensor, procedendo uma vez mais ao processo de calibração de sensor. Como se pode verificar na Figura 5.9, a aquisição de sinais pelo sensor de corrente contempla valores positivos e negativos de corrente, gerando a equação responsável por converter os valores lidos pelo ADC em valores reais de corrente lidos pelo sensor.


 Figura 5.9 - Linearidade obtida entre a variação da corrente aplicada à bateria no processo de carga e descarga e o valor lido pelo ADC interno do DSP fornecido pelo sensor de corrente modelo *LTSR 15-NP*.

5.2.4 Condicionamento de Sinal, Proteção e Comando

Num sistema de EP, o condicionamento de sinal, assim como a proteção por hardware são um elemento fulcral de modo a garantir a integridade de todo o sistema sem danificar o mesmo. Assim, surge a

necessidade de efetuar a interface entre os valores à saída dos sensores de corrente e tensão implementados e os ADCs utilizados, considerando os ADCs internos do DSP utilizado. Como proteção do sistema, o mesmo deve ser capaz de suspender a sua operação caso sejam detetadas sobretensões e/ou sobrecorrentes em qualquer um dos sensores presentes. De forma a conseguir colmatar estes erros, caso os mesmo ocorram, o mecanismo de proteção do sistema deve ser assegurado por software e hardware, garantindo assim uma eficaz intervenção. De salientar que o sistema apenas deve retomar o seu funcionamento caso o mesmo seja solicitado após a intervenção do utilizador.

Após aquisição dos valores lógicos de tensão e corrente pelos sensores, surge a necessidade de limitar os níveis de tensão no ADC do DSP entre os 0 e os 3,3 V. Para tal, surge a necessidade de recorrer a diferentes circuitos de instrumentação para que o DSP não seja danificado.

Como já mencionado na secção 5.2.2, a saída do sensor de tensão é em corrente, sendo necessário a utilização de duas resistências para obter um *output* sob a forma de tensão. Efetuando um correto dimensionamento, estas duas resistências são capazes de limitar a gama de valores na saída do sensor para o valor máximo suportado pelos canais ADC (3,3 V). Sendo o sistema implementado de topologia CC, os sensores apenas irão ler valores contínuos de tensão, dispensando a necessidade da implementação de circuitos somadores não-inversores.

O valor de *output* obtido à saída das duas resistências, implementadas à saída do sensor de tensão, encontra-se dentro dos valores de tensão suportados pelos canais de ADC do microprocessador, resumindo os circuitos de instrumentação associados ao sensor à filtragem do sinal e proteção do DSP.

Dispensado o ajuste dos sinais de entrada em termos de *offset*, é necessário efetuar uma filtragem analógica dos sinais obtidos de modo a reduzir o ruído presente no sinal e permitir leituras mais precisas pelos ADCs. Para tal, foi implementado um filtro passa-baixo RC para cada sinal, colocado à entrada de cada um dos canais de ADC a serem utilizados. Com base na equação (5.5), pode-se calcular a frequência de corte (f_c) do filtro implementado.

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_f C_f} \quad (5.5)$$

A seleção de f_c não deve ser puramente arbitrária, sendo que para este tipo de aplicação é conveniente optar por um valor de f_c umas décadas abaixo da frequência de amostragem (f_s). Definindo uma f_c de 10 kHz e uma capacidade de 47 nF para o condensador C_f , é obtido um valor de resistência de 338,62 Ω , pelo se utilizou um valor standard de 360 Ω para a resistência do filtro analógico, R_f .

Após a implementação do filtro RC, é necessário recorrer a um circuito de segurança contra sobretensões que possam ocorrer no circuito de potência. Este circuito tem como função garantir uma proteção mais eficiente para o microprocessador e o sistema, de forma a não tomar valores de tensão e corrente excessivos. Um dos constituintes do circuito é uma montagem seguidora de tensão analógica, funcionando como um isolamento entre o ADC e a saída do sensor, providenciando alta impedância ao circuito. Caso o seguidor de tensão não seja capaz de atuar e garantir a proteção do DSP, foi adicionado um diodo de zener com um valor de corte de 4,3 V, D_z , colocado entre a saída do filtro RC e a massa. Uma das vantagens deste componente é garantir a proteção contra tensões negativas e elevadas. Na Figura 5.10 é apresentado o circuito de instrumentação implementado para a leitura dos valores de corrente, onde i_{out} é a tensão à saída do sensor de corrente e V_{adc} a tensão presente no canal ADC correspondente ao valor da corrente lida.

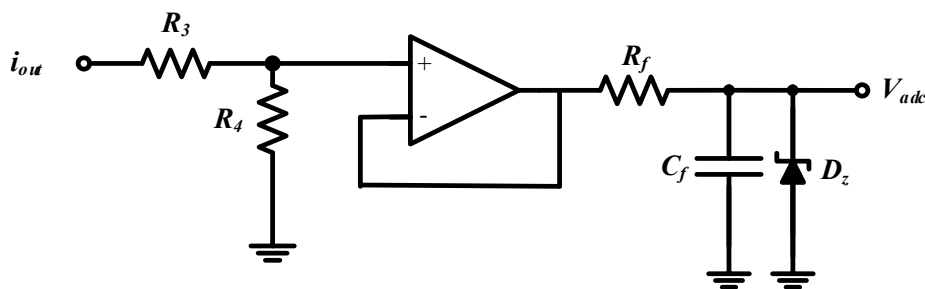


Figura 5.10 – Circuito de instrumentação aplicado aos sinais provenientes do sensor de tensão modelo *CYHVS5-25A*.

Os sensores de corrente, como mencionado na secção 5.2.3, apresentam a sua saída em tensão com um *offset* centrado em 2,5 V, dispensando o uso de resistências de medida, sendo estas responsáveis por formar um divisor resistivo responsável por deslocar o sinal medido para um intervalo entre os 0 e 5 V, caso o mesmo seja necessário. Como a configuração de leitura da corrente do sensor *LTSR 15-NP* já coloca o sinal obtido dentro desta gama de valores, apenas será necessário limitar esses valores para os tornar compatíveis com os valores de tensão admissíveis nos canais ADC. Após testes efetuados ao sensor, foi concluído que os valores obtidos se encontram dentro dos valores expectáveis para o sistema e admissíveis no ADC, dispensando a utilização do divisor resistivo e também de um circuito analógico amplificador somador não-inversor com recurso a AMPOPs. Tendo em consideração que o ADC permite uma tensão máxima de 3,3 V, o circuito de condicionamento de sinal utilizado resulta numa gama de leitura de corrente de $\pm 19,2$ A.

Sendo que a saída do sensor de corrente se encontra centrada em 2,5 V, e de acordo com os valores máximos suportados pelos canais ADC, a instrumentação relativa ao *LTSR 15-NP* será resumida apenas

à filtragem do sinal e à proteção do DSP. Os circuitos implementados para tal efeito serão em tudo semelhantes aos implementados no sensor de tensão, mencionados anteriormente neste ponto, como se pode verificar na Figura 5.11. Contudo, os circuitos acima referidos não são capazes de providenciar a proteção e comando necessário para a integridade dos componentes presentes na PCB, sendo de extrema importância em aplicações de EP a implementação de circuitos capazes de assegurar a sua proteção e comando.

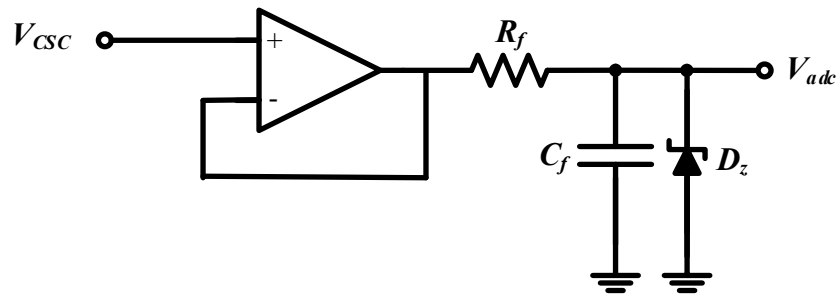


Figura 5.11 – Circuito de instrumentação aplicado ao sinal proveniente do sensor de corrente modelo *LTSR 15-NP*.

Tendo em conta que as proteções podem ser aplicadas por hardware ou por software, é necessário considerar as suas vantagens e desvantagens de forma a encontrar a melhor configuração possível sem pôr em causa a integridade do sistema. As proteções por hardware apresentam tempos de resposta reduzidos, permitindo que atuem antes de os componentes serem danificados. Por outro lado, as proteções por software permitem a redução de componentes a utilizar nos circuitos adotados para o efeito e garantem uma maior flexibilidade na alteração de parâmetros. Considerando as vantagens e desvantagens acima referidas, optou-se pela implementação das duas técnicas em simultâneo, garantindo um ponto de equilíbrio e uma maior fiabilidade do sistema em caso de falha do mesmo.

Sendo o sistema implementado nesta dissertação uma topologia CC, na maioria dos casos, os problemas que possam ocorrer durante o seu funcionamento dizem respeito a sobretensões ou sobrecorrentes que possam ocorrer no barramento CC. De forma a colmatar que estes problemas ocorram e danifiquem os componentes presentes no sistema, incluindo o DSP, foi implementado um circuito comparador de janela presente na Figura 5.12. Este circuito será responsável por limitar a tensão de saída de todos os sensores presentes no sistema, limitando a mesma entre dois valores previamente definidos por hardware (V_{up} e V_{down}). Os valores de tensão responsáveis por essa função são obtidos através do uso de 4 resistências, sendo considerados como limite máximo e limite mínimo de tensão admissível para o sensor em questão. Resumidamente, sempre que o valor analógico de tensão medido por um sensor for superior ou inferior ao limite estabelecido no comparador, a saída desta montagem (V_{erro}), irá apresentar um valor lógico

alto na sua saída e, deste modo, irá auxiliar na desabilitação das comutações dos semicondutores de potência. Caso os valores obtidos do sensor se encontrem dentro dos valores estabelecidos, o valor lógico de V_{erro} será baixo, permitindo desta forma que o sistema continue em funcionamento.

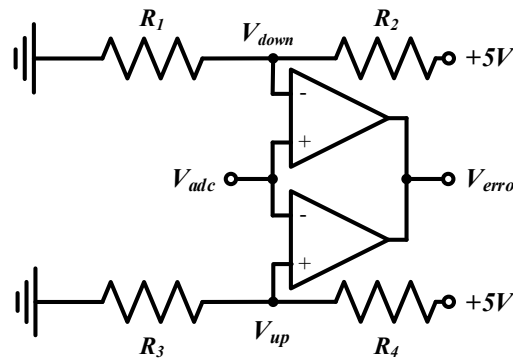


Figura 5.12 – Circuito comparador de janela aplicado na proteção e comando do sistema aos canais ADC do DSP e medidas de segurança por hardware.

Observando a Figura 5.12, pode-se comprovar o uso de dois comparadores de modo a garantir os limites superior e inferior, conectando-se através dos terminais positivo e negativo respetivamente, garantindo assim que o valor de V_{adc} seja continuamente comparado com os valores de tensão dos limites definidos, alterando V_{error} em tempo real. Para a montagem do comparador recorreu-se ao circuito integrado *LM339* da *Texas instruments* que possui 4 comparadores. Devido à necessidade de implementar três comparadores de janela, foi necessário utilizar dois *LM339*, garantindo assim a utilização de seis comparadores.

Considerando valores excessivos para a deteção de erros nos sensores de tensão e no sensor de corrente, responsáveis pela leitura dos valores de tensão no barramento CC, nas baterias e da corrente das baterias respetivamente, foi assim calculado os valores a atribuir às resistências presentes no divisor resistivo superior e inferior. Os valores presentes na Tabela 5.3 dizem respeito a todos os comparados de janela implementados, todos eles calculados de acordo com a equação (5.6).

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (5.6)$$

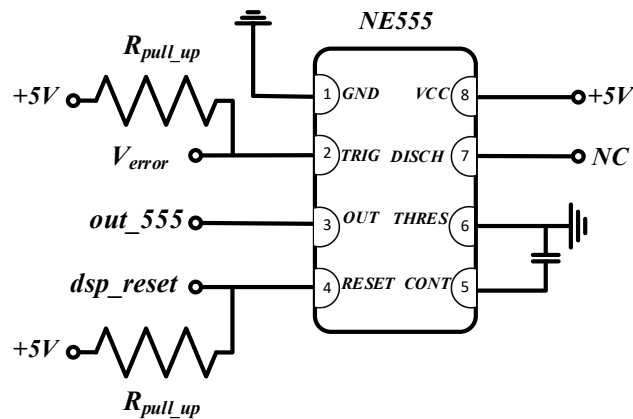
Tendo em conta que o sistema não possui valores de tensão negativos, o limite inferior do comparador de janela será então ligado à massa, sendo limitado a 0 V, ao passo que o limite inferior do sensor de corrente, que tem o seu offset centrado em 2,5 V, será o simétrico do seu limite superior, garantindo limites iguais para correntes positivas e negativas.

Tabela 5.3 – Valores obtidos das resistências constituintes do circuito comparador de janela.

	R_1 (k Ω)	R_2 (k Ω)	R_3 (k Ω)	R_4 (k Ω)	V_{up} (V)	V_{down} (V)
Sensor barramento Vcc	5,6	11	0	0	3,31	0
Sensor bateria	10	19,1	0	0	3,29	0
Sensor bateria	12	20	20	12	3,125	1,875

Após a implementação de todos os procedimentos até agora mencionados e implementados no sistema, torna-se agora possível a detecção de erros no mesmo, sobrecorrentes ou sobretensões, a fim de desabilitar o funcionamento dos conversores de potência. No entanto, o sistema não será reativado, uma vez que extinto o erro, a saída dos comparadores de janela voltará ao nível lógico alto. Para garantir que o sistema seja reativado é necessário adicionar efeito de memória ao sistema analógico, sendo então possível memorizar o sinal de erro.

Para garantir que esta montagem seja memorizadora de erros com lógica *set/reset* foi implementada com recurso ao circuito integrado *NE555*, da *Texas Instruments* que apresenta um vasto campo de aplicações [132]. De acordo com o seu *datasheet*, este integrado é um timer capaz de gerar tempos de atraso (*delay*), função muito utilizada em aplicações de EP. É também capaz de gerar sinais de PWM, ondas triangulares e dentes de serra, assim como funcionar como divisor de frequência ou como interruptor monoestável. Sendo agora possível a memorização do erro, após o mesmo acontecer, o sistema apenas voltará a retomar o funcionamento dos conversores de potência quando todas as condições estiverem reunidas. No entanto, por questões de segurança, é necessário o utilizador enviar um sinal de *reset* (*dsp_reset*) através do microcontrolador para o pino correspondente do *NE555*, de modo a habilitar o funcionamento do sistema. A *flag V_{error}* representa os erros detetados no sistema através dos circuitos de proteção implementados. Na Figura 5.13, é apresentado o circuito utilizado com recurso ao integrado *NE555*.


 Figura 5.13 – Esquema elétrico da configuração dos pinos do integrado *NE555*.

O sinal enviado pelo utilizador para a ativação e desativação dos semicondutores de potência é de enorme importância para a operação do sistema dentro dos parâmetros definidos. Esta funcionalidade permite que a integridade do sistema seja garantida, sendo que os semicondutores de potência apenas devem ser ativados depois de o microcontrolador transmitir os sinais de PWM correspondentes e os condensadores do barramento CC estarem pré-carregados, evitando assim picos de correntes e de tensão nos componentes.

Após a implementação deste circuito de memorização de erros com lógica *set/reset*, foi verificada a necessidade de implementar um interruptor capaz de ativar ou desativar as comutações dos semicondutores de potência, alterando o valor lógico da variável *disable*. A necessidade de implementação desta medida de segurança deve-se ao facto de, caso seja detetada uma anomalia na parte de potência do sistema, seja mais prático desativar as comutações através de um interruptor que envie um sinal do microcontrolador, atuando-se, desta forma, mais rápido, e garantindo que o sistema não seja danificado. Encontrando-se agora o sistema dotado de medidas de segurança, obtêm-se então 3 maneiras distintas de ativar ou desabilitar as comutações dos semicondutores de potência. Num primeiro caso a desativação das comutações ocorre após a deteção de uma sobretensão ou sobrecorrente, tanto a nível de software como de hardware, se as mesmas forem detetadas nos valores de leitura dos sensores implementados. Num segundo caso por software, recorrendo ao microcontrolador e, por último, via hardware, através do interruptor implementado, funcionando este último como *switch*.

Para garantir que o sistema seja ativado quando as condições para retornar a sua operação estejam garantidas, recorreu-se à implementação de uma lógica OR, efetuada com recurso ao integrado *SN74LS32* que possui 4 portas [133]. Na Figura 5.14, encontram-se representadas as ligações

correspondentes a cada uma das medidas de segurança implementadas anteriormente descritas, sendo a sua saída responsável por ativar ou desativar a driver de controlo dos semicondutores de potência.

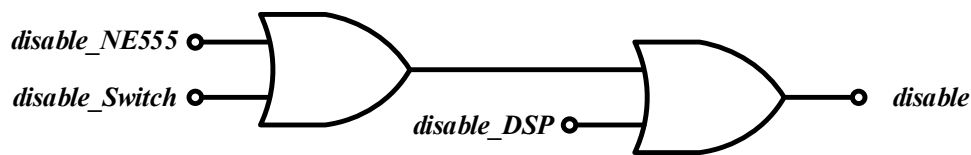


Figura 5.14 – Lógica analógica portas AND implementada para habilitação das comutações dos semicondutores de potência.

5.2.5 Circuito de *Driver*

No mundo da EP, todos os sistemas são implementados em duas partes distintas. A primeira resume-se ao controlo do sistema, onde se encontram elementos que operam em tensões baixas e consomem correntes de valores reduzidos, como o microcontrolador, integrados e sinais de referência que constituem os circuitos de condicionamento de sinal e circuitos lógicos, pelo que os níveis de potência associados a esta parte do sistema não são de todo significativos. No entanto, na parte de potência, encontram-se componentes como os condensadores do barramento CC, baterias, bobinas e os semicondutores de potência. Na parte de potência, é onde se encontram os valores de tensões e correntes mais elevados, sendo que os níveis de potências, comparados à parte de controlo, serão muito superiores. Contudo, as 2 partes do sistema necessitam de ser interligadas para garantir a maior fiabilidade possível ao sistema, pelo que será de enorme importância garantir um bom isolamento galvânico entre ambas. Para garantir o isolamento galvânico entre a parte de controlo e de potência recorreu-se à implementação de um circuito de driver.

O circuito de driver é responsável por garantir a operação do semicondutor de potência e deve ser adotado tendo em consideração o mesmo. Com recurso ao módulo ePWM do microcontrolador, é possível gerar sinais de PWM com uma amplitude de 3,3 V, o que, segundo o *datasheet* do MOSFET adotado, componente este que será abordado mais à frente, não é suficiente para ativar as comutações. Sabendo que o MOSFET é um dispositivo controlado através de tensão, o seu terminal de *gate* possui uma capacitância que necessita de ser carregada ou descarregada para ser possível habilitar as comutações.

Sendo que cada PCB que se pretende testar apenas possui um braço constituído por dois semicondutores de potência ligados em série e que irão funcionar como conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, apenas um semicondutor de potência se encontra em comutação. No caso do

semicondutor inferior, a *source* encontra-se permanentemente referenciada à massa do circuito de potência, enquanto que o semicondutor superior terá o seu terminal *source/drain* a flutuar, pelo que a sua tensão nesse ponto é variável entre os 0 V e aproximadamente a tensão máxima do barramento CC, sendo esta de 400 V. Tendo em consideração os valores de tensão esperados, é necessário que a tensão aplicada à *gate* dos semicondutores de potência se mantenha em valores apropriados para que ocorram as comutações, assim como as referências de potencial sejam isoladas uma vez que, dependendo do modo de operação do conversor, o seu valor de tensão irá variar. Face à necessidade de garantir que a tensão aplicada à *gate* em relação à *source* (V_{GS}) seja sempre adequada aquando da comutação dos semicondutores de potência, é necessário garantir que cada sinal de PWM, assim como os componentes que garantem o isolamento galvânico, estejam conectados a uma fonte auxiliar isolada de tensão capaz de garantir essa tensão à *gate* do semicondutor de potência. A configuração adotada é muito comum em grande parte das aplicações de EP, sendo uma solução bastante fiável e de fácil implementação, contudo por cada semicondutor de potência utilizado será necessário replicar o circuito de driver.

Considerando as necessidades acima descritas e os objetivos definidos para a realização desta dissertação de mestrado, o conversor implementado deve ser dotado de características inovadoras e o menor peso e volume conseguido. Para tal, foram selecionados *drivers* capazes de receber dois sinais de PWM, passíveis de serem aplicados aos dois semicondutores de potência a serem controlados. Após uma vasta pesquisa, optou-se por um *driver* do fabricante *Analog Devices* com a referência *ADUM3223*, sendo um dispositivo *Surface Mount Device* (SMD) capaz de garantir isolamento galvânico entre a entrada e saída até 3 kV durante um minuto, suportando uma diferença de tensões de 800 V entre o lado primário e secundário. Para além de ser capaz de controlar dois semicondutores de potência simultaneamente, este possui um tempo de propagação muito reduzido, na casa dos 54 ns e permite frequências de comutação até 1 MHz. O driver é alimentado com 5 V, suportando uma corrente máxima de pico à sua saída de 4 A e possui um pino de *disable*, capaz de desativar as comutações e manter a saída num nível lógico baixo.

Após a escolha do driver e resumidas as suas especificações, foi necessário implementar um circuito auxiliar do lado secundário de forma a ser aplicada a tensão necessária para os semicondutores de potência realizarem as comutações. Como mencionado, a tensão de saída do driver não é suficiente para ativar as comutações nos semicondutores de potência, sendo necessário recorrer a uma fonte de tensão auxiliar isolada de forma a obter 15 V para ativação das comutações. Após análise das fontes disponíveis optou-se pela utilização da *MEJ1S1515SC* da fabricante *Murata Power Solutions* [134]. A fonte tem uma

alimentação de 15 V e a sua saída igualmente 15 V de tensão, garantindo assim que a mesma não sofra de sobreaquecimento. Além da utilização de fontes auxiliares de tensão, colocou-se entre os pinos de V_{DD} e GND do driver e da fonte um condensador eletrolítico de 10 μF e um condensador cerâmico de 100 nF para redução do ruído, obtendo um sinal mais limpo de tensão na alimentação da *gate*.

Possuindo o sistema implementado o controlo de um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* para efeito de carga e descarga de uma bateria, os semicondutores de potência não comutam em simultâneo, existindo a necessidade de alternar o potencial de massa entre cada um dos semicondutores de potência funcionando o conversor implementado em modo *buck* ou *boost*. De acordo com a Figura 5.15, no momento em que S_1 se encontra em condução, GND_A fica referenciado com a mesma tensão presente no barramento CC, enquanto que S_2 se encontra em *off* fazendo o papel de um diodo. Quando S_2 entra em condução, o GND_B fica referenciado ao mesmo potencial que a massa do circuito de potência, ficando S_1 em *off* e atuando com um diodo. Em jeito de conclusão, este circuito permite que GND_A e GND_B dependendo do modo de atuação do conversor estejam referenciados a potenciais diferentes. Considerando todo o software e hardware até agora implementado, o sistema é capaz de garantir o principal objetivo da presente dissertação, garantindo que o braço dos semicondutores de potência tenha uma referência de potencial isolada e com valores de tensão capazes de garantir as comutações caso erros não ocorram.

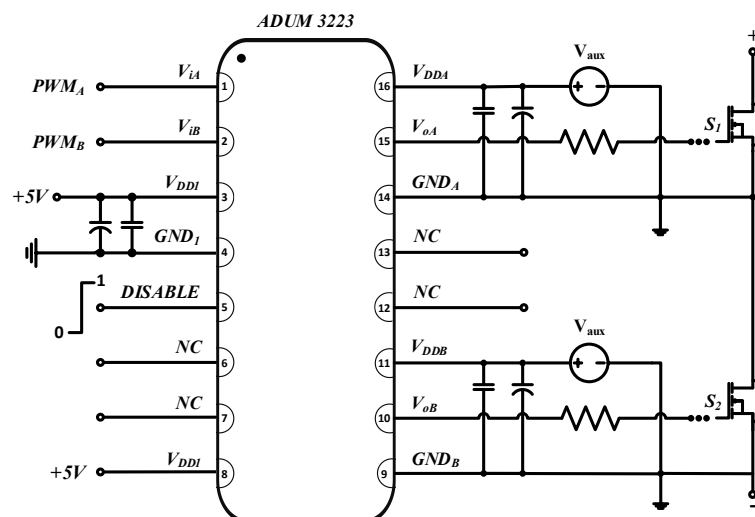


Figura 5.15 – Circuito de ativação da *gate* dos semicondutores de potência com recurso ao driver *ADUM3223*.

Na Figura 5.15 é visível que a ligação dos pinos V_{oA} e V_{oB} do *driver* e a *gate* de cada um dos semicondutores de potência que se encontra representada por reticências. Tais reticências são referência a circuitos de proteção do semicondutor de potência, circuitos estes que serão abordados mais à frente.

Um dos objetivos propostos para a realização da presente dissertação passa por desenvolver todo o sistema numa única PCB. Para validar o funcionamento do circuito de driver implementado, foi necessário recorrer à impressão da PCB, para verificar se os semicondutores de potência se encontram a comutar de forma correta. Após a sua impressão, como comprovado na Figura 5.1, procedeu-se ao processo de soldadura dos componentes presentes nos circuitos até agora abordados. Numa primeira abordagem, no fim dos componentes soldados na placa, passou por uma verificação da existência de curto-circuitos na PCB e a correta alimentação de todos os componentes. Findo este procedimento, procedeu-se então à validação do controlo implementado para o circuito de driver e a correta comutação dos semicondutores de potência.

Na Figura 5.16 estão representados os sinais de PWM aplicados aos semicondutores de potência S_1 e S_2 , validando o seu correto funcionamento nos dois modos de comutação pretendidos. Num primeiro caso, Figura 5.16 (a), onde a bateria se encontra em fase de carga, pode-se observar que apenas o semicondutor de potência S_1 se encontra a comutar, atuando o conversor em modo *buck* com um *duty cycle* de 50%. No segundo caso, Figura 5.16 (b), onde a bateria se encontra em fase de descarga, pode-se verificar que apenas o semicondutor de potência S_2 se encontra a comutar, estando o conversor a funcionar em modo *boost* com um *duty cycle* de 50%. Conforme validado nas simulações computacionais efetuados em PSIM, a frequência de comutação a aplicar ao sistema é de 200 kHz, o que também é comprovado através da escala de tempo utilizada para visualizar o PWM aplicada à *gate* dos semicondutores de potência.

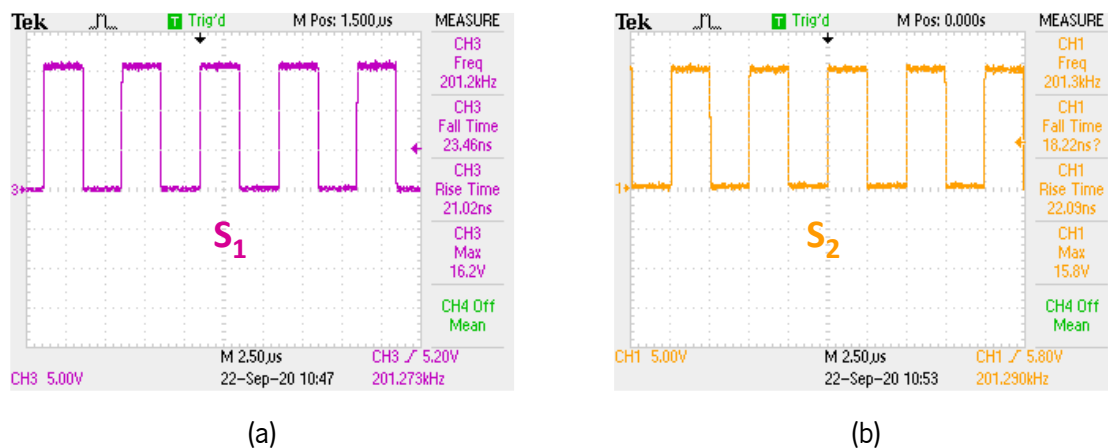


Figura 5.16 – Sinais de PWM aplicados à *gate* dos semicondutores de potência:
 (a) Modo *buck*; (b) Modo *boost*.

Concluída a validação de todo o sistema de controlo implementado, é garantido que o sistema se encontra dotado de medidas de segurança e o sinal de PWM chega à *gate* dos semicondutores. A

aquisição de valores por parte do DSP, assim como o seu nível de processamento de código aliado a uma boa aquisição de sinal será necessário para garantir o correto funcionamento de todo sistema, permitindo que a junção das 2 PCBs origine o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* e permita operar nos seus 4 modos de funcionamento. Na Figura 5.17, encontra-se representado um diagrama de blocos resumindo todo o circuito de controlo implementado.

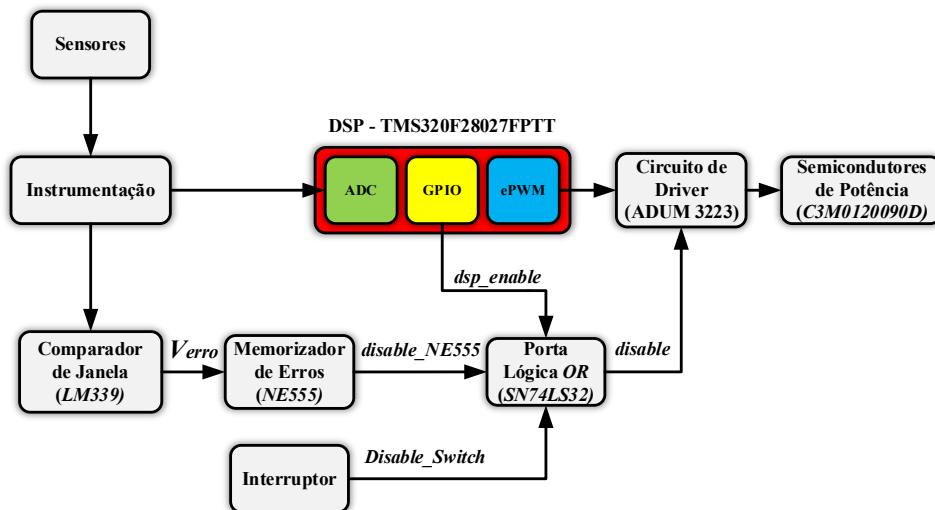


Figura 5.17 – Diagrama de blocos do sistema de controlo aplicado ao sistema a controlar.

5.3 Andar de Potência

Após definida a topologia do conversor a utilizar no sistema, implementado e testado o correto funcionamento do sistema de controlo referente ao mesmo, procedeu-se então à seleção dos componentes a utilizar na parte de potência de modo a garantir que o sistema tenha um excelente desempenho, para os objetivos propostos para a realização da dissertação de mestrado.

Para efetuar uma correta seleção dos componentes a utilizar, é necessário delinear as especificações que se pretendem implementar no sistema de EP e o correto dimensionamento dos componentes, tendo em consideração que existem limites mínimos e máximos de corrente e tensão que deverão ser respeitados para garantir a segurança do sistema e do utilizador. Considerando os valores presentes na Tabela 5.4, referentes aos valores máximos de tensão e corrente pretendidos em pontos específicos do sistema, procedeu-se então ao dimensionamento dos componentes do andar de potência.

Tabela 5.4 – Valores nominais de tensão e corrente admissíveis no sistema proposto.

	Máxima	Mínima
Tensão Barramento CC (V)	470	0
Tensão Baterias (V)	400	0
Corrente Máxima (A)	15	0

Tendo em consideração que o sistema implementado deve ser de elevada eficiência, os componentes deverão ser escolhidos com o maior critério possível e que apresentem perdas reduzidas, sendo capazes de suportar tensões e correntes superiores às definidas previamente de modo a garantir que caso ocorram sobretensões ou sobrecorrentes, os mesmos sejam capazes de as suportar por um período de tempo reduzido. Nas subsecções seguintes, serão descritos os componentes escolhidos para o circuito de potência, assim como apresentadas as suas especificações e enumeradas as vantagens da sua escolha aquando da comparação com outros componentes idênticos.

5.3.1 Semicondutores de Potência

Face à vasta gama de semicondutores de potência presentes no mercado, os mesmos foram alvo de uma vasta procura e análise, tendo em consideração os requisitos definidos para o sistema. Ao longo da sua existência, vários foram os materiais utilizados no seu fabrico, sendo o silício o material mais utilizado. No entanto, face à necessidade cada vez maior de utilizar frequências de comutação elevadas, maior tensão, tamanho reduzido e maior fiabilidade, começaram a surgir no mercado semicondutores de potência fabricados à base de Silicon Carbide (SiC), capazes de cumprir esses requisitos.

Um dos objetivos propostos para a realização da presente dissertação é a utilização de uma frequência de comutação de 200 kHz. Dada esta condição, a escolha dos semicondutores de potência deve ser executada com bastante critério para garantir o seu correto funcionamento e melhor desempenho possível. Os semicondutores baseados em SiC apresentam inúmeras vantagens, tais como operação em elevadas frequências de comutação, tempos de comutação reduzidos, dimensões reduzidas e uma grande densidade de potência, vantagens estas que conferem uma melhor performance do conversor implementado.

O conversor implementado foi dimensionado para ser capaz de suportar uma potência máxima na ordem dos 3,6 kW, sendo de esperar que o semicondutor de potência, no pior dos casos, tenha de suportar valores de tensão ligeiramente superiores a 400 V nos seus terminais. É igualmente necessário ter em

consideração o valor de corrente máxima que se pretende para o sistema, sendo que o valor de *Continuous Drain Current* (I_d) do semiconductor escolhido terá de ser superior à mesma, definindo-se um valor mínimo 15 A para I_d . De salientar que deverá ser também capaz de comutar a frequências de 200 kHz. Tais características são mais facilmente encontradas nos SiC, garantindo comutação em alta frequência e capaz de suportar elevadas tensões conseguindo atingir potências elevadas na sua saída.

Após uma pesquisa no mercado e considerando os semicondutores de potência presentes no laboratório do GEPE, foram selecionados os SiC MOSFET com a referência *C3M0120090D*, fabricados pela *CREE Inc* presente na Figura 5.18 [135]. De acordo com os dados presentes no seu *datasheet*, possui um tempo de comutação inferior a 80 ns, uma tensão e corrente *drain-source* máximas de 900 V (V_{DS}) e de 23 A (I_{ds}). A resistência de condução, R_{DS} , apresenta um valor de 170 m Ω para o pior dos casos possível, sendo um valor bastante reduzido que confere uma maior eficiência ao sistema, diminuindo significativamente o valor das perdas ocorridas durante a comutação dos mesmos. Fisicamente apresenta um encapsulamento do tipo TO-247-3, permitindo uma dissipação de potência de 97 W a 25°C.

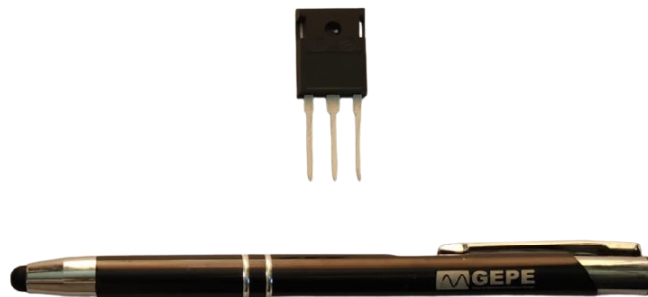


Figura 5.18 – SiC MOSFET da *CREE Inc* modelo *C3M0120090D*.

Proteção de *Gate*

Tendo já sido implementadas proteções contra sobretensões e sobrecorrentes no sistema, este não garante que as mesmas ocorram entre os terminais de *gate* e *source* do MOSFET. É então essencial providenciar proteção ao MOSFET de modo a garantir que o mesmo não seja danificado. Para tal, um circuito de proteção de *gate* foi implementado. O valor máximo aconselhado de acordo com o *datasheet* do SiC MOSFET para a tensão a *gate-source* é de +18 V para ativar as comutações e -4 V para desativar. No entanto, após verificar que o mesmo comuta com tensões de 15 V na sua *gate*, e desligam as mesmas a 0 V, o processo de implementação do circuito de proteção acaba por ser mais simples e utiliza menos componentes.

Normalmente, o circuito de potência adotado é constituído por 2 díodos de zener em antiparalelo e uma resistência de *pull-down* entre a *gate* e a *source*. Os díodos *zener* de 16 V garantem uma proteção da *gate* contra tensões superiores a 16 V e inferiores a -16 V, utilizando uma resistência de *pull-down* com valor de 4,7 k Ω para suprimir o ruído algumas vezes presente entre os terminais *gate-source*. A resistência ajuda também a garantir que a tensão nos terminais da *gate* seja nula durante os níveis lógicos baixos de PWM. Considerando os testes efetuados, e sendo possível comutar com tensões entre os 15 V e 0 V, o circuito a utilizar resume-se a um diodo de *zener* entre a *gate* e *source/drain*, garantindo proteção à *gate* para tensões superiores a 16 V e inferiores a 0 V, e uma resistência de *pull-down* com o valor de 4,7 k Ω como visível na Figura 5.19.

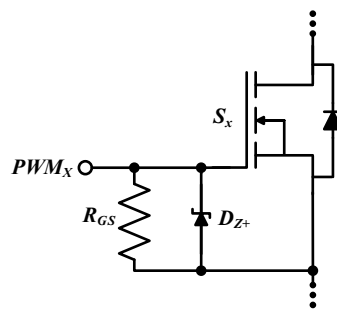


Figura 5.19 – Circuito de proteção *gate-source* aplicado ao SiC MOSFET.

Resistência de *Gate*

O MOSFET como já referido anteriormente, possui uma capacidade que é carregada quando se encontra em comutação, e descarregada quando se encontra a *off*. Sendo a sua capacidade de valores reduzidos, cerca de umas centenas de pF, a aplicação do pulso de 15 V para ativar a comutação do SiC MOSFET pode provocar picos de corrente de alguns Amperes, picos estes capazes de provocarem estragos ao driver utilizado. Como tal, uma resistência em série com a *gate* do SiC MOSFET precisa de ser inserida com a finalidade de reduzir os picos de corrente absorvidos pelo *driver*. Outro dos efeitos da adição de uma resistência consiste em diminuir o *ringing* na tensão aplicada à *gate*, na corrente e tensão de *drain/source*. Este último efeito é provocado muitas vezes por indutâncias parasitas existentes nas pistas da PCB, melhorando consoante a qualidade dos materiais utilizados na sua impressão e nas patas dos componentes soldados.

A escolha do valor da resistência de *gate* a ser utilizada pode ser efetuada tendo em consideração a tensão máxima que é aplicada à *gate* e o pico de corrente máximo suportado pelo *driver*. No entanto, a indutância parasita não é considerada, não se conseguindo obter informações sobre o *ringing* provocado.

A resistência de *gate* é também responsável em ajudar que o sistema consiga comutar em tempo útil a elevadas frequências de comutação.

O circuito que se encontra representado na Figura 5.20 é encarregue da interface entre a saída do *driver* e a *gate* do SiC MOSFET a comutar, possuindo a referida proteção e resistência de *gate*. De forma a diminuir o aquecimento da resistência de *gate* e conseqüentemente a potência dissipada, optou-se por utilizar duas resistências de $15\ \Omega$ em paralelo, obtendo uma resistência total de $7,5\ \Omega$. Tais valores de resistência de *gate* foram seleccionados após uma vasta pesquisa sobre circuitos de proteção de *gate* e teste efetuados.

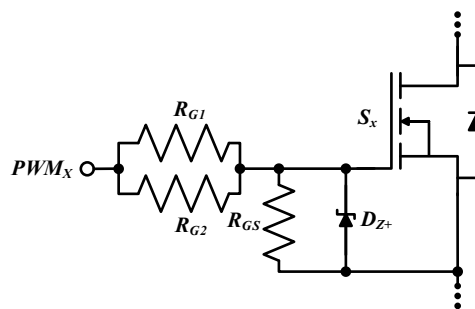


Figura 5.20 – Circuito de proteção de *gate* aplicado ao SiC MOSFET.

5.3.2 Condensadores

De modo a garantir que o conversor implementado tenha o melhor rendimento possível, torna-se indispensável a existência de um barramento CC e condensadores de acoplamento e desacoplamento, assim como em qualquer sistema de EP. Os condensadores presentes no barramento CC têm a responsabilidade de garantir que a tensão de referência pretendida para o barramento seja mantida sem grande *ripple*, sendo também capazes de armazenar grandes quantidades de energia. Considerando as técnicas de controlo implementadas, assim como a leitura de valores de tensão e corrente pelos sensores presentes, a diminuição do *ripple* da tensão vai permitir uma leitura mais precisa dos valores nos canais ADC e um controlo mais eficiente dos SiC MOSFETs

O circuito elétrico equivalente de um condensador é constituído por uma indutância (ESL), uma resistência (ESR) e o paralelo de uma resistência (R_P) com um condensador (C). Tendo em consideração os parâmetros utilizados no dimensionamento dos componentes constituintes do condensador, estes podem ter um grande impacto no comportamento do mesmo em relação à frequência de comutação do sistema e ao modo como se encontram ligados entre si, podendo ser em paralelo ou série [136].

Considerando que um dos objetivos proposto passa pela redução do volume e peso do sistema a implementar, deve-se ter em atenção o número de condensadores a ser utilizados, sendo que para uma melhor performance deveria ser colocado em paralelo um grande número de condensadores de menor capacidade de forma a perfazer o total da capacidade máxima do barramento necessário para o sistema. Para tal, foram utilizados três condensadores em paralelo no barramento CC e um condensador no barramento de ligação da bateria de cada PCB produzida. Quando as duas placas se encontram conectadas pelo barramento CC, o mesmo passa a possuir seis condensadores em paralelo reduzindo ainda mais o *ripple* de tensão e corrente presente. Através da implementação desta medida o valor total da *Equivalent Series Inductance* (ESL) será mais reduzido, o que conseqüentemente se traduz numa *Self Resonant Frequency* (SRF) na totalidade do conjunto. Com esta medida, os condensadores do barramento CC serão capazes de atuar com uma velocidade superior e ao mesmo tempo suportar maiores variações de tensão. É de enorme importância salientar que a redução dos parâmetros ESL e *Equivalent Series Resistance* (ESR), permitem um valor eficaz da corrente do barramento CC (I_{RMS}) maior, assim como uma diminuição das perdas que ocorram no mesmo.

Após justificar o uso de vários condensadores em paralelo no barramento, é possível concluir que o valor de SRF deve ser o mais elevado possível, garantindo assim que o sistema possa ter elevadas frequências de comutação, característica presente nos mais modernos sistemas de EP. Para tal, a utilização de condensadores eletrolíticos ou de polipropileno é indispensável para obter tais valores de SRF graças à sua elevada capacidade. No entanto, os condensadores eletrolíticos apresentam as suas desvantagens, sendo necessário compensar com outra tecnologia de condensador. Para colmatar tais falhas, recorreu-se à utilização de condensadores de filme, que possuindo uma enorme capacidade de carga, estão a ser cada vez mais aplicados em sistemas de EP, acabando muitas vezes por ser uma solução menos dispendiosa para garantir um bom funcionamento do barramento CC [137]. A utilização de um condensador eletrolítico e dois condensadores de filme foi a solução adotada para utilizar no barramento CC de cada PCB presente no sistema implementado. No barramento de ligação da bateria optou-se pela utilização de apenas um condensador de filme, sendo a tensão mais estável aos terminais da bateria. Na Figura 5.21, encontram-se os 3 tipos de condensadores utilizados no andar de potência: C_1 é um condensador eletrolítico e, C_2 e C_3 são condensadores de filme. Na Tabela 5.5 são apresentados os seus valores nominais de funcionamento.

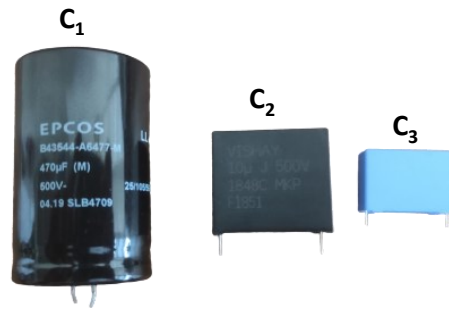


Figura 5.21 – Condensadores utilizados no andar de potência do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

A maior parte dos condensadores presentes na PCB são designados de condensadores de acoplamento e são colocados o mais próximo possível dos pinos de alimentação dos componentes [138]. Estes condensadores são responsáveis por colmatar os problemas de quedas de tensão, ruído eletromagnético e perdas de energia, problemas estes associados ao valor de impedância das pistas, do plano de massa e do ruído provocado pelas comutações dos SiC MOSFET [139]. Para tal, são empregues dois tipos diferentes de condensadores, um cerâmico e um eletrolítico, de baixa capacidade responsáveis por eliminar os problemas acima mencionados [140]. Os condensadores cerâmicos de acoplamento devem ser colocados o mais próximo possível dos pinos de alimentação dos componentes, tendo a função de eliminar o ruído de alta frequência presente no circuito. Por sua vez, os condensadores eletrolíticos de desacoplamento são responsáveis por armazenar energia caso, por breves instantes, ocorra uma variação de energia na sua alimentação, sendo capazes de suprimir essa falha.

Tabela 5.5 – Características dos condensadores presentes no sistema.

	Capacidade (μF)	Tensão (V)
C_1	470	470
C_2	10	500
C_3	0,100	600

5.3.3 Bobinas

Por último, são abordadas as bobinas adotas para a implementação do sistema proposto. As bobinas, de igual forma como os condensadores, tem a função de diminuir o *ripple*, neste caso o *ripple* da corrente. A diminuição do *ripple* da corrente é de extrema importância para garantir uma maior longevidade dos componentes utilizados, assim como um controlo mais eficiente, de forma a garantir uma redução das perdas resultantes da comutação dos MOSFETs. Contudo, é necessário ter em atenção

o valor mínimo de indutância permitido para a operação do conversor implementado sem que o mesmo entre em modo de condução descontínua. Através de simulações computacionais efetuadas a diferentes valores de indutância adotados, foi possível concluir que quanto maior for o valor da indutância menor será o *ripple* da corrente.

Após uma breve pesquisa na literatura e testes efetuados às bobinas presentes no laboratório do GEPE, foram então selecionadas bobinas de núcleo de ar com uma indutância de 640 μH para uma frequência de 200 kHz, visível na Figura 5.22. A escolha do uso de bobinas de núcleo de ar deve-se ao facto de as mesmas não saturarem magneticamente, pois não possuem núcleo magnético. Nos testes efetuados às bobinas, foi também possível verificar que a corrente de saturação é cerca de 40 A, valor este muito acima do valor da corrente nominal definido para o sistema, o que as torna uma mais-valia para o caso de existirem sobrecorrentes no sistema, visto que as mesmas não entram em condução descontínua e causarem danos maiores.



Figura 5.22 – Bobina de núcleo de ar utilizada no conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

Considerando o volume que a bobina apresenta, é impossível alocar a mesma na PCB, procedendo-se à inserção de linguetas que permitam a sua ligação externa. Com a adoção desta medida, a propagação do ruído eletromagnético produzido pela corrente que a percorre acaba por ser mais reduzido, providenciando uma melhor eficiência do sistema de controlo entre o utilizador e o DSP.

5.4 Sistema Completo

Após apresentados os componentes relevantes que constituem os circuitos de controlo e de potência, é então efetuado o processo de soldadura dos componentes nas PCBs e ao mesmo tempo realizados testes importantes que garantam a salvaguarda de todos os componentes.

Primeiramente, antes de soldar qualquer componente nas PCBs, procedeu-se à verificação da não existência de curto-circuitos entre pistas e planos, sendo em seguida soldados os componentes responsáveis por garantir uma correta alimentação de tudo o hardware a implementar. Finalizada a solda

dos circuitos e componentes de alimentação foi verificada a tensão presente em cada uma das pistas de forma a garantir uma correta alimentação de todos os componentes do sistema. Verificado a não existência de curto-circuito e a tensão presente em todas as pistas de alimentação e circuitos de instrumentação, procedeu-se então à solda de todos os componentes dimensionados para cada uma das PCBs. Por último, antes de alimentar a PCB, foi verificado novamente a inexistência de curto-circuitos que possam ter corrido durante a solda dos componentes.

Os procedimentos acima descritos são de extrema importância, validando a correta conceção e impressão da PCB desenvolvida e, ao mesmo tempo, ser uma mais-valia para não danificar hardware devido à existência de curto-circuitos, reduzindo ao máximo os custos associados ao desenvolvimento da PCB.

Em seguida, de forma a comprovar que o sistema de controlo foi dimensionado e implementado corretamente, procedeu-se à realização de testes práticos a todos os circuitos que o constituem. Primeiramente foram efetuados testes ao circuito de condicionamento de sinal, de forma a validar que os ADCs do DSP estão a receber corretamente os sinais medidos pelos sensores de tensão e corrente, procedendo-se em seguida à sua correta calibração, como demonstrado nas secções 5.2.2 e 5.2.3, respetivamente. Com o intuito de testar a calibração efetuada aos sensores, foram efetuadas medições de sinais de tensão e corrente, com recurso a um osciloscópio, para posterior comparação com os valores obtidos pelos ADCs, verificando-se a correta medição e aquisição de sinais por parte do DSP.

Comprovado o correto funcionamento dos circuitos de condicionamento de sinal implementados, procedeu-se à validação dos circuitos de comando e proteção implementados, tanto a nível de hardware como de software, responsáveis pela segurança do sistema e do utilizador. Relativamente aos circuitos inerentes ao hardware, os mesmos foram testados através da aplicação de sinais de tensão entre os 0 e os 3,3 V, tensão máxima admissível no ADC do DSP, nas pistas provenientes da saída dos sensores utilizados. Com recurso aos valores presentes na Tabela 5.3, é possível validar a correta atuação dos circuitos de comando e proteção, fazendo acender o LED implementado para sinalizar a ocorrência de erros como sobrecorrentes ou sobretensões. Foi também observado que caso o LED acenda, a operação do conversor é desabilitada até ordem em contrário do utilizador. Em seguida, foi também testado e verificado o funcionamento do *switch* implementado para ativar e desabilitar manualmente o funcionamento do conversor:

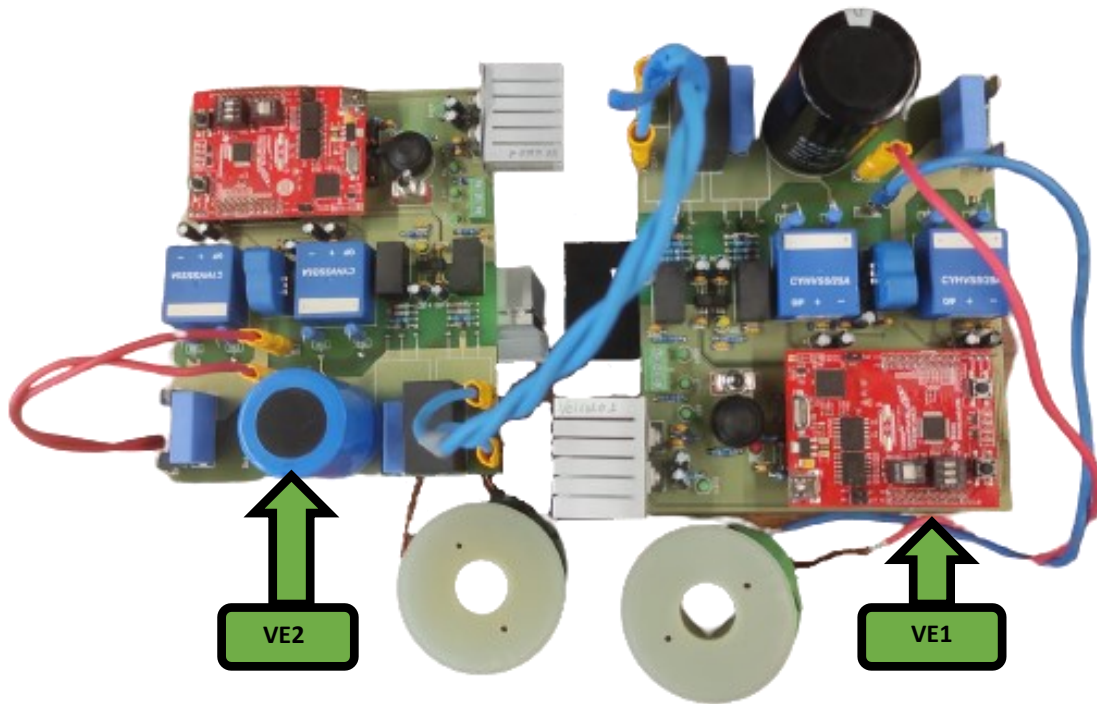
- Caso não ocorram erros e o *switch* se encontre a *on*: LED on e comutações habilitadas;

- Caso ocorram erros e o *switch* se encontre a *orr*: LED off e comutações desabilitadas.

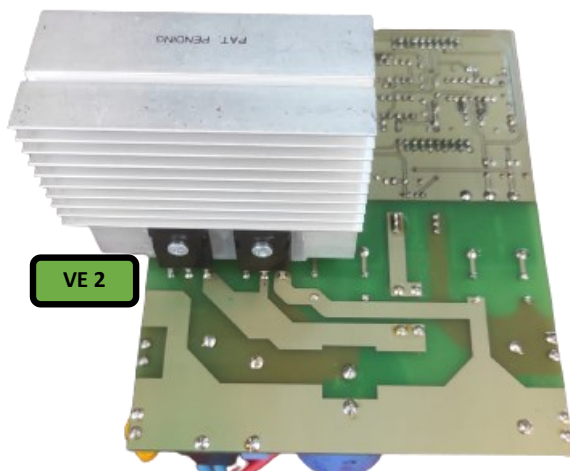
Validado todo o sistema de controlo implementado via hardware, procedeu-se à validação do sistema de controlo via software. Para tal, foram definidos igualmente limites tendo em consideração a tensão e corrente máxima admissível em certos pontos do sistema, definidas previamente, e aplicado o mesmo processo acima descrito. Foi também testada a ativação e desativação das comutações via software, assim como a introdução de limites máximos e mínimos para cada um dos sinais de PWM, de forma a garantir que os mesmos não entrem em saturação e provoquem o aparecimento de sobretensões ou sobrecorrentes.

Soldados todos os componentes e finalizados os testes de segurança às PCBs, é então visível na Figura 5.23 o sistema final composto por duas PCBs ligadas entre si pelo barramento CC que apresentam um elevado grau de compactação, sendo este um dos principais objetivos desta dissertação de mestrado. Conforme já mencionada anteriormente, a junção das duas PCBs pelo barramento CC dá origem a um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, composto por dois conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* presente em cada uma das PCBs produzidas, sendo este outro dos principais objetivos delineados. Contudo, a redução do volume da PCBs acarreta alguns problemas como uma maior presença de ruído eletromagnético durante a operação do sistema.

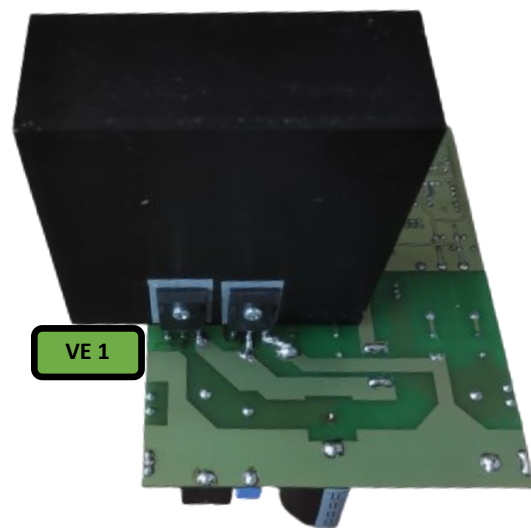
Através de uma breve análise, é possível verificar que os componentes se encontram dispersos da melhor forma possível para ocupar o menor volume e garantir à PCB uma elevada densidade de potência sem causar danos nas pistas e planos. Para garantir a redução do campo eletromagnético produzido pelas pistas de alimentação e planos, estes foram dimensionados garantindo a sua sobreposição entre a camada superior e inferior.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.23 – Aspeto final do sistema proposto, constituído pelas 2 PCBs desenvolvidas ligadas entre si pelo barramento CC: (a) Sistema final completo, vista superior; (b) VE2 vista inferior; (c) VE1 vista inferior.

Sendo as 2 PCBs iguais, apenas se irá efetuar a descrição dos detalhes mais importantes de uma delas. Descrevendo a PCB do lado direito (VE1), é possível constatar que a parte de controlo se encontra na parte inferior e a de potência na parte superior. Na parte de controlo, é possível observar que a DSP se encontra acoplada por cima do circuito de instrumentação e proteção e comando, graças à utilização de *headers* para a sua fixação na placa, permitindo poupar espaço. São também visíveis os interruptores que conferem uma maior segurança ao sistema, os LEDs que sinalizam a correta alimentação dos

componentes e operação do sistema, assim como o dissipador acoplado aos reguladores de tensão e o *sockets* de ligação da alimentação externa da placa. Os sensores de tensão e corrente, as fontes isoladas de tensão do circuito de *driver* e o próprio *driver*, que se encontram na parte central da PCB, fazem a ponte entre a parte de potência e controlo, encontrando-se a sua alimentação na parte de controlo. e a aquisição e fornecimento de sinais na parte de potência. Na parte superior, no andar de potência, encontram-se todos os componentes abordados na secção 5.3, assim com as linguetas responsáveis pela ligação entre as 2 PCBs através do barramento CC, a conexão das baterias à PCB e a conexão da bobina. Por último, é também visível o dissipador utilizado para a arrefecimento dos SiC MOSFETs presentes na camada inferior da placa, que também é responsável por fazer de suporte à placa.

5.5 Conclusão

Findado o presente capítulo, é possível verificar que o mesmo foi dividido em dois pontos, essenciais para uma melhor compreensão do sistema implementado, sendo num primeiro ponto abordados todos os componentes inerentes ao circuito de controlo implementado e no ponto seguinte todos os componentes constituintes do andar de potência dimensionado. Por último foi abordado a integração total do sistema proposto na realização da presente dissertação de mestrado.

Assim, na secção 5.2, foi apresentado o andar de controlo do sistema proposto, composto por circuitos de condicionamento de sinal e proteção e comando, sensores de tensão e corrente e o microcontrolador escolhido para controlar todo o sistema. Ao mesmo tempo, foram também apresentados todos os cálculos aplicados para o correto dimensionamento dos componentes utilizados nos circuitos implementados, assim como uma breve descrição da escolha dos sensores e as características que as fundamentam. De acordo com os microprocessadores disponibilizados no laboratório do GEPE para efetuar o controlo do sistema, e face às suas características impostas para a implementação do sistema proposto, é apresentado na secção 5.2.1 o microcontrolador escolhido, ao passo que, na secção 5.2.5 é comprovada a correta aplicação do PWM no canal da *gate* dos SiC MOSFETs.

Testado o funcionamento do sistema de controlo aplicado, é então introduzida a secção 5.3, onde foi apresentada a parte de potência constituinte do sistema. A parte de potência é constituída por um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* que simula os processos de carga e descarga aplicados a uma bateria através de uma fonte de tensão. Foi igualmente apresentada uma breve descrição da escolha dos componentes constituintes do conversor de potência a implementar, como os semicondutores de potência, a proteção e resistência de *gate* implementadas. Adicionalmente, também

os elementos passivos constituintes do mesmo, necessários ao seu funcionamento, foram abordados, ou seja, a escolha dos condensadores presentes no barramento CC e banco de baterias e as bobinas utilizadas.

Por fim, foi apresentado o aspeto visual obtido do sistema desenvolvido, sendo contemplada a integração de todos os componentes e circuitos apresentados no decorrer deste capítulo, quer a nível do sistema de controlo e da parte de potência do sistema. Como se pode observar, o sistema final a ser testado é composto por 2 PCBs replicadas, composta cada uma por um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, representando cada um VE. A ligação das 2 PCBs através do barramento CC de cada uma, origina um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, topologia a validar na presente dissertação de mestrado. As PCBs impressas foram pensadas e desenhadas de acordo com determinados requisitos proposto que foram cumpridos no seu dimensionamento, sendo um sistema compacto e capaz de suportar uma elevada densidade de potência.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Após o término na escolha e enumeração dos componentes a integrar o sistema proposto e implementação dos mesmos na PCB desenvolvida, é essencial proceder à validação do sistema proposto a fim de obter resultados que comprovem o desempenho do sistema desenvolvido. Assim, no decorrer deste capítulo, são primeiramente apresentados os testes efetuados ao conversor presente nas PCBs desenvolvidas, validando os modos de operação propostos e os algoritmos de controlo aplicados. Tal procedimento é considerado de extrema importância, garantindo o funcionamento do conversor e a operação do sistema como um todo, dentro dos parâmetros idealizados.

Numa primeira instância, é testado e comprovado o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, comparando os resultados obtidos com as simulações realizados no decorrer do Capítulo 4 presente nesta dissertação de mestrado. Tendo em consideração que a operação do conversor implementado tem grande influência na troca de energia entre baterias, é essencial validar os algoritmos de controlo implementados no conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* de modo a garantir um fluxo bidirecional de energia de forma controlada. Desta forma, o conversor de potência encontrar-se-á em constante comutação, sendo de extrema importância a inexistência de erros ou falha no conversor e controlo adotado, de modo a garantir uma tensão controlada e constante no barramento CC.

Somente quando os processos acima descritos se encontrarem validados será possível passar à fase de testes da integração do sistema a implementar e validar os seus modos de operação. A integração total do sistema origina um conversor bidirecional CC-CC não isolado *buck boost split pi*, tratando-se da topologia final a ser validada. Numa fase inicial, optou-se por efetuar os testes às PCBs individualmente, validando o funcionamento do controlo implementado para o conversor bidirecional não isolado *buck boost*, tendo desta forma melhor perceção da ocorrência de erros e um melhor ajuste do controlo implementado. Após os ajustes efetuados ao controlo, procedeu-se à execução de testes à integração total do sistema, validando os seus 4 modos de funcionamento.

6.2 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado *Buck Boost*

Como em qualquer sistema de EP, antes da realização dos testes práticos para validar o seu funcionamento, existem alguns procedimentos a cumprir. Tais procedimentos têm como principal finalidade garantir uma correta aplicação de todo o hardware presente no sistema sem que o mesmo seja danificado e, ao mesmo tempo, garantir uma correta aquisição e envio de sinais pelo microprocessador garantindo também o funcionamento do software.

Validado e comprovado o correto funcionamento das 2 PCBs desenvolvidas na secção 5.4, é possível afirmar que as mesmas são dotadas de vários métodos de segurança e que os mesmos se encontram em correto funcionamento. Numa fase inicial, optou-se por efetuar testes às PCBs desenvolvidas individualmente, validando o correto funcionamento do controlo implementado para o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*. Esta medida adotada é muito importante pois permite validar e comprovar individualmente a correta aplicação do controlo que define o modo de operação do conversor, sendo também possível obter uma melhor perceção da ocorrência de erros e efetuar ajuste ao controlo implementado. Posto isto, em seguida são apresentados e descritos os testes experimentais efetuados aos 2 modos de operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, que, como o próprio nome indica, são o modo *buck* e *boost*.

A validação dos modos de operação do conversor permite comprovar a transferência de energia em ambos os sentidos, ou seja, a sua bidirecionalidade, comprovando a sua aplicação para processos de carga e descarga de baterias. Em seguida são então apresentados os resultados obtidos durante os testes efetuados ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*.

6.2.1 Operação em Modo *Buck*

Sendo este o primeiro teste experimental de potência realizado à PCB, é essencial garantir que comece pelo modo *buck*, evitando desta forma valores de tensão e corrente elevados que levem à ocorrência de sobretensões, sobrecorrentes e curto-circuitos que possam danificar os componentes presentes na PCB. No decorrer dos testes efetuados ao conversor em modo *buck*, foi utilizada uma carga resistiva de 26 Ω ligada aos terminais da bateria em substituição da mesma e uma tensão de entrada de 120 V.

O conversor CC-CC bidirecional presente na PCB opera em modo *buck* sempre que a energia flui do barramento CC para a carga resistiva. No decorrer da operação em modo *buck*, como o próprio nome

indica, o valor da tensão de saída (carga resistiva) será abaixado em relação ao valor da tensão presente na entrada do conversor (barramento CC), dependendo esta do valor de *duty cycle* atribuído aos semicondutores de potência. Para tal, o valor de *duty cycle* é variado de forma crescente a fim de validar toda a gama de valores possíveis que o mesmo pode adotar, tendo em consideração os limites atribuídos ao PWM.

Deste modo, numa primeira instância, foi atribuído um valor de 25% ao sinal de PWM a ser aplicado à *gate* dos semicondutores do conversor, mais concretamente a S_I segundo a Figura 3.4. Um sinal de PWM com um valor de 25 % em modo *buck*, traduz-se na redução da tensão de saída em $\frac{1}{4}$ do valor da tensão de entrada. Através de uma análise pormenorizada à Figura 6.1, é possível observar que foi empregue uma tensão de 120 V no barramento CC (canal 1) e, como tal, foi obtida uma tensão de 29,8 V na carga (canal 2), segundo a equação (3.16), correspondendo exatamente a $\frac{1}{4}$ da tensão de entrada. No canal 3 encontra-se a forma de onda referente à tensão presente aos terminais da bobina. Esta forma de onda é obtida segundo a equação (3.11) durante o tempo a *on* e pela equação (3.13) durante o tempo a *off*, ambas presentes na secção 3.2.1, justificando assim a forma retangular que a onda assume. Quando o MOSFET S_I se encontra em condução, a tensão na bobina L_I tem como valor 90 V, ao passo que, quando o mesmo se encontra ao corte, a tensão em L_I tem o valor de -30 V. No canal 4 pode ver-se a forma de onda da corrente em L_I , que neste caso em específico tem um valor médio de 1,32 A.

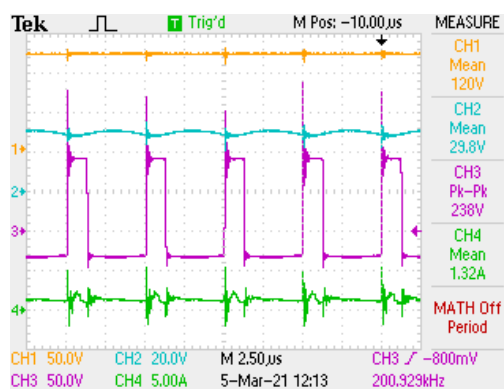


Figura 6.1 – Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saida) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *buck* quando aplicado um sinal de PWM de 25 % ao semicondutor de potência correspondente.

Em seguida, foi atribuído um valor de 50% ao *duty cycle* do sinal PWM a ser aplicado à *gate* do semicondutor correspondente do conversor, que se traduz na redução da tensão de saída para metade do valor da tensão de entrada, como se comprovar através da Figura 6.2. Seguindo os mesmos passos

da análise efetuada anteriormente, é possível verificar que a tensão no barramento CC (canal 1) tem um valor médio de 120 V, ao passo que a tensão na carga resistiva (canal 2) tem como valor 60,3 V, comprovando a redução para metade do valor da tensão de entrada através da equação (3.16) ou (3.17). De igual forma, no canal 3 encontra-se representada a forma de onda referente à tensão presente aos terminais da bobina. Segundo a equação (3.11), durante o tempo a *on*, a tensão presente na bobina L_1 tem um valor de 60 V, ao passo que, durante o tempo a *off* a tensão é de -60 V, segundo a equação (3.13). Comparando os valores obtidos através das equações com os valores presentes na Figura 6.2, é possível afirmar que os mesmos se encontram muito próximos, o que seria de esperar. A forma de onda da corrente presente na bobina encontra-se representada no canal 4 e tem um valor médio de 2,51 A.

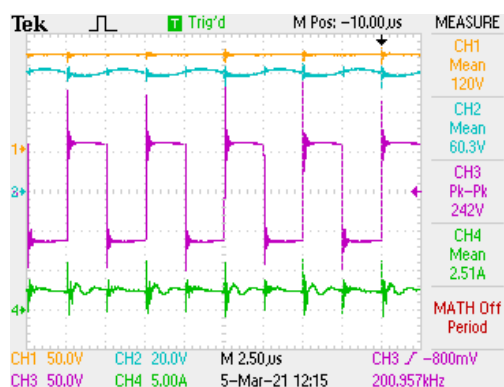


Figura 6.2 – Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saida) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *buck* quando aplicado um sinal de PWM de 50 % ao semiconductor de potência correspondente.

Por último, foi atribuído um sinal de PWM com um valor de *duty cycle* de 75% ao semiconductor, obtendo-se as formas de onda presentes na Figura 6.3. Com este valor de *duty cycle* aplicado, a tensão de entrada será apenas reduzida em $\frac{1}{4}$, obtendo-se um valor de 90,5 V (canal 2) na carga resistiva, comprovado através da equação (3.16). Conforme as equações já mencionadas nos 2 testes efetuados anteriormente para obter a forma de onda do canal 3, durante o tempo a *on*, a tensão presente na bobina L_1 tem um valor de 30 V, ao passo que, durante o tempo a *off*, a tensão é de -90 V. Comparando os valores obtidos no decorrer do teste efetuado e os valores resultantes das equações (3.11) e (3.13), é verificado mais uma vez que os mesmos se encontram muito próximos. O valor médio da corrente, presente no canal 4, também aumentou para 3,67 A, acompanhando desta forma o aumento da tensão da carga resistiva presente na saída.

Efetuada uma comparação aos testes efetuados, é possível afirmar que as formas de onda referentes à tensão de entrada e saída e à corrente na bobina são em todo semelhantes para os diferentes valores de *duty cycle* aplicados. A única diferença reside na forma de onda da tensão presente na bobina (canal 2), que altera sempre que o valor de *duty cycle* é redefinido, sendo esta definida segundo as equações características do conversor CC-CC unidirecional não isolado *buck* (equações (3.11) e (3.13)).

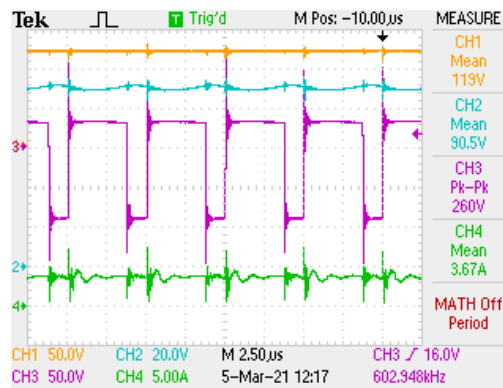


Figura 6.3 - Tensão no barramento CC (CH1: 50 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *buck* quando aplicado um sinal de PWM de 75 % ao semiconductor de potência correspondente.

6.2.2 Operação em Modo *Boost*

Validada a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* no modo *buck*, é então altura de prosseguir para os testes do conversor em modo *boost*, finalizando desta forma a validação do funcionamento do conversor implementado. De forma a comprovar que a PCB desenvolvida é passível de aguentar valores elevados de corrente, a tensão de entrada foi reduzida a metade para ser possível aumentar a corrente máxima para o dobro, ao passo que a carga resistiva utilizada também viu o seu valor ser reduzido para metade. Os valores atribuídos para operação em modo *boost* foram os seguintes: 60 V para a tensão de entrada do conversor, uma carga resistiva de 13 Ω na sua saída e uma corrente máxima de 10 A fornecida pelas fontes de alimentação CC.

O conversor CC-CC bidirecional presente na PCB opera em modo *boost* sempre que a energia flui da bateria para o barramento CC. Como o próprio nome indica, o valor da tensão de saída no barramento CC (carga resistiva) será elevada em relação ao valor da tensão presente na entrada do conversor (bateria), dependendo esta exclusivamente do valor de *duty cycle* atribuído aos semicondutores de potência. Para tal, o valor de *duty cycle* é variado de forma crescente a fim de validar toda a gama de valores possíveis que o mesmo pode adotar, tendo em consideração os limites atribuídos ao PWM. O

limite superior durante a operação em modo *boost* é de extrema importância, impedindo a ocorrência de sobretensões do lado do barramento CC e/ou sobrecorrentes do lado da bateria.

Deste modo, numa primeira instância, foi atribuído um valor de 25% ao sinal de PWM a ser aplicado à *gate* dos semicondutores do conversor, mais concretamente a S_2 segundo a Figura 3.2. Um sinal de PWM com um valor de 25% em modo *boost*, traduz-se no aumento da tensão de saída em $\frac{1}{4}$ do valor da tensão de entrada. Através de uma análise pormenorizada à Figura 6.4, é possível observar que foi empregue uma tensão de 58,8 V na entrada que corresponde à bateria (canal 1) e, como tal, foi obtida uma tensão de 75,5 V na carga resistiva que se encontra ligada aos terminais do barramento CC (canal 2), comprovada teoricamente através da equação (3.7). No canal 3 encontra-se a forma de onda referente à tensão presente aos terminais da bobina. A forma de onda é obtida segundo a equação (3.1) durante o tempo a *on* e pela equação (3.3) durante o tempo a *off*, ambas presentes na secção 3.2.1, justificando assim a forma retangular que a onda assume. Quando o MOSFET S_2 se encontra em condução, a tensão na bobina L_I tem como valor 15 V, ao passo que, quando o mesmo se encontra ao corte, a tensão em L_I tem o valor de -60 V. No canal 4 pode ver-se a forma de onda da corrente em L_I , que neste caso em específico tem um valor médio de -7,19 A.

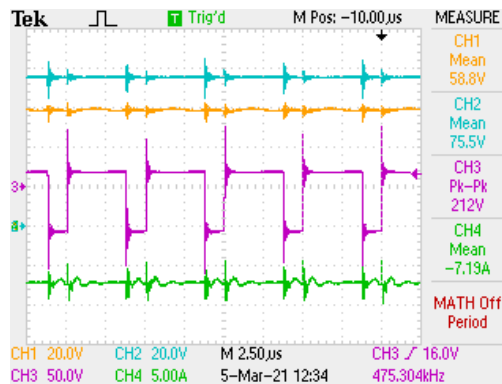


Figura 6.4 – Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *boost* quando aplicado um sinal de PWM de 25 % ao semiconductor de potência correspondente.

Em seguida, foi atribuído um valor de 50% ao *duty cycle* do sinal PWM a ser aplicado à *gate* do semiconductor correspondente do conversor, esperando obter na saída o dobro da tensão de entrada, segundo a equação (3.7), como se comprovar através da Figura 6.5. Seguindo os mesmos passos da análise efetuada anteriormente, é possível verificar que a tensão no barramento CC (canal 1) tem um valor médio de 34,8 V, ao passo que, a tensão na carga resistiva (canal 2) tem como valor 64,3 V, comprovando a redução para metade do valor da tensão através da Figura 6.5. De igual forma, no canal

3 encontra-se representada a forma de onda referente à tensão presente aos terminais da bobina. Segundo a equação (3.1), durante o tempo a *on*, a tensão presente na bobina L_I tem um valor de 35 V, ao passo que, durante o tempo a *off* a tensão é de -35 V, segundo a equação (3.3). Comparando os valores obtidos através das equações com os valores presentes na Figura 6.5, é possível afirmar que os mesmos se encontram muito próximos, o que seria de esperar. A forma de onda da corrente presente na bobina encontra-se representada no canal 4 e tem um valor médio de -9,46 A.

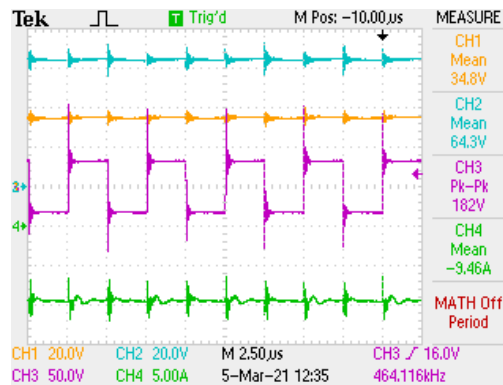


Figura 6.5 - Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *boost* quando aplicado um sinal de PWM de 50 % ao semiconductor de potência correspondente.

Por último, foi atribuído um sinal de PWM com um valor de *duty cycle* de 75% ao semiconductor, obtendo-se as formas de onda presentes na Figura 6.6. Com este valor de *duty cycle* aplicado, obtêm-se uma tensão de entrada com valor médio de 10,4 V (canal 1), ao passo que, no canal 2 temos uma tensão média de saída no valor de 32,9 V aplicada à carga resistiva. Conforme as equações já mencionadas nos 2 testes efetuados anteriormente para obter a forma de onda do canal 2, durante o tempo a *on*, a tensão presente na bobina L_I tem um valor de 30 V, ao passo que, durante o tempo a *off* a tensão é de -10 V. Comparando os valores obtidos no decorrer do teste efetuado e os valores resultantes das equações (3.1) e (3.3), é verificado mais uma vez que os mesmos se encontram muito próximos. O valor médio da corrente, presente no canal 4 mantém-se com o mesmo valor médio de -9,75 A, acompanhando desta forma o aumento da tensão da carga resistiva presente na saída.

Efetuando uma comparação aos testes efetuados, é possível afirmar que as formas de onda referentes à tensão de entrada e saída e à corrente na bobina são em todo semelhantes para os diferentes valores de *duty cycle* aplicados. A única diferença reside na forma de onda da tensão presente na bobina (canal 3), que altera sempre que o valor de *duty cycle* é redefinido, sendo esta definida segundo as equações características do conversor CC-CC unidirecional não isolado *boost* (equação (3.1) e (3.3)).

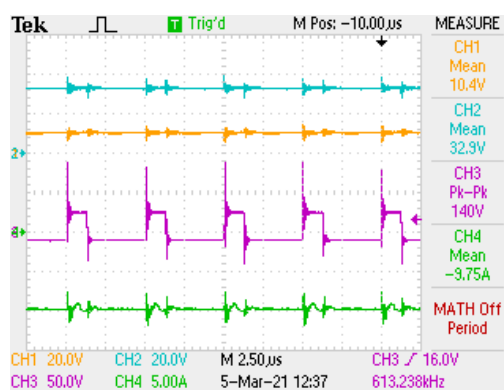


Figura 6.6 - Tensão no barramento CC (CH1: 20 V/div), tensão na carga resistiva (saída) (CH2: 20 V/div), tensão presente nos terminais da bobina (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck boost* no modo de operação *boost* quando aplicado um sinal de PWM de 75 % ao semiconductor de potência correspondente.

6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado do Tipo *Buck Boost Split Pi*

Conforme mencionado ao longo da presente dissertação de mestrado, o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* que se pretende implementar, testar e comprovar é composto por 2 conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost*. Validado e comprovado o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, passa a ser possível testar o conversor de potência que se pretende implementar.

O conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* ainda é um conversor recentemente introduzido na literatura e patenteado, mas já conta com uma vasta gama de aplicações onde é considerado indispensável. Aplicações que contemplem processos que necessitem de um fluxo bidirecional de energia são o seu principal foco, como carregadores de baterias ou até mesmo permitir a troca de energia entre 2 baterias com a máxima eficiência. A implementação de um carregador que permita a troca de energia entre 2 baterias presentes em VEs é o que se pretende provar com a realização da presente dissertação de mestrado.

Para tal, na última fase é testado e analisado ao pormenor o comportamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* de forma a validar o seu funcionamento e a sua utilização como carregador de baterias entre 2 VEs. Primeiramente é testado e validado o algoritmo implementado para controlar a corrente na carga e a tensão no barramento CC. Em seguida são testados os modos de carregamento de igual forma como efetuado na secção 4.6 de forma a comparar os resultados obtidos experimentalmente com os resultados das simulações computacionais.

A validação do controlo implementado e dos modos de operação do conversor é de extrema importância, e permite comprovar o fluxo bidirecional de energia. Comprovado o seu correto funcionamento, é possível afirmar que o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* teve um correto desenvolvimento e implementação, sendo capaz de efetuar os processos de carga e descarga entre 2 baterias em VEs com elevado rendimento, dispensando a utilização dos conversores CC-CA presentes nos VEs e reduzindo ao mesmo tempo as perdas de potência resultantes da operação dos conversores.

6.3.1 Controlo de Corrente

Tratando-se de um carregador de baterias entre veículos elétricos, é de extrema importância garantir um correto controlo da corrente de carga e descarga da bateria. Como já mencionado anteriormente, um controlo eficaz da corrente é crucial para garantir uma maior longevidade da bateria, mas também de todos os componentes por onde a mesma passa, tentando ao máximo reduzir as oscilações entre o valor de referência definido e a corrente produzida.

O algoritmo de controlo de corrente implementado na realização das simulações computacionais com recurso à técnica de controlo PI foi o mesmo utilizado na implementação prática do sistema. A implementação prática do controlo PI revelou-se uma mais-valia, sendo passível de aplicação direta e apenas necessita de ajustes nos valores atribuídos aos ganhos do controlador.

Na Figura 6.7 encontra-se o resultado obtido da implementação do controlo de corrente com recurso ao controlo PI. É possível verificar que o controlo apresenta uma rápida resposta, tanto em transições ascendentes (Figura 6.7 (a)), como em transições descendentes (Figura 6.7 (b)). No entanto, um dos fatores a ter em consideração é que a corrente de carga será sempre constante no decorrer do processo de carga da bateria por corrente constante, como o próprio nome indica. O objetivo pretendido com a alteração da corrente de carga prende-se com o facto de a corrente de referência ser definida de acordo com o *datasheet* da bateria, o que pode levar a alterações consoante o seu fabricante.

Concluída a validação do controlo PI implementado para a corrente, é possível afirmar que o mesmo é dotado de uma rápida resposta, conforme mencionado na seção 3.3, o que confere uma maior eficiência ao conversor de potência.

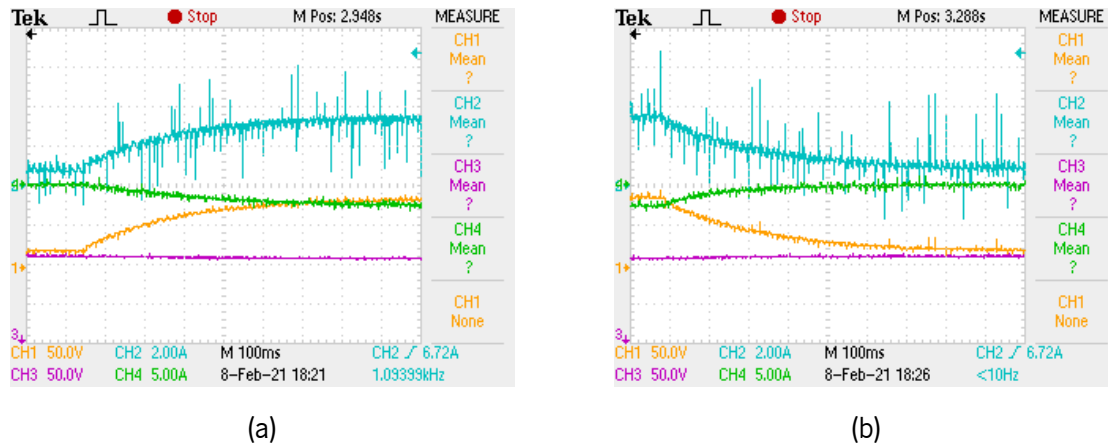


Figura 6.7 - Tensão na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente na bobina de saída (CH2: 2 A/div), tensão no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina de entrada (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* demonstrando a correta implementação do algoritmo de controlo de corrente: (a) Perturbação para valores superiores da corrente de referência da carga; (b) Perturbação para valores inferiores da corrente de referência da carga.

6.3.2 Controlo da Tensão no Barramento CC

Como demonstrado no capítulo das simulações computacionais, para um correto funcionamento dos modos de operação propostos para o sistema de carregamento de baterias, o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* deverá ter um controlo da tensão do barramento CC para que o mesmo funcione corretamente.

Tendo em consideração que a eficácia do controlo aplicado à tensão do barramento CC do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* é um ponto fulcral para garantir o funcionamento do mesmo, a tensão do barramento CC terá de ser sempre superior à tensão de entrada e de saída do conversor. Para que tal seja possível, o controlo afeto à bateria que se encontra em processo de descarga será o responsável por regular a tensão no barramento CC.

Para garantir o controlo da tensão do barramento CC foi então utilizado o algoritmo de descarga por potência constante implementado com recurso ao controlo PI, utilizado anteriormente no decorrer das simulações computacionais aos modos de funcionamento do sistema. Apesar de ter uma dificuldade acrescida na sua correta implementação, mais precisamente no ajuste dos ganhos proporcional e integral, o controlo utilizado é uma mais valia pois permite controlar a corrente de descarga da bateria em função da tensão pretendida no barramento CC, evitando que a corrente tome valores excessivos e possa causar danos ao hardware implementado. De uma forma mais sucinta, quando implementado este controlo é gerada uma corrente de referência com recurso a um controlo PI para a tensão do barramento CC, sendo em seguida, utilizado novamente um controlo PI para a corrente de descarga da

bateria. O valor de *duty cycle* a aplicar à *gate* dos semicondutores de potência do conversor é o inverso do resultado obtido com recurso ao controlo implementado, pois o conversor de potência opera em modo *boost* e a corrente é controlada na bobina. Como tal, ao aumentar o *duty cycle*, a tensão no barramento CC aumenta, mas se a corrente se mantiver, a corrente na bobina vai diminuir de forma a igualar a potência de entrada e saída do conversor de potência. Ou seja, um menor *duty cycle* irá originar uma corrente maior.

Na Figura 6.8 encontra-se o resultado obtido da implementação do controlo da tensão no barramento CC com recurso ao controlo PI. Através de uma análise pormenorizada das figuras, é possível verificar que a tensão do barramento CC (canal 3) se mantém constante e que o único *ripple* presente é resultante das comutações dos semicondutores. Na Figura 6.8 (a) é efetuada uma perturbação para um valor superior ao previamente definido para a corrente desejada na saída e verificada a rápida resposta do controlo em alterar o valor da corrente de saída, mas mantendo o valor da tensão do barramento CC, ao passo que na Figura 6.8 (b) é aplicada uma perturbação para um valor inferior ao prévio para a corrente de saída. Contudo, o valor definido para a tensão do barramento CC mantém-se constante ao longo das alterações efetuadas, validando o controlo implementado.

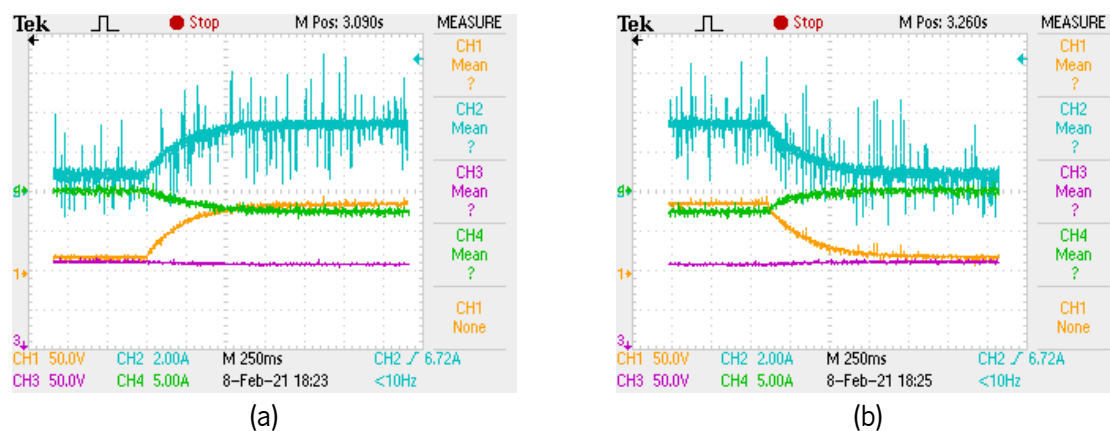


Figura 6.8 – Tensão na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente na bobina de saída (CH2: A V/div), tensão no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente na bobina de entrada (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* demonstrando a correta implementação do algoritmo de controlo da tensão de referência do barramento CC: (a) Perturbação para valores superiores da corrente de referência da carga; (b) Perturbação para valores inferiores da corrente de referência da carga.

6.3.3 Operação em Modo I

De igual forma como nas efetuado nas simulações computacionais e presente na Tabela 4.4 na secção 4.6.2, para uma validação experimental pratica do sistema foram impostos os mesmos modos de operação e as suas condições de funcionamento. Durante a operação em modo I, a bateria presente

no VE1 será descarregada, ao passo que a bateria presente no VE2 será carregada com a energia proveniente do VE1.

Deste modo, de acordo com o material presente no laboratório do GEPE, a bateria que se encontra em processo de descarga presente no VE1, (V_{bat1}), foi substituída por uma fonte de alimentação CC, sendo a bateria que se encontra em processo de carga, presente no VE2, (V_{bat2}), substituída por uma carga resistiva no valor de 26Ω . Desta forma, a energia irá fluir das fontes CC presente na entrada do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* até chegar à carga resistiva presente na sua saída. No decorrer do modo I de operação do conversor, o processo de descarga será sempre executado pelo VE1, controlando a tensão no barramento CC e a corrente de entrada, conforme demonstrado na secção 6.3.2, ao passo que, o processo de carga será executado pelo VE2 e irá controlar a corrente de carga empregue à bateria, neste caso será à carga resistiva. De salientar que, como a bateria foi substituída por uma carga resistiva, o algoritmo de carga por corrente-tensão constante adotado nas simulações foi substituído pelo de corrente constante como demonstrado na secção 6.3.1.

Após ajuste dos ganhos do controlador PI, foram então definidos os valores para a operação do sistema em modo I. De acordo com os valores máximos de corrente (40 A) e tensão (168 V) fornecidos pelas fontes de alimentação CC, foi então definida uma corrente de referência de 5,5 A para a corrente de carga, uma tensão de entrada de 168 V e uma tensão de 220 V para o barramento CC. Na Figura 6.9 é possível observar os valores medidos na realização dos testes práticos ao modo I de operação do conversor. No canal 1 encontra-se a tensão de saída do conversor, obtida aos terminais da carga resistiva, sendo esta de 136 V e no canal 2 encontra-se o valor da corrente de saída do conversor empregue á carga resistiva, tendo um valor médio de 5,20 A. O canal 3 apresenta a tensão medida no barramento CC do conversor (221 V), ao passo que no canal 4 encontra-se a corrente de entrada do conversor, corrente esta fornecida pela fonte CC, apresentando um valor médio de 4,74 A. Após uma breve comparação entre os valores definidos e os obtidos é possível constatar que são valores bastante próximos, o que seria de esperar. Como exemplo, se se dividir o valor de tensão presente no canal 1 pelo valor de corrente presente no canal 2, obtém-se aproximadamente 26Ω , o valor da carga resistiva. É também possível afirmar que o controlo implementado para a corrente de saída e tensão do barramento CC foi bem ajustado e encontra-se em correto funcionamento.

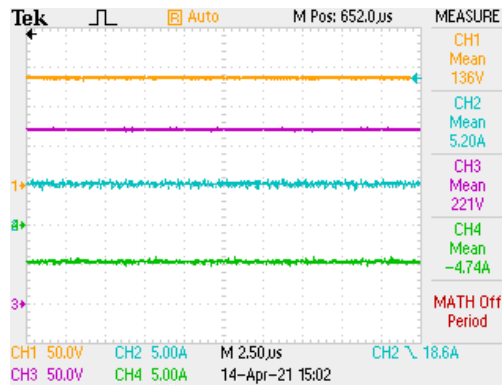


Figura 6.9 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.

De forma a demonstrar todas as formas de onda e valores de tensão e corrente que comprovem o correto funcionamento do conversor em modo I, na Figura 6.10 encontram-se representadas as formas de onda da tensão de entrada e saída do conversor e também a corrente de entrada e saída. No canal 1 encontra-se igualmente representada a forma de onda da tensão de saída com um valor de 137 V (V_{bat2}), presente aos terminais da carga resistiva, ao passo que no canal 2 tem-se a corrente de saída, presente na bobina do VE2. No canal 3 encontra-se a tensão presente à entrada do conversor (V_{bat1}), com um valor de 162 V, sendo esta a tensão máxima fornecida pelas fontes CC utilizadas. Por último, tem-se no canal 4 a corrente fornecida pela fonte ao conversor, corrente esta presente na bobina do VE1, tendo um valor de -4,79 A. Após uma breve análise, é possível concluir que a tensão de entrada é superior à tensão de saída, sendo esta uma das condições de operação do modo I. Também é possível observar que o valor da corrente de entrada é superior ao da corrente de saída, cerca de 40 mA. Por fim, através de cálculos é possível obter uma potência de entrada de 776 W e uma potência de saída de 715 W, resultando num rendimento de aproximadamente 92%.

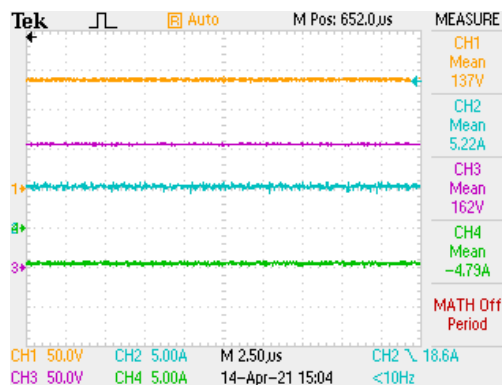


Figura 6.10 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.

De modo a finalizar os testes práticos ao modo I de operação do conversor, na Figura 6.11 encontram-se presentes as formas de onda da tensão de entrada, tensão do barramento CC, tensão de saída e a corrente presente no barramento CC. No canal 1 encontra-se novamente a forma de onda da tensão de saída, presente aos terminais da carga resistiva, com um valor de 136 V. No canal 3, pode-se observar a forma de onda da tensão de entrada, fornecida pelas fontes CC, com um valor de 160 V, ao passo que, no canal 4 encontra-se a forma de onda da tensão presente no barramento CC. No canal 2, é possível observar a forma de onda da corrente presente no barramento CC, i_{V2V} , que tem como valor médio 3,22 A e assume uma forma de onda sinusoidal. Tal forma de onda deve-se ao facto de a mesma estar a ser media entre os barramentos CC das duas placas, ou seja, entre os condensadores das 2 PCBs, o que lhe confere a mesma forma da corrente presente nos condensadores. É também visível que a condição $i_{V2V} > 0$ é garantida, satisfazendo todas as condições de funcionamento impostas para operação em modo I do conversor.

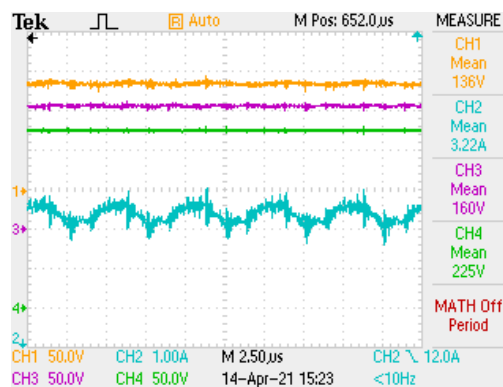


Figura 6.11 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$.

Concluída a análise das figuras presentes nesta subsecção e validadas as condições de operação definidas para o modo I, é então confirmado o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. Comparando os resultados experimentais obtidos com os resultados das simulações computacionais, é verificado que as formas de onda apresentam o mesmo comportamento, apesar de os valores nominais de operação definidos serem diferentes, o que não invalida o seu funcionamento. A única diferença verificada reside na corrente de entrada do conversor ser ligeiramente superior à de saída, o que não se verifica nas simulações computacionais. No entanto, problemas como indutâncias e capacidades parasitas, perdas de comutação e ruído eletromagnético estão na sua origem, problemas estes que não são contemplados nas simulações computacionais.

6.3.4 Operação em Modo II

Durante o modo II de operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, a energia, de igual forma como no modo I, irá fluir da bateria presente no VE1 para o VE2. No entanto, as condições de operação são alteradas de forma a comprovar o seu funcionamento sobre condições mais severas, validando as 2 situações possíveis de ocorrer relativamente à energia presente em cada bateria.

De acordo com as condições impostas, foi então definida uma tensão de entrada, V_{bat1} , com um valor de tensão de 168 V, valor máximo de tensão fornecida pelas fontes CC. Na saída do conversor foi empregue uma carga resistiva, simulando V_{bat2} , com um valor de 26 Ω . Definindo uma corrente referência de 6,5 A para a carga, é esperado obter uma tensão de 169 V na saída do conversor.

Um dos objetivos propostos na validação do funcionamento do conversor é o seu controlo ser válido em todas as condições impostas ao seu funcionamento, sendo desta forma aplicado o controlo validado na operação em modo I. Definida uma tensão de referência para o barramento CC do conversor de 220 V e uma corrente de referência de saída de 6,5 A, foram iniciados os testes práticos ao modo II de operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

Na Figura 6.12 encontram-se as formas de onda e os seus respetivos valores médios no primeiro teste prático realizado ao modo II de operação do conversor. No canal 1 encontra-se a tensão média de saída do conversor, obtida aos terminais da carga resistiva, sendo esta de 164 V, e no canal 2 o valor médio da corrente de saída do conversor empregue à carga resistiva (6,22 A). No canal 3 encontra-se a forma de onda e tensão média do barramento CC do conversor com um valor de 213 V, ao passo que, no canal 4 encontra-se a corrente média de entrada do conversor, corrente esta fornecida pela fonte CC, de -7,27 A. Após uma breve análise dos valores definidos e obtidos é possível verificar que os mesmos apresentam ligeiras perdas, mas que não invalidam o seu funcionamento, encontrando-se muito perto dos valores definidos. Tais perdas, como já mencionado, são derivadas de perdas de comutação, indutâncias e ruídos eletromagnéticos que possam ocorrer nas PCBs durante o seu funcionamento.

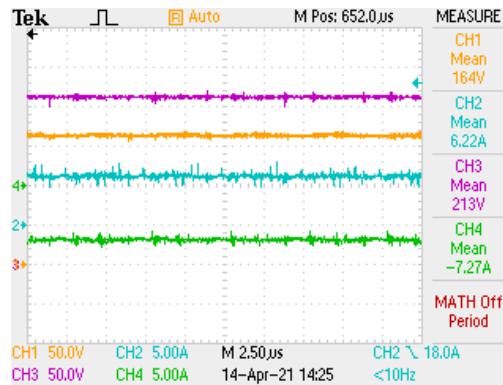


Figura 6.12 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente no barramento CC (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$.

Em seguida, na Figura 6.13, encontram-se representadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do conversor, sendo possível obter uma melhor análise ao seu funcionamento. No canal 1 encontra-se igualmente representada a forma de onda da tensão de saída com um valor de 165 V, presente aos terminais da carga resistiva V_{bat2} , ao passo que, no canal 2 tem-se a corrente de saída, presente na bobina do VE2 com um valor médio de 6,20 A. No canal 3, encontra-se a tensão presente à entrada do conversor V_{bat1} , com um valor de 157 V, tensão esta fornecida pelas fontes CC. No canal 4 é apresentada a corrente fornecida pela fonte ao conversor, presente na bobina do VE1, tendo um valor médio de -7,18 A. Analisando as formas de onda e os seus valores médios, é possível constatar que a tensão de entrada é inferior à tensão de saída, validando uma das condições de operação do modo II. Também é possível observar que o valor da corrente média de entrada é superior ao da corrente de saída, cerca de 1 A, o que já seria de esperar, sendo a tensão de entrada inferior à de saída. Por último, através dos cálculos dos valores de potência, é possível obter uma potência de saída de 1023 W e uma potência de entrada de 1127 W, obtendo-se um rendimento de aproximadamente 91%. Comparando o rendimento obtido com o modo I, é possível verificar que apesar das diferentes condições de operação, ambos os modos apresentam valores de rendimento idênticos.

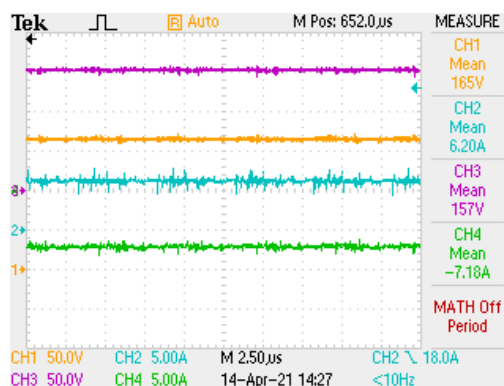


Figura 6.13 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente de carga presente na bobina (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e corrente de descarga presente na bobina (CH4: 5 A/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$.

Finalizando os testes práticos ao modo II de operação do conversor, na Figura 6.14 encontram-se presentes as formas de onda da tensão de entrada, tensão do barramento CC, tensão de saída e a corrente presente no barramento CC. No canal 1 é possível observar-se a forma de onda da tensão de saída, presente aos terminais da carga resistiva V_{bat2} , com um valor de 165 V. No canal 3, encontra-se representada a forma de onda da tensão de entrada, fornecida pelas fontes CC V_{bat1} , com um valor de 157 V, ao passo que, no canal 4 encontra-se a forma de onda da tensão presente no barramento CC com um valor médio de 218 V. No canal 2, é possível observar a forma de onda da corrente presente no barramento CC, i_{V2V} , que tem como valor médio 4,87 A e assume uma forma de onda sinusoidal, como de esperar. É possível verificar que, novamente, a condição $i_{V2V} > 0$ é garantida, validando todas as condições de funcionamento impostas para operação em modo II do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

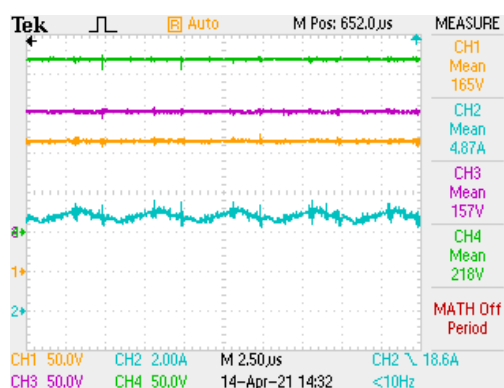


Figura 6.14 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* em modo I de operação segundo as condições: $i_{V2V} > 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$.

Finalizada a análise aos testes práticos realizados ao modo II e validadas as condições de operação definidas para o seu funcionamento, é possível concluir que o mesmo se encontra em correto funcionamento. Após uma breve comparação entre os resultados experimentais obtidos e os resultados das simulações computacionais, é verificado que ambos apresentam o mesmo comportamento, apesar da existência de problemas como indutâncias parasitas, perdas de comutação e ruído eletromagnético que não são contempladas nas simulações computacionais. É também possível afirmar que, no decorrer da operação em modo II, o conversor estará sempre sujeito a correntes de entrada superiores ao modo I para os mesmos valores de corrente obtidos na saída, visto a tensão de saída ser superior.

6.3.5 Operação em Modo III e Modo IV

Validados os modos de operação I e II, é possível concluir que o controlo PI adotado se encontra adequado para controlar a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* implementado. De acordo com a Tabela 4.4 presente na secção 4.6.2, a condição $i_{V2V} > 0$ que valida os dois primeiros modos de operação já não é mais válida para os restantes modos, nomeadamente o modo III e modo IV. No entanto, a única alteração nos restantes modos será do fluxo de energia, alterando entre os VEs o processo de carga e descarga.

Desta forma, durante a operação do conversor em modo III e IV, o VE1 será sujeito ao processo de carga, ao passo que, ao VE2 será empregue o processo de descarga, ou seja, a carga resistiva será empregue na saída do conversor, correspondente a V_{bat1} , e a ligação das fontes de alimentação CC será conectada à entrada do conversor, correspondente a V_{bat2} , validando a condição de operação $i_{V2V} < 0$.

Após análise dos resultados obtidos na execução das simulações computacionais realizadas ao conversor no modo III e IV de operação, presentes na secção 4.6.2, é possível observar que as formas de onda obtidas são em tudo semelhantes às do modo I e II, alterando apenas o sentido da corrente, segundo a condição imposta $i_{V2V} < 0$. Como tal, o mesmo acontece nos ensaios práticos a realizar aos modos III e IV de operação do conversor. Conforme verificado no decorrer do Capítulo 5, é apresentado e descrito todo o hardware implementado em cada uma das PCBs desenvolvidas e mencionado que foi implementado de igual forma nas 2 PCBs. De igual forma, o controlo PI também foi replicado nas 2 PCBs, simulando assim o sistema de carregamento de baterias entre 2 VEs. Comparando as formas de onda obtidas nas simulações computacionais do modo I e II com as obtidas nos resultados experimentais ao modo III e IV, é verificado que as formas de onda apresentam o mesmo comportamento e os mesmos valores médios de corrente e tensão para os processos de carga e descarga aplicados. A única diferença

encontra-se na condição imposta para a operação em modo III e IV, $i_{V2V} < 0$, que conforme as simulações computacionais, apresenta o seu valor médio negativo indicando alteração no sentido do fluxo de energia.

Como tal, de forma a comprovar a operação do conversor de potência nos restantes modos, na Figura 6.15 encontram-se os resultados obtidos no ensaio realizado ao modo III e IV, onde no canal 2 é visível a corrente presente no barramento e comprovado que a condição $i_{V2V} < 0$ é cumprida. Efetuando uma rápida comparação com as restantes formas de onda presente na Figura 6.15 (a), é verificado que as mesmas são iguais às obtidas nos ensaios realizados ao modo I de operação, mais precisamente na Figura 6.11, apresentando inclusive os valores médios de corrente e tensão praticamente iguais. Na Figura 6.15 (b) são apresentadas as formas de onda obtidas no modo IV, verificando-se que são iguais às formas de onda presentes na Figura 6.14, obtidas na operação em modo II, e verificando-se que os valores médios de corrente e tensão são idênticos.

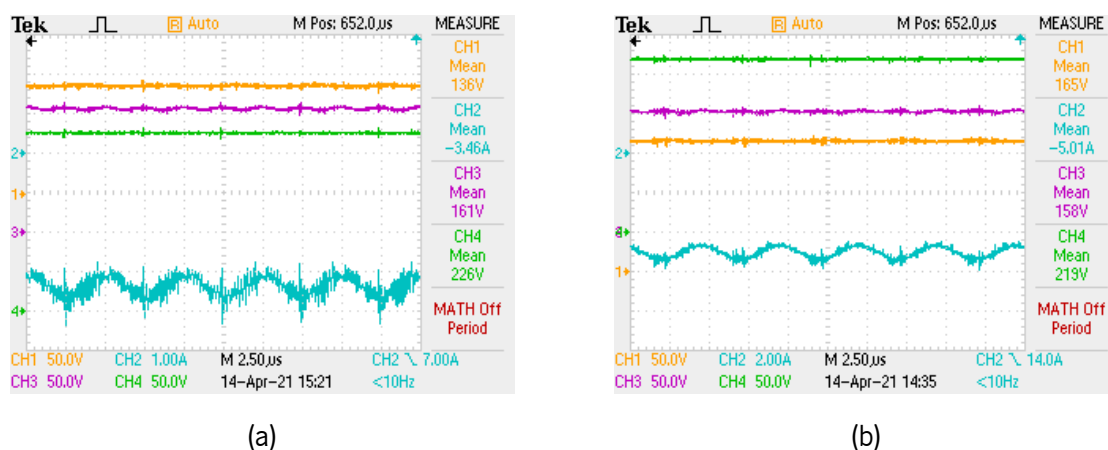


Figura 6.15 - Tensão presente na saída do conversor (CH1: 50 V/div), corrente presente no barramento CC (CH2: 5 A/div), tensão presente na entrada do conversor (CH3: 50 V/div) e tensão presente no barramento CC (CH4: 50 V/div) do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. (a) modo III de operação segundo as condições: $i_{V2V} < 0$ e $V_{bat1} > V_{bat2}$; (b) modo IV de operação segundo as condições: $i_{V2V} < 0$ e $V_{bat2} > V_{bat1}$.

Finalizada a análise da Figura 6.15, é possível afirmar que os modos III e IV apresentam um correto funcionamento, sendo os valores de potência iguais entre o modo I e III e modo II e IV, validando a eficiência do conversor e a capacidade de fluxo bidirecional de energia, dando por concluídos os ensaios experimentais realizados ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*.

6.4 Conclusão

No decorrer deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos dos testes efetuados ao sistema desenvolvido no âmbito da presente dissertação de mestrado. O sistema é um carregador de

baterias com modo de operação V2V, composto por 2 conversores CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, simulando um VE cada um. A junção dos 2 conversores CC-CC bidirecionais pelo barramento CC dá origem um conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, topologia que se pretendeu validar.

Desta forma, primeiramente na secção 6.2, foram apresentados os testes efetuados ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* presente em cada PCB e validar o funcionamento dos seus modos de operação (*buck* e *boost*, como o nome indica). Para tal, as 2 PCBs foram testadas de forma individual nos 2 modos de operação do conversor CC-CC bidirecional de forma a comprovar o funcionamento em modo *buck* e *boost*. De igual forma, foram aplicados 3 sinais de PWM com *duty cycle* variado (25%, 50%, 75%) à *gate* dos semicondutores de potência correspondentes. Os resultados obtidos dos testes práticos são comparados com as equações características de cada modo de operação do conversor CC-CC bidirecional, verificando-se que os valores obtidos estão de acordo com as formas de onda obtidas, permitindo validar a correta operação dos modos *buck* e *boost* do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* presente em cada uma das PCBs desenvolvidas.

Uma vez validada a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* nos seus 2 modos de operação, seguiu-se a apresentação dos testes efetuados ao controlo implementado para os processos de carga e descarga do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*. Através da ligação das PCBs pelo barramento CC do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* presente em cada uma, na secção 6.3.1 foram apresentados os testes efetuados aos algoritmos de controlo implementados para o processo de carga da bateria por corrente-tensão constante. Os testes foram realizados efetuando perturbações no valor de referência da corrente de carga e verificado que a mesma acompanha as perturbações efetuadas e se mantém constante no valor de referência definido, validando o funcionamento dos algoritmos de controlo adotados. Em seguida, na secção 6.3.2, foi analisado o comportamento da tensão do barramento CC às perturbações efetuadas nos valores de referência da corrente de saída e concluído que a mesma mantém-se constante ao longo da operação do conversor. O controlo da tensão do barramento CC, como já mencionado, é responsável pelo algoritmo de controlo do processo de descarga da bateria, verificando-se a alteração do valor médio da corrente de descarga sempre que o valor de referência da corrente de carga sofre perturbações.

Concluída a validação do controlo implementado para controlo dos processos de carga e descarga da bateria são então apresentados os testes efetuados aos modos de operação definidos para o sistema de acordo com a Tabela 4.4. Deste modo, nas secções 6.3.3, 6.3.4 e 6.3.5, são apresentados todos os

resultados obtidos dos testes efetuados aos modos de operação do sistema e pode-se verificar uma boa performance do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* nos modos de operação definidos para o sistema.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões

Na realização da presente dissertação de mestrado foi desenvolvido e apresentado um sistema de carregamento de baterias para VEs, ou seja, um VE irá fornecer energia diretamente a outro VE (V2V). O desenvolvimento deste sistema teve como finalidade demonstrar o funcionamento de uma nova topologia de carregamento de VEs (V2V), apresentando-se como uma grande vantagem para a sua implementação em VEs face ao reduzido número de postos de carregamento e às suas localizações. Sendo as baterias fontes de energia CC, apenas será necessário recorrer à utilização do conversor CC-CC bidirecional presente no sistema de carga do VE, dispensando a operação do conversor CA-CC utilizado nos restantes métodos de carregamento, como G2V e V2G. Deste modo, no decorrer desta secção são apresentadas as conclusões retiradas ao longo do desenvolvimento do sistema proposto.

Inicialmente, no Capítulo 1, foi realizado um levantamento histórico sobre os VEs, onde é possível concluir que os VEs surgiram antes dos VMCI, foram mencionados os principais feitos históricos alcançados pelos VEs e as dificuldades que encontram para se impor ao longo da sua criação até aos dias de hoje. Além de serem sempre dotados de uma tecnologia superior, a sua afirmação como um dos principais meios de transporte sustentável tardou quase 150 anos. Os grandes avanços tecnológicos ocorridos nas 2 últimas décadas e a grande preocupação a nível ambiental com quantidade de emissão de gases de efeitos dos VMCI foram os fatores que mais contribuíram para a afirmação dos VEs no seio da sociedade, sendo inclusive criada a Fórmula E para ajudar no seu desenvolvimento. Desta forma, é esperado um aumento exponencial na venda de VEs e, face à desvantagem do reduzido número de postos de carregamento, surgiu o tema da presente dissertação de mestrado, apresentando-se como uma alternativa aos métodos de carregamento existentes.

Após o enquadramento do sistema de EP a implementar, no Capítulo 2 é apresentado o conceito de mobilidade elétrica, os principais sistemas de armazenamento de energia em VEs e os seus métodos de carga e descarga. Primeiramente, é efetuado o enquadramento teórico da importância da mobilidade elétrica para os VEs, sendo também apresentados dados que sustentam a sua evolução ao longo dos

anos como o aumento das FER e o consumo de ER, o aumento da venda de VEs e do número de postos de carregamento disponíveis. É também efetuada uma comparação da sua evolução em Portugal e no mundo, verificando-se o seu aumento, tendo como meta a diminuição da emissão de gases com efeito de estufa provenientes de VMCI e o aumento de FER. Em seguida são abordados os sistemas de armazenamento de energia em VEs, nomeadamente baterias. São apresentadas e descritas as vantagens e desvantagens de cada uma das tecnologias de baterias presentes em VEs, assim como efetuado um levantamento teórico de futuras tecnologias de baterias promissoras para uso em VEs. Seguidamente, é apresentado e descrito o modelo elétrico de uma bateria adotado para as simulações computacionais realizadas, sendo por fim descritos os principais métodos de carga e descarga aplicados às baterias e justificada a escolha dos métodos adotados.

No decorrer do Capítulo 3, foi realizado um levantamento bibliográfico dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados utilizados em sistema de carregamento de baterias para VEs. Assim, ao longo de todo o capítulo são descritos os conversores CC-CC bidirecionais não isolados, efetuando uma comparação entre as suas vantagens e desvantagens de cada um deles, e descritas as técnicas de controlo mais adotadas nesta topologia de conversores. Foi efetuada uma descrição pormenorizada do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, conversor este presente em cada um das PCBs desenvolvidas, explicando o funcionamento dos seus 2 modos de operação. Esta medida adotada foi de grande importância para explicar os modos de operação pretendidos para o sistema e funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* que se pretende validar. A junção de dois conversores CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* pelo barramento CC dá origem ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, simulando a transferência de energia entre as baterias de 2 VEs. Por fim, é apresentada e descritas as razões da escolha da técnica de controlo a utilizar no conversor CC-CC bidirecional não isolado adotado.

Terminado o estudo teórico dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados e das técnicas de controlo utilizadas, no decorrer do Capítulo 4 são apresentadas as simulações computacionais realizadas em ambiente de simulação com recurso à ferramenta PSIM. De salientar que este é um passo de extrema importância, facilitando a implementação prática de todo o sistema, apresentando resultados bastante próximos aos reais. Este procedimento permite também validar os processos de carga e descarga e a técnica de controlo adotada sem danificar o hardware. Como tal, primeiramente, é efetuada uma descrição do sistema a implementar em ambiente de simulação, sendo em seguida exibidos os resultados de simulação que permitiram validar o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não

isolado *buck boost* e as técnicas de controlo implementadas para controlo do mesmo. Validado o seu funcionamento, é então realizada a simulação ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* e, com base nos resultados obtidos, validados os modos de operação definidos para o sistema.

Validadas as simulações computacionais do sistema a implementar, no decorrer do Capítulo 5 foi descrito o processo de implementação prática do seu sistema de controlo e do andar potência constituintes de cada PCB. Referente ao sistema de controlo foi apresentado o microcontrolador (DSP) escolhido da *Texas Instruments* modelo TMS320F28027FPTT, baseado nos DSPs utilizados no laboratório do GEPE. São também apresentados os sensores de tensão e corrente adotados, responsáveis pela leitura de valores indispensáveis para a implementação do controlo do conversor CC-CC bidirecional não isolado, assim como os circuitos adotados para o condicionamento de sinal, proteção, comando e *driver* para controlo dos semicondutores de potência, e devidamente justificados os valores atribuídos aos seus componentes. O *driver* adotado *ADUM3223* é capaz de atuar um braço de semicondutores, sendo apenas necessário utilizar um *driver* em cada PCB, possuindo o conversor CC-CC bidirecional não isolado dois semicondutores de potência. No que diz respeito ao andar de potência, foram apresentados os semicondutores de potência utilizados, MOSFETs baseados em tecnologia SiC, descritos os circuitos de proteção e resistência de *gate* e justificada a sua escolha de acordo com as especificações pretendidas para o sistema. De igual forma, foram também apresentados os diferentes tipos de condensadores utilizados na implementação do sistema, nomeadamente os condensadores eletrolíticos e de filme utilizados no barramento CC e barramento da bateria de cada conversor de potência, e também os condensadores de acoplamento utilizados, essenciais para garantir uma melhor qualidade na alimentação de cada componente utilizado. É também apresentada a bobina utilizada em cada conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, tratando-se de bobinas de núcleo de ar desenvolvidas no laboratório do GEPE. Considerando as dimensões de cada componente utilizado, os circuitos adotados e o objetivo da dissertação de mestrado de ser um sistema compacto e de reduzido volume, foram desenvolvidas 2 PCB de raiz iguais com recurso ao software *PadsLogic* e *PadsLayout*. Por último, é descrito todo o processo desenvolvido e cuidados que foram adotados no decorrer da solda dos componentes na PCB e os testes efetuados ao seu funcionamento, assim como à existência de curto-circuitos na PCB desenvolvida, validando a correta implementação do sistema proposto.

Por fim, no Capítulo 6, foram apresentados e analisados os resultados obtidos nos testes práticos realizados individualmente a cada conversor de potência e do sistema final proposto. A correta validação de todo o hardware implementado é fulcral para que os testes realizados aos modos de operação do

sistema final sejam realizados com a maior segurança possível. Deste modo, primeiramente, foram testados individualmente os conversores CC-CC bidirecionais não isolados *buck boost* com o intuito de validar o seu comportamento nas diferentes condições de operação definidas. Para tal, foram aplicados sinais de PWM com diferentes valores de *duty cycle* em ambos os modos de operação, *buck* e *boost*, a fim de comprovar que as formas de onda da corrente e tensão, obtidas nos testes práticos, estão de acordo com os valores teóricos de tensão e corrente calculados com recurso às equações características de cada modo de operação. Validada a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* nos seus modos de operação, de seguida, foram testados os algoritmos de controlo adotados para controlo da tensão no barramento CC e corrente de descarga. Para comprovar o funcionamento da técnica de controlo adotada, foram efetuadas perturbações no valor da corrente de referência de descarga e analisado o comportamento da forma de onda da corrente de carga e tensão do barramento CC e verificado que estão de acordo com o esperado, sendo que a corrente de descarga acompanha rapidamente a referência e a tensão no barramento CC se mantém constante. Validada a operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* e o controlo implementado para operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi*, foram então realizados os testes práticos aos modos de operação definidos para o conversor de potência. Os resultados obtidos nos testes práticos realizados aos diferentes modos de operação vão de acordo com os obtidos nas simulações computacionais, o que seria expectável, validando a técnica de controlo PI, os métodos de carga e descarga e, o mais importante, o funcionamento do sistema de acordo com as diferentes condições de operação impostas para cada modo, validando o fluxo bidirecional de energia.

Como balanço final do trabalho desenvolvido ao longo da presente dissertação de mestrado, é possível afirmar que os objetivos delineados foram cumpridos com sucesso, tendo-se conseguido que o sistema proposto, um carregador bidirecional de baterias entre VEs, atue com sucesso nos modos e condições definidas para a sua operação. De referir que a sua realização acarretou bastante trabalho, quer na revisão bibliográfica efetuada nos primeiros 3 capítulos, onde são apresentados todos os conteúdos teóricos, quer na realização da parte prática. Tendo em conta as especificações atribuídas para a implementação do sistema, este teve de ser desenvolvido de raiz, onde foi dispensado algum tempo na pesquisa e seleção dos componentes a utilizar e nos circuitos de condicionamento de sinal, proteção, comando e *driver* adotados.

Uma vez que um dos objetivos propostos foi desenvolver uma PCB para emular cada VE, sem recorrer ao uso de módulos externos, a mesma teve de ser desenvolvida de raiz, o que não foi de todo um trabalho

trivial devido às reduzidas dimensões pretendidas para a PCB e também por possuir todos os componentes na mesma PCB sem recorrer a módulos. A realização das simulações computacionais foi uma mais-valia para a implementação do sistema proposto, permitindo validar o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost*, observar o comportamento dos seus modos de operação, *buck* e *boost*, e testar a técnica e algoritmos de controlo adotados para posteriormente validar o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional *buck boost split pi* e os modos de operação definidos. A realização das simulações computacionais permitiu também aperfeiçoar a técnica de controlo utilizada de forma a obter o valor das variáveis de controlo a utilizar nos testes práticos a realizar ao sistema proposto. Em seguida, a implementação prática do sistema e a validação do correto desenvolvimento da PCB foi um processo deveras importante. Procedimentos como a verificação da existência de curto-circuitos, correta alimentação de todos os componentes e a chegada do sinal de PWM à *gate* do semiconductor de potência, são essenciais para, com segurança, prosseguir para os testes práticos a efetuar aos modos de operação definidos para o sistema e validar assim todo o processo executado até então.

Contudo, a realização de testes experimentais foi o processo que despendeu a maior parte do tempo da presente dissertação de mestrado. Numa primeira instância, os testes efetuados em malha aberta ao conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost* presente em cada PCB, foram de encontro ao expectável e assim podendo validar-se a operação dos seus modos. No entanto, quando foi introduzido o controlo para o funcionamento autónomo do sistema, graves problemas começaram a surgir no seu funcionamento. O principal problema encontrado estava relacionado com o valor dos ganhos do controlador, sendo que, numa primeira instância, no decorrer das simulações computacionais, estes apresentavam excelentes resultados, o que não se verificava nos testes práticos, apresentando valores excessivos de corrente que não permitiam ao sistema funcionar de forma estável. Para colmatar este problema, foram alteradas e testadas as variáveis afetas ao controlo do sistema, em tempo real, até se obter os melhores resultados possíveis para o funcionamento do sistema de acordo com os valores teóricos esperados.

Não obstante as dificuldades sentidas ao longo da realização da presente dissertação de mestrado, considerando a grande pandemia COVID-19 que já se alastra há um ano, a mesma foi concluída com sucesso. No decorrer do seu desenvolvimento, mesmo com dificuldades acrescidas, foi possível aprofundar, ainda mais, os conhecimentos adquiridos ao longo do curso, assim como a aquisição de novos métodos de trabalho essenciais para a entrada no mercado do trabalho. Ao mesmo tempo,

também permitiu a aquisição de conhecimentos que não foram transmitidos ao longo do curso, reforçando a mais-valia dos trabalhos de investigação e a sua importância.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Finalizada a implementação do sistema proposto e a respetiva realização dos testes experimentais a comprovar o seu funcionamento, é dada por concluída a realização da presente dissertação de mestrado. No entanto, no decorrer da sua realização, com vista a melhorar a performance do sistema, vários pormenores foram identificados. Sendo o sistema proposto um carregador de baterias para VEs, é fundamental a existência deste procedimento a fim de dotar futuros sistemas de novos modos de funcionamento, novas funcionalidades, novas topologias de conversores e até mesmo um novo design de PCB.

O sistema desenvolvido foi projetado para uma potência nominal de 3,6 kW, sendo que a mesma não foi alcançada, ficando-se pelos 1 kW. Neste aspeto, seria interessante aumentar gradualmente a potência, até o mais próximo possível da potência definida, e aferir se o sistema continua com uma performance satisfatória. No entanto, o aumento de potência significa aumento dos valores de tensão e/ou corrente, o que pode levar à ocorrência de problemas por excesso de temperatura e danificar o sistema, pelo que deverão ser tomados cuidados especiais para que tal não aconteça. Para além disso, a utilização de baterias em vez das fontes de tensão CC e cargas resistivas iria permitir verificar o correto comportamento dos processos de carga e descarga e dos modos de operação definidos para o sistema.

No desenvolvimento das PCBs, para garantir a correta alimentação de todos os componentes, foram utilizados reguladores de tensão lineares responsáveis por converter a tensão de entrada (± 15 V) nas diversas tensões de alimentação necessárias para o funcionamento dos componentes (+3,3 V e +5 V). Contudo, a diferença de potência obtida entre a entrada e saída dos reguladores de tensão é dissipada em forma de calor, chegando o regulador de tensão *LM7805* a atingir temperaturas superiores a 100 °C, como se pode observar na Figura 7.1. Para tal, a substituição dos reguladores de tensão lineares por reguladores de tensão comutados irá evitar o sobreaquecimento dos reguladores e um consumo inferior de energia, tornando-se mais eficientes.



Figura 7.1 – Temperatura média alcançada pelos reguladores de tensão presentes na PCB: *LM7805* na parte inferior e *LM1117* na parte superior.

Apesar do correto funcionamento do sistema, no decorrer da análise aos resultados experimentais efetuada no Capítulo 6, é verificada a existência de *ringing* durante a comutação dos semicondutores de potência. A utilização de um circuito de *snubber* iria ajudar a reduzir o *ringing* presente nas comutações, absorvendo os picos de corrente e/ou tensão que possam ocorrer, reduzindo também a presença do ruído eletromagnético. Outra das soluções encontradas para a redução do *ringing* passa pela adoção de semicondutores de potência totalmente controlados de 4 pinos, possuindo 1 *gate*, 1 *drain* e 2 *sources*. A utilização de 2 *sources* garante uma redução na oscilação da tensão na *source* (GND_A) e consequentemente na tensão V_{GS} , que é a que atua no semicondutor. Na Figura 7.2 encontram-se as alterações efetuadas ao circuito elétrico das ligações dos semicondutores de potência de 3 e 4 pinos. Por último, no que diz respeito a sugestões sobre os semicondutores de potência, a adoção de -5 V como tensão de V_G no momento *turn-off* do SiC MOSFET utilizado irá também ajudar na redução do *ringing* e perdas de comutação, tornando a operação dos SiC MOSFETs mais eficiente.

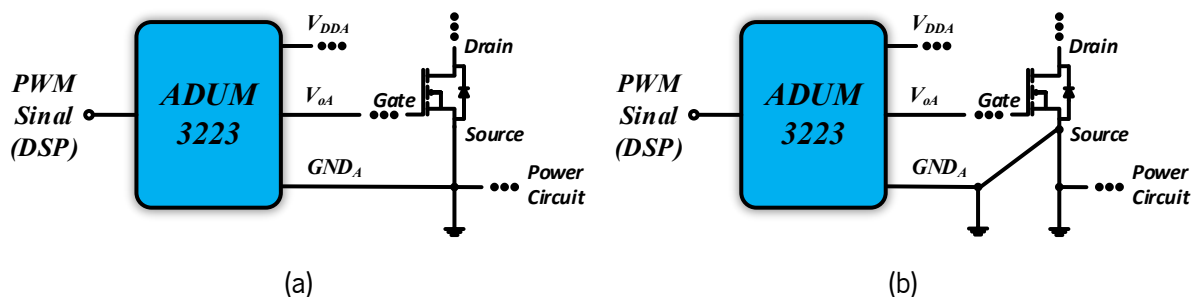


Figura 7.2 – Comparação entre os esquemas de ligação dos semicondutores de potência:
(a) Configuração de 3 pinos; (b) Configuração de 4 pinos.

Apesar de o conversor CC-CC bidirecional não isolado *buck boost split pi* adotado ser capaz de validar cada um dos modos de operação definidos para o sistema, a sua topologia pode ser melhorada a fim de proporcionar níveis de potência superiores. Tal poderia ser efetuado com a utilização de uma topologia

buck boost interleaved em cada um dos conversores CC-CC bidirecionais não isolados, sendo possível implementar a topologia V2V associada a carregamento rápido (20 kW no mínimo).

A utilização de todos os componentes baseados em tecnologia SMD, como é o caso do *driver* utilizado, iria permitir uma considerável redução no tamanho e volume da PCB. A futura adoção desta medida permitiria também efetuar um melhor isolamento entre o andar de controlo e o andar de potência, reduzindo a presença de ruído eletromagnético, o que resulta numa melhor comunicação entre o DSP e o utilizador. Outra sugestão de trabalho futuro seria o DSP funcionar autonomamente, reconhecendo o tipo de bateria a carregar ou descarregar e ajustar os parâmetros de funcionamento automaticamente.

Por fim, para uma melhor interação entre o utilizador e o sistema, seria interessante desenvolver uma interface gráfica para o sistema desenvolvido. A interface permitiria visualizar todas as variáveis e parâmetros essenciais ao funcionamento do sistema, assim como permitir a sua alteração em tempo real. A montagem do sistema em duas caixas, simulando dois VEs em processo de carga e descarga, e a interface gráfica constituída por um ecrã de cristais líquidos (*Liquid Crystal Display* – LCD) embutido na lateral de cada uma das caixas, iria permitir também ativar ou desativar a operação de todo o sistema.

Lista de Referências

- [1] «Electric Vehicles History Part II». [Online]. Disponível em: <https://www.electricvehiclesnews.com/History/historyearlyII.htm>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [2] M. Whelan, E. Reilly, e F. Wicks, «Thomas Davenport». [Online]. Disponível em: <https://edisontechcenter.org/DavenportThomas.html>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [3] «Thomas Davenport Makes the First Electric Car in America in 1834». [Online]. Disponível em: <https://www.newenglandhistoricalsociety.com/thomas-davenport-makes-the-first-electric-car-in-america-in-1834/>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [4] W. R. Young, «Electric vehicles of yesterday carry us into tomorrow», em *Conference Record Southcon*, 1994, pp.14–16. DOI: 10.1109/SOUTHCON.1994.498067.
- [5] Charles Grafton Page, «Page's electromagnetic locomotive», *American Polytechnic Journal (1854)*, 1854. [Online]. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:CGPagelocomotive.jpg>
- [6] P. Kurzweil, «Gaston Planté and his invention of the lead-acid battery-The genesis of the first practical rechargeable battery», *J. Power Sources*, vol. 195, n. 14, pp.4424–4434, 2010. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2009.12.126.
- [7] «Electric Vehicles History Part III». [Online]. Disponível em: <https://www.electricvehiclesnews.com/History/historyearlyIII.htm>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [8] «The Chicago Times-Herald Motor Race», *Sci. Am.*, vol. 73, n. 23, pp.354–355, Dez. 1895. DOI: 10.1038/scientificamerican12071895-354b.
- [9] «Electric Carriage and Wagon Company - Morris and Salom». [Online]. Disponível em: <https://www.electricvehiclesnews.com/Footer/History/Companies/MorrisSalom.html>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [10] J. Martins e F. Brito, *Carros Elétricos*. Publindustria, 2012. ISBN: 9789728692643.
- [11] T. Graphic, «Bersey cab of the London Electrical Cab Co.», 1897. [Online]. Disponível em: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Bersey_cab.png. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [12] «La Jamais Contente by Cie Generale des Transports Automobiles Jenatzy, Belgium & France». [Online]. Disponível em: <https://www.michelinchallengedesign.com/the-challenge-archives/2010-electrifying/2010-showcase-of-selected-entrants/la-jamais-contente-by-cie-generale-des-transports-automobiles-jenatzy-belgium-france/>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [13] Max de Nansouty, «La “Jamais-Contente” de Jenatzy à Achères en 1899». [Online]. Disponível em: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:La_%27Jamais-Contente%27_de_Jenatzy_à_Achères_en_1899.jpg. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [14] «FORD MODELO T, PRIMEIRO CARRO POPULAR DA HISTÓRIA, COMEMORA 110 ANOS DE LANÇAMENTO». [Online]. Disponível em: <https://media.ford.com/content/fordmedia/fsa/br/pt/news/2018/10/02/ford-modelo-t-primeiro-carro-popular-da-historia-comemora-110.html>. [Acedido: 20-Mai-2020]
- [15] «Charles F. Kettering, inventor of electric self-starter, is born». [Online]. Disponível em: <https://www.history.com/this-day-in-history/charles-f-kettering-inventor-of-electric-self-starter-is>

- born. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [16] «HISTORY OF OIL DISCOVERIES IN TEXAS». [Online]. Disponível em: <https://texasalmanac.com/topics/business/history-oil-discoveries-texas>. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [17] «Great Depression History». [Online]. Disponível em: <https://www.history.com/topics/great-depression/great-depression-history>. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [18] «Energy Crisis (1970s)». [Online]. Disponível em: <https://www.history.com/topics/1970s/energy-crisis>. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [19] S. R. Majumdar, «A Prospect Theory Analysis of California ' s Initiatives», vol. 22, n. 2, pp.157–170, 2005.
- [20] «GM Electric Vehicles». [Online]. Disponível em: https://www.gmheritagecenter.com/featured/Electric_Vehicles.html. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [21] «GM announces its electric car». [Online]. Disponível em: <https://www.history.com/this-day-in-history/gm-announces-its-electric-car>. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [22] A. Mendoza e J. Argueta, «GM EV1 Panasonic Lead Acid Battery», n. April, 2000.
- [23] «The Death of the EV-1». [Online]. Disponível em: <https://www.smithsonianmag.com/science-nature/the-death-of-the-ev-1-118595941/>. [Acedido: 21-Mai-2020]
- [24] «Chevron and EVs». [Online]. Disponível em: <http://www.ev1.org/chevron.htm>. [Acedido: 30-Mai-2020]
- [25] «Timeline: History of the Electric Car». [Online]. Disponível em: <https://www.energy.gov/timeline/timeline-history-electric-car>. [Acedido: 30-Mai-2020]
- [26] B. Abbott, «GM EV1 survivor», 2019. [Online]. Disponível em: <https://www.flickr.com/photos/wbaiv/49028377017>. [Acedido: 17-Jun-2020]
- [27] C. Park, *Next generation lithium ion batteries for electrical vehicles*. In-Tech, 2010. ISBN: 9789533070582.
- [28] «History of Tesla: Timeline and Facts». [Online]. Disponível em: <https://www.thestreet.com/technology/history-of-tesla-15088992>. [Acedido: 04-Jun-2020]
- [29] «A Bit About Batteries». [Online]. Disponível em: https://www.tesla.com/pt_PT/blog/bit-about-batteries. [Acedido: 04-Jun-2020]
- [30] «Tesla's mission is to accelerate the world's transition to sustainable energy.» [Online]. Disponível em: <https://www.tesla.com/about>. [Acedido: 04-Jun-2020]
- [31] «Rimac». [Online]. Disponível em: <https://ctwo.rimac-automobili.com/>. [Acedido: 12-Jun-2020]
- [32] «Taycan Turbo S». [Online]. Disponível em: <https://www.porsche.com/portugal/models/taycan/taycan-models/taycan-turbo-s/>. [Acedido: 12-Jun-2020]
- [33] «Veículos Elétricos BMW». [Online]. Disponível em: <https://www.bmw.pt/pt/topics/fascination-bmw/electromobility2020/veiculos-eletricos.html>. [Acedido: 02-Jun-2020]
- [34] «Mobilidade elétrica inteligente». [Online]. Disponível em: <https://www.mercedes-benz.pt/passengercars/mercedes-benz-cars/electromobility/eq-power/eq-power-intro.module.html>. [Acedido: 02-Jun-2020]
- [35] «e-tron». [Online]. Disponível em: <https://www.audi.pt/pt/web/pt/modelos/e-tron/audi-e>

- tron.html. [Acedido: 02-Jun-2020]
- [36] «How Formula E is driving the electric cars of the future». [Online]. Disponível em: <https://www.thenationalnews.com/lifestyle/motoring/how-formula-e-is-driving-the-electric-cars-of-the-future-1.803179>. [Acedido: 14-Jun-2020]
- [37] «Why This Electric Car Racing League Matters Even If You Don't Care About Cars». [Online]. Disponível em: <https://time.com/5622578/formula-e/>. [Acedido: 14-Jun-2020]
- [38] «HISTORY OF FORMULA E». [Online]. Disponível em: <https://www.fiaformulae.com/en/discover/history>. [Acedido: 14-Jun-2020]
- [39] J. Mucira, «Tesla Model S», *Pixabay*, 2021. [Online]. Disponível em: <https://pixabay.com/pt/illustrations/tesla-carro-tesla-carro-veiculo-5934919/>. [Acedido: 25-Fev-2021]
- [40] N. ABDELKAFI, S. MAKHOTIN, e T. POSSELT, «BUSINESS MODEL INNOVATIONS FOR ELECTRIC MOBILITY – WHAT CAN BE LEARNED FROM EXISTING BUSINESS MODEL PATTERNS?», *Int. J. Innov. Manag.*, vol. 17, n. 01, p.1340003, Fev. 2013. DOI: 10.1142/S1363919613400033.
- [41] Hannah Ritchie and Max Roser, «CO₂ and Greenhouse Gas Emissions». [Online]. Disponível em: <https://ourworldindata.org/co2-and-other-greenhouse-gas-emissions>. [Acedido: 24-Jun-2020]
- [42] M. Finger e M. Audouin, *The Governance of Smart Transportation Systems: Towards New Organizational Structures for the Development of Shared, Automated, Electric and Integrated Mobility*. Springer, 2018. ISBN: 9783319965260.
- [43] «Renewable energy generation». [Online]. Disponível em: <https://ourworldindata.org/renewable-energy>. [Acedido: 24-Jun-2020]
- [44] «ENERGIAS RENOVÁVEIS». [Online]. Disponível em: <https://rea.apambiente.pt/content/energias-renovaveis>. [Acedido: 26-Jun-2020]
- [45] F. Nacional, D. Nacional, S. Ges-, I. Imobili, e M. El, «Resolução do Conselho de Ministros n.º 49/2016 de 1 de setembro», *Diário da República*, 2016. ISBN: 2611089469.
- [46] O. do T. e E. Ministério do Ambiente, «Despacho n.º 8809/2015», *Diário da República*, vol. 154, n. 2.ª série, pp.22275–22279, 2015.
- [47] Pedro Isidoro, «Recorde de vendas de VE em 2018 em Portugal», 2019. [Online]. Disponível em: <https://www.uve.pt/page/recorde-de-vendas-de-ve-em-2018emportugal/>. [Acedido: 15-Out-2020]
- [48] Telmo Azevedo, «Fim do período transitório dos carregamentos gratuitos na rede PCN», 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.uve.pt/page/fim-do-periodo-transitorio-dos-carregamentos-gratuitos-na-rede-pcn/>. [Acedido: 15-Out-2020]
- [49] M. Nascimento, «Vendas de Veículos Elétricos em dezembro de 2020 aumentaram 135.6% face ao mês homólogo», 2021. [Online]. Disponível em: <https://www.uve.pt/page/vendas-ve-janeiro-a-dezembro-2020/>. [Acedido: 12-Jan-2021]
- [50] M. Nascimento, «Rede Pública de Carregamento para Veículos Elétricos: O fim do Projeto Piloto», 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.uve.pt/page/blueauto-33-juho-2020-fim-do-projeto-piloto/>. [Acedido: 13-Jan-2021]
- [51] «Global electric car stock, 2010-2019», 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/global-electric-car-stock-2010-2019>. [Acedido: 13-Jan-2021]

- [52] APA, «COP21 - Paris 2015». [Online]. Disponível em: <https://apambiente.pt/index.php?ref=16&subref=81&sub2ref=1251>. [Acedido: 15-Jan-2021]
- [53] «Global EV Outlook 2020 - Entering the decade of electric drive?», 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2020>. [Acedido: 12-Jan-2021]
- [54] Lusa, «Mais de metade dos carros vendidos na Noruega em 2020 são elétricos», 2021. [Online]. Disponível em: <https://www.noticiasao minuto.com/economia/1658819/mais-de-metade-dos-carros-vendidos-na-noruega-em-2020-sao-eletricos>. [Acedido: 15-Jan-2021]
- [55] «Os doze países mais limpos: quem lidera nas energias renováveis», 2019. [Online]. Disponível em: <https://www.be-the-story.com/pt/ambiente/os-doze-paises-mais-limpos-quem-lidera-nas-energias-renovaveis/>. [Acedido: 16-Dez-2020]
- [56] «Global EV Outlook 2019 Scaling up the transition to electric mobility», 2019. [Online]. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2019>. [Acedido: 15-Jan-2021]
- [57] M. J. Piernas Muñoz e E. Castillo Martinez, [Online]. DOI: 10.1007/978-3-319-91488-6_1.
- [58] A. Link, *Battery Technology for Electric Vehicles*. Routledge, 2015. ISBN: 9781315749303.
- [59] David Linden, *LINDEN'S HANDBOOK OF BATTERIES*, Fourth edi. McGrawHill, 2010. ISBN: 9780071624190.
- [60] «Second-life EV batteries: The newest value pool in energy storage», 2019. [Online]. Disponível em: <https://www.mckinsey.com/industries/automotive-and-assembly/our-insights/second-life-ev-batteries-the-newest-value-pool-in-energy-storage#>. [Acedido: 02-Jul-2020]
- [61] C. Aichberger e G. Jungmeier, «Environmental Life Cycle Impacts of Automotive Batteries Based on a Literature Review», *Energies*, vol. 13, n. 23, p.6345, Dez. 2020. DOI: 10.3390/en13236345.
- [62] Philips Semiconductor Ltd, «Application note NiMH and NiCd battery management», *Microprocess. Microsyst.*, vol. 19, n. 3, pp.165–174, 1995.
- [63] S. R. Ovshinsky *et al.*, «Advanced materials for next generation NiMH portable, HEV and EV batteries», *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 14, n. 5, pp.17–23, Mai. 1999. DOI: 10.1109/62.765774.
- [64] W. Renhart, C. Magele, e B. Schweighofer, «FEM-based thermal analysis of NiMH batteries for hybrid vehicles», *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, n. 6, pp.802–805, 2008. DOI: 10.1109/TMAG.2007.916579.
- [65] «Nickel-based Batteries». [Online]. Disponível em: https://batteryuniversity.com/learn/article/nickel_based_batteries. [Acedido: 04-Jul-2020]
- [66] B. Scrosati, «History of lithium batteries», *J. Solid State Electrochem.*, vol. 15, n. 7–8, pp.1623–1630, Jul. 2011. DOI: 10.1007/s10008-011-1386-8.
- [67] M. ANDERMAN, «Lithium-polymer batteries for electrical vehicles: A realistic view», *Solid State Ionics*, vol. 69, n. 3–4, pp.336–342, Ago. 1994. DOI: 10.1016/0167-2738(94)90421-9.
- [68] X. Chen, W. Shen, T. T. Vo, Z. Cao, e A. Kapoor, «An overview of lithium-ion batteries for electric vehicles», em *2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)*, 2012, pp.230–235. DOI: 10.1109/ASSCC.2012.6523269.
- [69] P. Kurzweil, «Post-lithium-ion battery chemistries for hybrid electric vehicles and battery electric vehicles», em *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*, Elsevier, 2015, pp.127–

172. DOI: 10.1016/B978-1-78242-377-5.00007-8.
- [70] Luz Yolanda Toro Suarez, *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design*. 2015. ISBN: 9780128014561.
- [71] «Exploração de Lítio em Portugal: Quais são os riscos ambientais?», 2020. [Online]. Disponível em: <https://greensavers.sapo.pt/exploracao-de-litio-em-portugal-quais-sao-os-riscos-ambientais/>. [Acedido: 25-Dez-2020]
- [72] A. K. Padhi e I. L. Us, «United States Patent», vol. 1, n. 12, 2003.
- [73] Y. Liu, D. Liu, Q. Zhang, D. Yu, J. Liu, e G. Cao, «Lithium iron phosphate/carbon nanocomposite film cathodes for high energy lithium ion batteries», *Electrochim. Acta*, vol. 56, n. 5, pp.2559–2565, Fev. 2011. DOI: 10.1016/j.electacta.2010.11.050.
- [74] J. Wang, Z. Sun, e X. Wei, «Performance and characteristic research in LiFePO₄ battery for electric vehicle applications», em *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, vol. 4, n. 1, pp.1657–1661. DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289664.
- [75] A. Arya e A. L. Sharma, «Polymer electrolytes for lithium ion batteries: a critical study», *Ionics (Kiel)*, vol. 23, n. 3, pp.497–540, Mar. 2017. DOI: 10.1007/s11581-016-1908-6.
- [76] «Our Story». [Online]. Disponível em: <https://www.breakthroughenergy.org/our-story/our-story>. [Acedido: 01-Jul-2020]
- [77] Oliver Sachgau, «BMW signs \$2.3B battery order with Northvolt», 2020. [Online]. Disponível em: <https://europe.autonews.com/suppliers/bmw-signs-23b-battery-order-northvolt>. [Acedido: 10-Ago-2020]
- [78] Luz Yolanda Toro Suarez, *Lithium–Sulfur Batteries Edited*. 2015. ISBN: 9781119297857.
- [79] X. Li *et al.*, «Safe and Durable High-Temperature Lithium–Sulfur Batteries via Molecular Layer Deposited Coating», *Nano Lett.*, vol. 16, n. 6, pp.3545–3549, Jun. 2016. DOI: 10.1021/acs.nanolett.6b00577.
- [80] J. Kasemchainan e P. G. Bruce, «All-Solid-State Batteries and their Remaining Challenges», *Johnson Matthey Technol. Rev.*, vol. 62, n. 2, pp.177–180, Abr. 2018. DOI: 10.1595/205651318X696747.
- [81] «Toyota’s game-changing solid-state battery en route for 2021 debut». [Online]. Disponível em: <https://asia.nikkei.com/Spotlight/Most-read-in-2020/Toyota-s-game-changing-solid-state-battery-en-route-for-2021-debut>. [Acedido: 28-Dez-2020]
- [82] A. E. Lakraychi e A. Vlad, «Organic Batteries - the route towards sustainable electrical energy storage technologies», *Chim. Nouv.*, vol. 127, pp.1–9, 2018.
- [83] James Attwood, «Mercedes-Benz evaluating organic battery technology for future use», *Autocar UK*, 2020. [Online]. Disponível em: <https://www.autocarpro.in/news-international/mercedesbenz-evaluating-organic-battery-technology-for-future-use-56071>. [Acedido: 26-Set-2020]
- [84] «VISION AVTR – inspired by AVATAR». [Online]. Disponível em: <https://www.mercedes-benz.com/en/vehicles/passenger-cars/mercedes-benz-concept-cars/vision-avtr/>. [Acedido: 26-Set-2020]
- [85] «BMW i3». [Online]. Disponível em: https://www.wattson.pt/carros/__trashed-5/. [Acedido: 03-Out-2020]

- [86] B. U. Group, «Types of Lithium-ion». [Online]. Disponível em: https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/types_of_lithium_ion. [Acedido: 03-Out-2020]
- [87] A. Nikolian, J. De Hoog, K. Fleurbay, J. Timmermans, P. Van De Bossche, e J. Van Mierlo, «Classification of Electric modelling and Characterization methods of Lithium-ion Batteries for Vehicle Applications», *Eur. Electr. Veh. Congr.*, n. December, pp.1–15, 2014.
- [88] X. Feng, H. B. Gooi, e S. X. Chen, «An improved lithium-ion battery model with temperature prediction considering entropy», em *2012 3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, 2012, pp.1–8. DOI: 10.1109/ISGTEurope.2012.6465668.
- [89] J. Yan, G. Xu, H. Qian, Y. Xu, e Z. Song, «Model Predictive Control-Based Fast Charging for Vehicular Batteries», *Energies*, vol. 4, n. 8, pp.1178–1196, Ago. 2011. DOI: 10.3390/en4081178.
- [90] S. Madani, E. Schaltz, e S. Knudsen Kær, «An Electrical Equivalent Circuit Model of a Lithium Titanate Oxide Battery», *Batteries*, vol. 5, n. 1, p.31, Mar. 2019. DOI: 10.3390/batteries5010031.
- [91] Chih-Chiang Hua e Meng-Yu Lin, «A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles», em *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*, 2000, vol. 1, pp.135–140. DOI: 10.1109/ISIE.2000.930500.
- [92] E. Ayoub e N. Karami, «Review on the charging techniques of a Li-Ion battery», em *2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, 2015, n. April 2015, pp.50–55. DOI: 10.1109/TAECE.2015.7113599.
- [93] J. Yang, B. Xia, W. Huang, Y. Fu, e C. Mi, «Online state-of-health estimation for lithium-ion batteries using constant-voltage charging current analysis», *Appl. Energy*, vol. 212, n. January, pp.1589–1600, Fev. 2018. DOI: 10.1016/j.apenergy.2018.01.010.
- [94] H. A. Kiehne, *Battery Technology Handbook*, Second edi. CRC Press, 2003. ISBN: 0824742494.
- [95] C&D technologies, «Charging of valve regulated lead acid batteries», *J. Power Sources*, vol. 53, pp.143–147, 1995.
- [96] Panasonic, «Charging Methods - Continued», n. August, pp.19–24, 2005.
- [97] R. Baroody, «Evaluation of rapid electric battery charging techniques», 2009. Disponível em: <http://digitalscholarship.unlv.edu/thesesdissertations/156/>
- [98] M. R. Jongerden e B. R. Haverkort, «Battery Aging, Battery Charging and the Kinetic Battery Model: A First Exploration», 2017, vol. 10503 LNCS, n. September, pp.88–103. DOI: 10.1007/978-3-319-66335-7_6.
- [99] T. B. Reddy, *Linden's Handbook of Batteries*, Fourth edi. McGraw-Hill Professional, 2010. ISBN: 9780071624213.
- [100] M. E. Fuller, «A battery model for constant-power discharge including rate effects», *Energy Convers. Manag.*, vol. 88, n. January, pp.199–205, Dez. 2014. DOI: 10.1016/j.enconman.2014.08.015.
- [101] D. Ravi, B. Mallikarjuna Reddy, S. S.L, e P. Samuel, «Bidirectional dc to dc Converters: An Overview of Various Topologies, Switching Schemes and Control Techniques», *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 7, n. 4.5, p.360, Set. 2018. DOI: 10.14419/ijet.v7i4.5.20107.
- [102] C. -C. Lin, L. -S. Yang, e G. W. Wu, «Study of a non-isolated bidirectional DC–DC converter», *IET*

- Power Electron.*, vol. 6, n. 1, pp.30–37, Jan. 2013. DOI: 10.1049/iet-pel.2012.0338.
- [103] S. Usha, «Analysis of Non-Isolated Bidirectional Active Clamped DC-DC Converter for PV and Battery Integrated Systems», *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 9, n. 1, pp.1–7, Jan. 2016. DOI: 10.17485/ijst/2016/v9i22/93191.
- [104] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, e R. Yershov, «A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems», em *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*, 2016, pp.22–28. DOI: 10.1109/YSF.2016.7753752.
- [105] C. R. Baier, M. Torres, J. A. Munoz, R. A. Marco, E. N. Eduardo, e P. Acuna, «Bidirectional power flow control of a single-phase current-source grid-tie battery energy storage system», *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2015-Septe, pp.1372–1377, 2015. DOI: 10.1109/ISIE.2015.7281673.
- [106] F. V. P. Robinson, «Power electronics converters, applications and design», *Microelectronics J.*, vol. 28, n. 1, pp.105–106, Jan. 1997. DOI: 10.1016/S0026-2692(97)87859-7.
- [107] F. L. Tofoli, *Conversores CC-CC Não Isolados: Análise, Modelagem e Controle*. Artliber Editora Ltda., 2018. ISBN: 9788588098817.
- [108] N. Muhammad H. Rashid Kumar e A. R. Kulkarni, *Power electronics: devices, circuits and applications*, Fourth edi. PEARSON, 2014. ISBN: 9780273769088.
- [109] S. A. Zulkifli, «Cascaded buck-boost converters: Output voltage regulation & constant inductor current», em *2013 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, 2013, pp.111–116. DOI: 10.1109/ISIEA.2013.6738978.
- [110] C. Viana, M. Keshani, e P. W. Lehn, «Interleaved Buck-Boost Integrated DC Fast Charger with Bidirectional Fault Blocking Capability», em *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2019, pp.1–7. DOI: 10.1109/COMPEL.2019.8769656.
- [111] E. Babaei e Z. Saadatizadeh, «A new interleaved bidirectional dc/dc converter with zero voltage switching and high voltage gain: analyses, design and simulation», *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 45, n. 11, pp.1773–1800, Nov. 2017. DOI: 10.1002/cta.2360.
- [112] O. Hegazy, J. Van Mierlo, e P. Lataire, «Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles», em *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2011, n. May, pp.1–7. DOI: 10.1109/PowerEng.2011.6036530.
- [113] T.-R. Granados-Luna *et al.*, «Two-Phase, Dual Interleaved Buck–Boost DC–DC Converter for Automotive Applications», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, n. 1, pp.390–402, Jan. 2020. DOI: 10.1109/TIA.2019.2942026.
- [114] A. MacLaurin, R. Okou, P. Barendse, M. A. Khan, e P. Pillay, «Control of a flywheel energy storage system for rural applications using a Split-Pi DC-DC converter», *2011 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2011*, pp.265–270, 2011. DOI: 10.1109/IEMDC.2011.5994857.
- [115] A. Alzahrani, P. Shamsi, e M. Ferdowsi, «Single and interleaved split-pi DC-DC converter», em *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2017, vol. 2017-Janua, pp.995–1000. DOI: 10.1109/ICRERA.2017.8191207.
- [116] T. Ahmad e S. Sobhan, «Performance analysis of bidirectional split-Pi converter integrated with passive ripple cancelling circuit», *ECCE 2017 - Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Eng.*, pp.433–437, 2017. DOI: 10.1109/ECACE.2017.7912943.

- [117] M. K. Kazimierczuk, «Buck PWM DC-DC Converter», em *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, Ltd., 2012, pp.23–83. DOI: 10.1002/9780470694640.ch2.
- [118] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, e J. L. Afonso, «Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters», em *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp.1519–1525. DOI: 10.1109/IECON.2014.7048703.
- [119] D. Kalyanraj e S. L. Prakash, «Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter», em *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 2013, pp.310–315. DOI: 10.1109/ICPEC.2013.6527672.
- [120] K. H. Mohamed, T. Bin Ibrahim, e N. Saad, «DC-AC inverter using hysteresis current controller with a low pass filter for WECS», em *2013 IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2013, n. June, pp.352–357. DOI: 10.1109/PEOCO.2013.6564571.
- [121] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, e Z. Wang, «A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n. 7, pp.3330–3339, Jul. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2181419.
- [122] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, e B. P. McGrath, «A fully digital hysteresis current controller for current regulation of grid connected PV inverters», em *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014, pp.1–8. DOI: 10.1109/PEDG.2014.6878684.
- [123] O. V. S. R. Varaprasad e D. V. S. S. Siva Sarma, «An improved three level Hysteresis Current Controller for single phase shunt active power filter», em *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2014, vol. 2015-May, pp.1–5. DOI: 10.1109/IICPE.2014.7115764.
- [124] R. G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, Third edit. PEARSON, 2010. ISBN: 9780137028450.
- [125] J. Selvaraj, N. A. Rahim, e C. Krismadinata, «Digital PI current control for grid connected PV inverter», em *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2008, pp.742–746. DOI: 10.1109/ICIEA.2008.4582614.
- [126] A. I. Maswood e E. Al-Ammar, «Analysis of a PWM voltage source inverter with PI controller under non-ideal conditions», *2010 9th Int. Power Energy Conf. IPEC 2010*, pp.193–198, 2010. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5697104.
- [127] A. I. Maswood e E. Al-Ammar, «Analysis of a PWM voltage source inverter with PI controller under non-ideal conditions», em *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp.193–198. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5697104.
- [128] A. Nachiappan, K. Sundararajan, e V. Malarselvam, «Current controlled voltage source inverter using Hysteresis controller and PI controller», em *2012 International Conference on Power, Signals, Controls and Computation*, 2012, pp.1–6. DOI: 10.1109/EPSCICON.2012.6175247.
- [129] P. I. Expansion *et al.*, «TMS320F2802x Microcontrollers», p.135, 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/product/TMS320F28027>
- [130] M. Schwabener Str e D.-I. habil Jigou Liu, «Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A», vol. 49, n. May, pp.2574100–2574102, 2016. Disponível em: <http://www.cy-sensors.com>
- [131] L. E. Motion, «Current Transducer LTSR 15-NP», *Young*, vol. 165, pp.161–165, 2000. Disponível

- em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ltsr_15-np.pdf
- [132] T. Instruments, «Datasheet: xx555 Precision Timers PACKAGE», p.37, 2014. Disponível em: <https://www.ti.com/product/NE555>
- [133] T. Instruments, «Quadruple 2-Input Positive-OR Gates datasheet», 24AD. Disponível em: <https://www.ti.com/product/SN74LS32>
- [134] M. P. Solutions, «MEJ1 Series», pp.1–9, 2017. Disponível em: https://power.murata.com/datasheet?/data/power/ncl/kdc_mej1.pdf
- [135] W. A. C. Company, «Cree CMF20102D SiC MOSFET», n. 1, pp.1–10, 2017. Disponível em: <https://www.wolfspeed.com/900v-silicon-carbide-mosfets>
- [136] VISHAY, «Capacitance and ESR», p.1, 2017. Disponível em: https://www.vishay.com/docs/48298/_did-you-know-aluminum-parasitics_vmn-ms7377-1710.pdf
- [137] M. Salcone e J. Bond, «Selecting film bus link capacitors for high performance inverter applications», em *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp.1692–1699. DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075431.
- [138] Analog Devices, «Decoupling Techniques - MT 101 Tutorial», pp.1–14, 2009.
- [139] G. Li, L. Zhai, H. Feng, e H. Gu, «Optimization Design Method of Decoupling Capacitor in PCB Hardware of Electric Vehicle Controller», *Energy Procedia*, vol. 105, pp.3201–3206, Mai. 2017. DOI: 10.1016/j.egypro.2017.03.701.
- [140] M. Score, «Ceramic or electrolytic output capacitors in DC / DC converters – Why not both?», *Analog Appl. J.*, pp.1–7, 2015. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slyt639/slyt639.pdf>