



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Rui Emanuel Costa Ferreira

Desenvolvimento de um Carregador de
Baterias para Veículos Elétricos com Operação
como UPS – V2H - Vehicle-to-Home Operation
Mode



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Rui Emanuel Costa Ferreira

Desenvolvimento de um Carregador de
Baterias para Veículos Elétricos com Operação
como UPS – V2H - Vehicle-to-Home Operation
Mode

Dissertação de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

Ao meu Pai.

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação de mestrado só foi possível graças ao apoio incondicional e colaboração de um conjunto de pessoas às quais endereço os mais sinceros e profundos agradecimentos.

Em primeiro lugar ao meu orientador, Professor Doutor João Luiz Afonso, por todo o auxílio prestado, e dedicação e paciência demonstradas.

Ao Doutor Vítor Monteiro por todas as sugestões e críticas construtivas que me ajudaram no decorrer deste projeto, pela ajuda prestada na escrita e pelos grandiosos valores humanos transmitidos.

Aos meus amigos, Tiago Sousa, Luís Barros, Flávio Carvalho, Jorge Costa e João Pinto por todo o apoio prestado sempre que necessário e possível, e pelo bom ambiente proporcionado ao longo da realização desta dissertação.

Aos meus colegas e amigos investigadores do laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) Gabriel Pinto, Delfim Pedrosa e Bruno Exposto por estarem sempre presentes e pelo auxílio prestado nas adversidades que surgiram no decorrer dos trabalhos.

Ao Tomás por todo o auxílio prestado na escrita deste documento e pelos conselhos dados, bem como por toda a amizade demonstrada nos diferentes momentos do percurso académico e fora da vida académica.

À Eduarda por todo o carinho demonstrado, por me amparar nas horas de maior dificuldade e pela amizade demonstrada.

Um sentido e muito especial agradecimento aos meus pais Amâncio Ferreira e Delfina Costa, ao meu irmão Pedro Ferreira, por todo o apoio incondicional de que necessitei ao longo deste percurso académico.

Por fim, um especial abraço ao meu pai, que apesar de já não se encontrar entre nós, ter partido para um lugar melhor, certamente sentirá uma grande satisfação pela conclusão desta importante etapa na minha vida.

Resumo

Os Veículos Elétricos (VEs) são vistos no setor dos transportes como um dos meios mais promissores na luta pela sustentabilidade. Contudo, a integração dos VEs na rede elétrica acarreta novos desafios na gestão desta, principalmente, tendo em conta o carregamento das suas baterias, ou seja, a operação dos VEs no modo *Grid-to-Vehicle* (G2V). Em contrapartida aos desafios que acarreta a integração destes veículos na rede elétrica, surgem novos conceitos associados ao funcionamento dos VEs equipados com carregadores bidirecionais, que permitem a operação em outros modos, tais como *Vehicle-to-Grid* (V2G) e *Vehicle-to-Home* (V2H), que integram inúmeras vantagens. Neste sentido, esta dissertação de mestrado integrado teve como finalidade o desenvolvimento de um sistema de carregamento de baterias *on-board* bidirecional que permita o funcionamento dos VEs como uma fonte de tensão ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*), associado ao funcionamento do VE no modo de operação V2H.

O sistema de carregamento de baterias utilizado é constituído por um sistema integrado de potência, do qual constam um conversor CA-CC bidirecional, responsável pela interface entre a rede elétrica e o barramento CC, um conversor CC-CC bidirecional, responsável pela interface entre o barramento CC e as baterias, e ainda elementos passivos inerentes aos respetivos conversores. Além do sistema integrado de potência existe ainda um sistema integrado de controlo, responsável pelo controlo do sistema de carregamento de baterias.

Ao longo desta dissertação é apresentado um estudo breve sobre a história e evolução dos VEs, um enquadramento destes no setor dos transportes, e estão apresentadas as diferentes topologias de VEs existentes na atualidade, bem como os desafios e as oportunidades que resultam da integração destes na atual rede elétrica. Posteriormente, é apresentado um levantamento dos conversores que podem ser empregues em sistemas de carregamento de baterias para VEs e das técnicas de controlo que se podem implementar em conjunto com os referidos conversores. Por fim, de modo a avaliar o funcionamento do carregador de baterias nos modos G2V e V2H, são apresentadas as simulações computacionais realizadas com recurso à ferramenta de simulação *PSIM*, sendo os resultados de simulação validados posteriormente por resultados experimentais obtidos em ensaios realizados em bancada ao protótipo do sistema de carregamento de baterias desenvolvido.

Palavras-Chave: Veículo Elétrico (VE), Conversor Bidirecional, *Grid-to-Vehicle* (G2V), *Vehicle-to-Grid* (V2G), *Vehicle-to-Home* (V2H).

Abstract

In the fight for sustainability, Electric Vehicles (EVs) are seen as one of the most effective tools in the transport sector. However, the integration of EVs into the electrical grid poses new challenges in its managing considering the charging of their batteries, i.e., the operation of EVs in the Grid-to-Vehicle (G2V) mode. In contrast to the challenges that entails these vehicles integration into the grid, there are new concepts associated with the operation of EVs equipped with bidirectional chargers, such as Vehicle-to-Grid (V2G) and Vehicle-to-Home (V2H), integrating numerous advantages. In this sense, this masters dissertation aims at the development of an on-board bidirectional battery charging system that allows operation of EVs as an Uninterruptible Power Supply (UPS), associated with the operation of EVs in V2H mode.

The used battery charging system is constituted by an integrated power system, which contains a bidirectional AC-DC converter, responsible for the interface between the grid and the DC bus, a bidirectional DC-DC converter, responsible for the interface between the DC bus and the batteries, and passive components inherent to the respective converters. In addition to the integrated power system, there is also an integrated control system responsible for the battery charging system control.

Throughout this dissertation a historical survey of EVs is carried out, it is explained how these vehicles fit in the transport sector, and are presented-different EVs topologies, as well as the challenges and opportunities arising from the integration of EVs into the electrical power grid. Subsequently it is presented a survey of converters that can be employed in battery charging systems for EVs, as well as control techniques that can be implemented with these converters. Finally, in order to assess the operation of a battery charger in G2V and V2H modes, computer simulations are performed using the *PSIM* simulation tool, and the simulation results are further validated by experimental results obtained with a developed batteries charging system prototype.

Keywords: Electric Vehicle (EV), Bidirectional Converter, Grid-to-Vehicle (G2V), Vehicle-to-Grid (V2G), Vehicle-to-Home (V2H).

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xix
Acrónimos e Siglas	xxi
Nomenclatura.....	xxiii
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 A História dos Veículos Elétricos	1
1.2 Os VEs e o Setor dos Transportes.....	4
1.3 A Integração dos VEs na Rede Elétrica	6
1.4 Enquadramento	10
1.5 Motivações.....	11
1.6 Objetivos.....	12
1.7 Contribuições Relevantes.....	13
1.8 Organização da Dissertação	14
Capítulo 2 Sistemas de Carregamento Bidirecionais de Baterias para Veículos Elétricos	15
2.1 Introdução.....	15
2.2 Conversores CA-CC Unidirecionais.....	17
2.2.1 Conversor <i>Boost</i> Convencional	18
2.2.2 Conversor <i>Bridgeless Boost</i>	20
2.2.3 Conversor <i>Interleaved Boost</i>	21
2.2.4 Conversor <i>Three Level Boost</i>	23
2.3 Conversores CA-CC Bidirecionais	25
2.3.1 Conversor <i>Half-Bridge</i>	26
2.3.2 Conversor <i>Full-Bridge</i>	27
2.3.3 Conversor <i>Diode-Clamped</i>	29
2.3.4 Conversor <i>Flying-Capacitor</i>	30
2.3.5 Conversor <i>Cascade Multicell</i>	32
2.4 Conversores CC-CC Unidirecionais	33
2.4.1 Conversor <i>Boost</i> Convencional	34
2.4.2 Conversor <i>Buck</i> Convencional.....	35
2.5 Conversores CC-CC Bidirecionais	37
2.5.1 Conversor <i>Half-Bridge</i>	37
2.5.2 Conversor <i>Interleaved Buck-Boost</i>	39
2.6 Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores CA-CC.....	40
2.6.1 Controlo de Corrente por Histerese	41
2.6.2 Controlo de Corrente <i>Periodic Sampling</i>	43
2.6.3 Controlo de Corrente Proporcional Integral (PI)	44
2.6.4 Controlo de Corrente Preditivo.....	46
2.7 Conclusões.....	50
Capítulo 3 Simulação dos Modos de Operação dos Veículos Elétricos	53

3.1	Introdução	53
3.2	Modelo de Simulação do Sistema de Carregamento de Baterias para VE	54
3.2.1	Modelo do Conversor CA-CC Bidirecional	56
3.2.2	Modelo do Conversor CC-CC Bidirecional	59
3.2.3	Modelo das Baterias	61
3.3	Controlo do Conversor CA-CC	62
3.3.1	<i>Phase-Locked Loop</i> (PLL)	64
3.3.2	Regulação da Tensão no Barramento CC	68
3.3.3	Controlo de Corrente	71
3.3.4	Controlo de Tensão	77
3.3.5	Modulação PWM Sinusoidal	80
3.4	Controlo do Conversor CC-CC	82
3.4.1	Algoritmo de Carregamento	84
3.4.2	Algoritmo de Descarregamento	87
3.5	Algoritmo de Controlo de Detecção de Falhas	89
3.5.1	Cálculo Tradicional do Valor Eficaz (RMS)	90
3.5.2	Estimativa do Valor Eficaz (RMS) Baseado no Filtro de <i>Kalman</i>	92
3.6	Simulações do Modo de Operação V2H	94
3.6.1	Carga Resistiva (R)	95
3.6.2	Carga Resistiva-Indutiva (RL)	96
3.6.3	Retificador Monofásico com Carga RC	96
3.7	Conclusões	98
Capítulo 4	Descrição do Sistema de Controlo do Carregador de Baterias para Veículos Elétricos	101
4.1	Introdução	101
4.2	Sistema Integrado do Sistema Controlo	101
4.3	Sensores de Tensão	103
4.4	Sensores de Corrente	105
4.5	Circuito de Condicionamento de Sinal	106
4.6	Microcontrolador DSC	107
4.7	Circuito de DAC	110
4.8	Circuito de Proteção e Comando	110
4.9	Conclusões	111
Capítulo 5	Descrição do Andar de Potência do Carregador de Baterias para Veículos Elétricos	113
5.1	Introdução	113
5.2	Sistema Integrado de Potência	113
5.3	Quadro de Transferência	114
5.3.1	Disjuntor Eletrónico	115
5.3.2	<i>Driver</i> do Disjuntor Eletrónico	117
5.4	Módulo de IGBTs	119
5.5	Placa de <i>Driver</i> dos IGBTs	120
5.6	Placa de Proteção de <i>Gate</i> dos IGBTs	121
5.7	Condensador de <i>Snubber</i>	122
5.8	Condensadores do Barramento CC	122
5.9	Condensador do Conversor CA-CC	123
5.10	Bobinas dos Conversores CA-CC e CC-CC	124
5.11	Conclusões	125
Capítulo 6	Resultados Experimentais	126
6.1	Introdução	126

6.2	Quadro de Transferência.....	127
6.3	Resultados Experimentais do Modo de Operação G2V.....	129
6.3.1	<i>Phase-Locked Loop</i> (PLL).....	129
6.3.2	Tensão no Barramento CC.....	131
6.3.3	Corrente de Entrada do Sistema de Carregamento de Baterias.....	133
6.3.4	Corrente nas Baterias.....	135
6.4	Deteção de Falhas.....	136
6.5	Resultados Experimentais do Modo de Operação V2H.....	138
6.5.1	Modo de Operação V2H: Carga Resistiva.....	138
6.5.2	Modo de Operação V2H: Retificador a Díodos com Carga RC.....	139
6.5.3	Modo de Operação V2H: Carga Resistiva com Retificador a Díodos com Carga RC.....	140
6.5.4	Corrente nas Baterias e Tensão no Barramento CC.....	141
6.5.5	Transição do Modo de Operação V2H para o Modo G2V.....	143
6.6	Conclusões.....	144
Capítulo 7	Conclusões.....	147
7.1	Conclusões.....	147
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro.....	149
	Lista de Referências.....	151

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Conversor PFC do tipo <i>boost</i> convencional.	19
Figura 2.2 – Conversor PFC do tipo <i>bridgeless boost</i>	20
Figura 2.3 – Conversor PFC do tipo <i>interleaved boost</i>	22
Figura 2.4 – Conversor PFC do tipo <i>three level boost</i>	23
Figura 2.5 – Conversor <i>half-bridge</i>	26
Figura 2.6 – Conversor <i>full-bridge</i>	28
Figura 2.7 – Conversor <i>diode-clamped</i>	30
Figura 2.8 – Conversor <i>flying-capacitor</i>	31
Figura 2.9 – Conversor <i>cascade multicell</i>	33
Figura 2.10 – Conversor <i>boost</i> convencional.	34
Figura 2.11 – Conversor <i>buck</i> convencional.	36
Figura 2.12 – Conversor <i>half-bridge</i>	38
Figura 2.13 – Conversor <i>interleaved buck-boost</i>	39
Figura 2.14 – Diagrama de blocos do controlo por histerese.	42
Figura 2.15 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente por histerese: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada das correntes e das margens de histerese durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.	42
Figura 2.16 – Diagrama de blocos do controlo <i>periodic sampling</i>	43
Figura 2.17 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente <i>periodic sampling</i> para uma frequência de comutação máxima de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do <i>ripple</i> da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.	44
Figura 2.18 – Corrente de referência e de entrada do conversor com controlo de corrente <i>periodic sampling</i> para uma frequência de comutação máxima de 40 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do <i>ripple</i> da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.	44
Figura 2.19 – Diagrama de blocos do controlo PI com modulação PWM Sinusoidal.	45
Figura 2.20 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente PI com modulação PWM sinusoidal com frequência de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do <i>ripple</i> da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.	45
Figura 2.21 – Resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) a uma transição na corrente de referência (i_{ref}) do controlo PI com modulação PWM sinusoidal: (a) Vista geral das correntes; (b) Vista detalhada da resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) à variação brusca da corrente de referência (i_{ref}).	46
Figura 2.22 – Resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) a uma transição na corrente de referência (i_{ref}) do controlo preditivo com modulação PWM sinusoidal: (a) Vista geral das correntes; (b) Vista detalhada da resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) à variação brusca da corrente de referência (i_{ref}).	47
Figura 2.23 – Esquema elétrico do conversor CA-CC bidirecional <i>full-bridge</i>	48

Figura 2.24 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_m) com controlo de corrente preditivo com modulação PWM sinusoidal com frequência de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do <i>ripple</i> da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.....	50
Figura 3.1 – Modelo de simulação do carregador de baterias para VEs.....	54
Figura 3.2 – Conversor CA-CC <i>full-bridge</i> do sistema de carregamento de baterias para VEs: (a) Vista pormenorizada do conversor no modelo de simulação desenvolvido; (b) Esquema elétrico equivalente do conversor.....	56
Figura 3.3 – Conversor CC-CC <i>half bridge</i> do sistema de carregamento de baterias para VEs: (a) Vista pormenorizada do conversor no modelo de simulação; (b) Esquema elétrico equivalente do conversor; (c) Esquema elétrico equivalente do conversor durante o carregamento; (d) Esquema elétrico equivalente do conversor durante o descarregamento.....	60
Figura 3.4 – Baterias do sistema de carregamento de baterias para VEs: (a) Vista pormenorizada do modelo de baterias adotado no modelo de simulação; (b) Esquema elétrico equivalente das baterias.....	61
Figura 3.5 – Bloco de controlo do Sistema de carregamento de baterias para VEs.....	63
Figura 3.6 – Diagrama de blocos do controlo aplicado ao conversor CA-CC <i>front-end</i>	64
Figura 3.7 – Diagrama de blocos da PLL com ajuste de fase e amplitude implementada.....	65
Figura 3.8 – PLL a sincronizar com a tensão da rede elétrica sem THD.....	66
Figura 3.9 – PLL a sincronizar com a tensão da rede elétrica com THD.....	67
Figura 3.10 – Adaptação da amplitude da PLL a variações da amplitude da tensão da rede.....	67
Figura 3.11 – Adaptação da frequência da PLL a variações da frequência da tensão da rede.....	68
Figura 3.12 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC no modo de operação G2V.....	68
Figura 3.13 – Regulação da Tensão do Barramento CC.....	70
Figura 3.14 – Detalhe da transição da etapa 1 para a etapa 2 e da regulação do barramento CC.....	70
Figura 3.15 – Detalhe da tensão no barramento CC após o início e durante o carregamento das baterias do VE.....	71
Figura 3.16 – Esquema elétrico do circuito modulado.....	72
Figura 3.17 – Diagrama de blocos da malha de controlo preditivo de corrente do conversor CA-CC.....	74
Figura 3.18 – Corrente de referência (i_{ref_sin}) e corrente do conversor (i_{conv}) do lado CA.....	75
Figura 3.19 – Evolução da tensão do barramento CC (V_{CC}) e da corrente do lado CA do conversor (i_{con}).....	75
Figura 3.20 – Corrente do lado CA do conversor CA-CC durante a pré-carga do barramento CC.....	76
Figura 3.21 – Corrente do lado CA do conversor durante o carregamento das baterias do VE.....	76
Figura 3.22 – Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante o carregamento de baterias.....	77
Figura 3.23 – Esquema elétrico do circuito modulado.....	78
Figura 3.24 – Diagrama de blocos da malha de controlo preditivo de tensão do conversor CA-CC.....	79
Figura 3.25 – Tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias (v_{cargas}) e sinal de referência produzido pelo bloco PLL.....	79
Figura 3.26 – Modulação SPWM unipolar e sinais de PWM dos IGBTs.....	81
Figura 3.27 – Modulador SPWM unipolar do conversor CA-CC implementado no <i>PSIM</i>	82
Figura 3.28 – Modulador PWM do conversor CC-CC implementado no <i>PSIM</i>	83
Figura 3.29 – Diagrama de blocos do controlo aplicado ao conversor CC-CC <i>back-end</i>	83
Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controlo PI utilizado no primeiro estágio do carregamento das baterias do VE.....	85

Figura 3.31 – Diagrama de blocos do controlo PI utilizado no segundo estágio do carregamento das baterias do VE.....	85
Figura 3.32 – Corrente de carregamento das baterias (I_{bat}) e corrente de referência (I_{bat_ref}).	86
Figura 3.33 – Tensão nas baterias ao longo do carregamento.	87
Figura 3.34 – Transição do estágio de carregamento por corrente contante para o estágio de carregamento por tensão constante.	87
Figura 3.35 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC no modo de operação V2H.	88
Figura 3.36 – Tensão no barramento CC durante a operação do conversor CC-CC como <i>boost</i>	88
Figura 3.37 – Esquema elétrico da rede elétrica no ambiente de simulação <i>PSIM</i>	89
Figura 3.38 – Detecção de falha da tensão da rede elétrica utilizando o método tradicional do cálculo do valor RMS.....	91
Figura 3.39 – Detecção de falha da tensão da rede elétrica utilizando o filtro de <i>Kalman</i> para estimar o valor RMS.....	94
Figura 3.40 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.	95
Figura 3.41 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.	96
Figura 3.42 – Retificador monofásico com carga RC: Esquema elétrico equivalente da carga.	97
Figura 3.43 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.	97
Figura 4.1 – <i>Rack</i> com todas as placas de controlo do sistema de carregamento de baterias para VEs.	102
Figura 4.2 – Diagrama de blocos da sequência de controlo do sistema de carregamento de baterias do VE.....	103
Figura 4.3 – Sensor de tensão <i>CYHVS025A</i> inserido na placa.....	104
Figura 4.4 – Esquema elétrico do sensor de tensão <i>CYHVS025A</i> inserido na placa.	104
Figura 4.5 – Sensor de corrente <i>LA 100-P</i> inserido na placa.	105
Figura 4.6 – Esquema elétrico do sensor de corrente <i>LA 100-P</i> inserido na placa.	106
Figura 4.7 – Placa de condicionamento de Sinal.	107
Figura 4.8 – (a) <i>ControlCard</i> com o DSC <i>TMS320F28335</i> integrado; (b) <i>Docking Station TMDDOCK28355</i> [108], [109].....	108
Figura 4.9 – Placa de adaptação da <i>controlCARD</i>	109
Figura 4.10 – Placa do DAC.	110
Figura 4.11 – Placa de proteção e comando.....	111
Figura 5.1 – Andar de potência do sistema de carregamento de baterias para VEs.	114
Figura 5.2 – Quadro de transferência.....	114
Figura 5.3 – Esquema elétrico do quadro de transferência.	115
Figura 5.4 – Esquema elétrico do disjuntor eletrónico.....	116
Figura 5.5 – Díodo rápido <i>STTH3012W</i> da <i>STMicroelectronics</i> [110]: (a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.....	116
Figura 5.6 – IGBT <i>FGA25N120AN</i> da <i>FAIRCHILD</i> [112]: (a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.....	116
Figura 5.7 – Placa de potência do disjuntor eletrónico desenvolvido.	117
Figura 5.8 – Diagrama de blocos do circuito de <i>driver</i> do disjuntor eletrónico.....	117
Figura 5.9 – Placa de <i>driver</i> do disjuntor eletrónico.	118
Figura 5.10 – Transístor <i>BC546B</i> da <i>ON Semiconductor</i> [113]: (a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.	118
Figura 5.11 – Encapsulamento do optoacoplador <i>HCPL-3120</i> [115].	119

Figura 5.12 – Encapsulamento da fonte CC-CC isolada <i>MEVID1515SC</i> [116].....	119
Figura 5.13 – Módulo de IGBTs <i>SKM100GB125DN</i> da <i>Semikron</i> : (a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [118].....	120
Figura 5.14 – <i>Driver</i> dos IGBTs na respetiva placa.....	120
Figura 5.15 – Placa de proteção de <i>gate</i> dos IGBTs.....	121
Figura 5.16 – Esquema elétrico do circuito de proteção de <i>gate</i>	121
Figura 5.17 – Condensador de <i>Snubber</i>	122
Figura 5.18 – Banco de condensadores do barramento CC.....	123
Figura 5.19 – Condensador do filtro <i>LC</i> [123].....	123
Figura 5.20 – Condensador do filtro <i>LC</i> [125].....	123
Figura 5.21 – Bobina do filtro <i>LC</i> conectado em série com o conversor CA-CC.....	124
Figura 5.22 – Bobina do conversor CC-CC.....	124
Figura 6.1 – Vista geral da bancada onde foram realizados os ensaios experimentais.....	127
Figura 6.2 – Falha da tensão da rede elétrica (100 V/div).....	128
Figura 6.3 – Restabelecimento da tensão da rede elétrica (100 V/div).....	128
Figura 6.4 – Restabelecimento da tensão da rede elétrica (100 V/div).....	129
Figura 6.5 – Sinal da PLL (v_{PLL}) sincronizado com a rede elétrica (v_{rede}).....	130
Figura 6.6 – Sinal da PLL (v_{PLL}) sincronizado com a rede elétrica (v_{rede}) em detalhe durante meio ciclo da tensão da rede elétrica.....	130
Figura 6.7 – Sinal da PLL (v_{PLL}) a sincronizar com a rede elétrica (v_{rede}).....	131
Figura 6.8 – Regulação da tensão do barramento CC V_{cc} (30 V/div).....	132
Figura 6.9 – Forma de onda da corrente de entrada do carregador de baterias i_{conv} (2 A/div).....	133
Figura 6.10 – Corrente de referência i_{ref_sin} e corrente de entrada do carregador de baterias i_{conv} (2 A/div).....	134
Figura 6.11 – Tensão da rede elétrica v_{rede} (20 V/div) e corrente consumida pelo conversor i_{conv} (2 A/div).....	134
Figura 6.12 – Resultado experimental do carregamento das baterias: Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).....	135
Figura 6.13 – Resultado experimental do carregamento das baterias: (a) Tensão no barramento CC V_{cc} (20 V/div); (b) Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).....	136
Figura 6.14 – Detecção de falha da rede utilizando o método tradicional do cálculo do valor RMS: (a) Tensão nas cargas (20 V/div); (b) Tensão da rede elétrica (20 V/div); (c) Valor eficaz da tensão da rede (20 V/div).....	136
Figura 6.15 – Detecção de falha da rede utilizando o filtro de <i>Kalman</i> para estimar o valor RMS: (a) Tensão nas cargas (20 V/div); (b) Tensão da rede elétrica (20 V/div); (c) Valor eficaz da tensão da rede (20 V/div).....	137
Figura 6.16 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (1 A/div).....	138
Figura 6.17 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (2 A/div).....	139
Figura 6.18 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (5 A/div).....	140
Figura 6.19 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (5 A/div).....	141
Figura 6.20 – Resultado experimental do descarregamento das baterias: (a) Tensão no barramento CC V_{cc} (20 V/div); (b) Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).....	142
Figura 6.21 – Transição do sistema de carregamento de baterias a operar como UPS para a rede elétrica.....	143

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Especificações elétricas do carregador de baterias <i>on-board</i> para VEs.	55
Tabela 3.2 – Valor dos componentes para o conversor CA-CC <i>front-end</i>	55
Tabela 3.3 – Valor dos componentes para o conversor CC-CC <i>back-end</i>	55
Tabela 3.4 – Valor de THD na tensão da rede e na PLL.....	67
Tabela 3.5 – Valor de THD na corrente de entrada do conversor e fator de potência do conversor CA-CC <i>front-end</i>	77
Tabela 3.6 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.....	95
Tabela 3.7 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.....	96
Tabela 3.8 – Valor dos componentes da carga.....	97
Tabela 3.9 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.....	98

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i>
VE	Veículo Elétrico
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
PHEV	<i>Plug-In Hybrid Electric Vehicle</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-Home</i>
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

Nomenclatura

f	Frequência da rede elétrica	Hz
f_a	Frequência de amostragem	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
T_s	Período de comutação	s
T_a	Período de amostragem	s
v_{rede}	Tensão da rede elétrica	V
v_{cargas}	Tensão nas cargas	V
v_{conv}	Tensão produzida pelo conversor CA-CC	V
V_{bat}	Tensão nas baterias	V
I_{bat}	Corrente nas baterias	A
V_{CC}	Tensão no barramento de corrente contínua	V
v_{PLL}	Sinal gerado pela PLL	V
L_{ca}	Bobina do filtro LC do conversor CA-CC	H
C_{ca}	Condensador do filtro LC do conversor CA-CC	F
L_{cc}	Bobina do conversor CC-CC	H
C_{cc}	Condensador do conversor CC-CC	F

Capítulo 1

Introdução

1.1 A História dos Veículos Elétricos

A história dos Veículos Elétricos (VEs) não é recente, sendo que o surgimento do primeiro VE ocorreu no século XIX. Decorria o ano de 1827 quando o Húngaro-Eslovaco Ányus Jedlik construiu um motor elétrico que veio posteriormente a ser usado num VE de dimensões reduzidas por ele também concebido. Mais tarde, no ano de 1835 o professor Sibrandus Stratingh da Universidade Holandesa de Groningen construiu igualmente um VE de pequenas dimensões. Entre os anos de 1832 e 1839 sabe-se que o escocês Robert Anderson construiu a primeira carruagem elétrica. No ano de 1835, no continente Americano, o ferreiro e inventor Thomas Davenport desenvolveu uma locomotiva elétrica com as dimensões de um brinquedo, tendo esta locomotiva no seu sistema de tração um motor elétrico de corrente contínua (CC) desenvolvido por este no ano anterior [1].

O primeiro VE construído e utilizável pelo homem, foi criado pelo empresário e inventor escocês Robert Davidson no ano de 1838, o qual foi apelidado pelo próprio de “Galvani”. Tratava-se de uma locomotiva alimentada por baterias descartáveis. Uma vez que as baterias existentes na altura não permitiam o seu carregamento, esta locomotiva elétrica fez um ensaio sem passageiros nem carga, na linha ferroviária que estabelece a ligação Edinburgh-Glasgow, deslocando-se a uma velocidade de 6,4 km/h [1], [2]. Devido ao sucesso deste VE começaram a ser desenvolvidos os primeiros carris elétricos destinados a locomotivas capazes de alimentar os seus motores elétricos, revogando a utilização de baterias, visto que estas não eram uma solução viável. Esta alternativa de fornecimento de energia às locomotivas foi patenteada no ano de 1840 no Reino Unido e, sete anos mais tarde (1847), nos Estados Unidos da América [1].

Apesar de todos os esforços levados a cabo tendo em vista a evolução dos VEs estes não eram ainda capazes de cumprir a sua desejada missão, isto é, não conseguiam ser práticos nem funcionais, principalmente, devido aos elementos armazenadores de energia elétrica, dado que as baterias tinham um custo elevado, eram ineficientes, e o seu carregamento era praticamente impossível tendo em conta os custos associados [1], [2]. Foi então que se deu início ao desenvolvimento de novas baterias, aparecendo pela primeira vez uma bateria

prática e realmente recarregável do tipo ácido-chumbo, no ano de 1859, concebida pelo físico francês Gaston Plante. Este modelo de bateria foi melhorado pelo seu compatriota e químico Camille Alphonse Faure no ano de 1881, permanecendo em voga este modelo de bateria durante as décadas seguintes.

No mesmo período em que se desenvolviam as baterias, também as máquinas elétricas de corrente contínua (CC) eram estudadas, aprimoradas, e testadas como geradores, ainda antes do princípio da reversibilidade ser anunciado pelo inventor Werner Siemens em 1867 e demonstrado por Antônio Pacinotti em 1869 e por Gramme em 1873. Estes progressos alcançados nos motores de CC e nas baterias forneceram um grande impulso para a evolução dos VEs [1].

No final do século XIX a França e a Inglaterra foram países pioneiros a apoiar o desenvolvimento dos VEs [2]. No Reino Unido, em 1873, o inventor Robert Davidson, após a construção da locomotiva elétrica “Galvani”, construiu aquele que é referido na bibliografia como o primeiro automóvel elétrico funcional. Contudo, este modelo utilizava ainda baterias elétricas descartáveis, o que tornava os custos de operação do VE dispendiosos, inviabilizando assim a sua produção. Em 1882, os britânicos William E. Ayrton e John Perry construíram um triciclo elétrico, tendo, porém, o peso das baterias invalidado o projeto. Outros desenvolvimentos em torno dos VEs sucederam-se no Reino Unido, no entanto, o que obteve mais notoriedade foi a construção de um automóvel elétrico por Thomas Parker em 1884 alimentado por baterias recarregáveis feitas na sua empresa *Elwell-Parker Ltd*. Parker foi responsável também pela eletrificação do metro de Londres em 1890 [1].

Em França, os desenvolvimentos conseguidos foram mais impressionantes. Em novembro de 1881, o francês Gustave Trouvé apresentou em Paris, na Exposição Internacional de Eletricidade, um triciclo elétrico alimentado por baterias recarregáveis, inventadas por Camille Faure também no de 1881 [1]. Mais VEs foram desenvolvidos ao longo dos anos em território francês. Inicialmente, foram substituindo os cavalos nas carruagens por motores elétricos, até que surgiu o primeiro VE bem sucedido construído por Paul Pouchain em 1893. O veículo construído por este inventor era capaz de transportar seis passageiros a uma velocidade de 16 km/h [1]. Um método adotado na França para promover a evolução e desenvolvimento dos VEs eram as competições de VEs, onde se destacou o carro criado pelo belga Camille Jénatzy, que em abril de 1899 ultrapassou a barreira dos 100 km/h, atingindo a velocidade de 105,88 km/h, estabelecendo-se assim um record mundial de

velocidade. Devido a todos estes progressos, a França tornou-se na época o maior fabricante de automóveis do mundo [1].

Nos Estados Unidos o interesse pelo desenvolvimento de VEs práticos despontou mais tarde que na Europa, surgindo apenas no ano de 1885 um triciclo elétrico construído por Andrew L. Riker. Mais tarde, no ano de 1890 William Morrison fabrica uma carruagem elétrica capaz de transportar seis pessoas a uma velocidade de 22 km/h. Este VE acabou por ser considerado o primeiro VE prático e de maior sucesso nos Estados Unidos [1], [2]. Em 1893 na Exposição Mundial “*Colombian*”, que ocorreu em Chicago, comprovou-se o sucesso da energia elétrica na América, abrindo caminho para a expansão do mercado dos VEs [1]. Impulsionado pela expansão das redes elétricas, o crescimento da indústria nos Estados Unidos ocorreu a um ritmo elevado, permitindo construir infraestruturas destinadas a recarregar as baterias dos VEs, fazendo com que as empresas construtoras deste tipo de automóveis se estabelecessem em solo americano. Em 1896 a empresa *Papa Manufacturing Co*, uma empresa fabricante de bicicletas, colocou no mercado o primeiro VE prático. Aproveitando este mercado crescente, o grupo de investigação de Thomas Edison desenvolveu uma bateria de ferro-níquel, sendo esta a mais leve nos primeiros anos do século XX [1].

No início do século XX os VEs atingiram o seu pico de sucesso, sendo capazes de competir diretamente com os veículos a vapor e a gasolina. A demonstração disto eram as quotas de mercado alcançadas pelos VEs, em que 38% dos veículos em circulação eram VEs, 40% veículos a vapor e 22% veículos a gasolina [1]–[3]. Os VEs apresentavam diversas vantagens face às outras ofertas existentes no mercado: eram silenciosos, inodoros, fiáveis e simples de conduzir (o que, para quem se estava a iniciar na condução, era bastante importante). Em suma, eram o inverso dos veículos a gasolina, que eram ruidosos, emanavam o cheiro característico da queima de gasolina, eram pouco fiáveis, produziam bastante vibração, e eram difíceis de operar, devido à dificuldade de efetuar mudanças de velocidade e de colocar em funcionamento. Apesar dos veículos a vapor se apresentarem rápidos e fiáveis, demoravam cerca de 25 minutos a ficarem prontos para iniciar a marcha em dias normais e cerca de 45 minutos em dias frios, isto a acrescentar à sua autonomia diminuta, dada a necessidade de reabastecer o depósito com água [1], [2].

Naquela época os veículos eram utilizados quase exclusivamente nos meios urbanos que haviam sido pavimentados na primeira metade do século XIX na Europa, Grã-Bretanha e nos EUA, uma vez que as estradas que interligavam os meios urbanos não permitiam a circulação dos veículos motorizados. Estas condições de circulação, aliadas às

características dos VEs, faziam com que os mais ricos adquirissem estes veículos em detrimento dos veículos a gasolina, apesar de um VE custar entre 1750 dólares e 3000 dólares, face aos 650 dólares dos veículos a gasolina. Todos estes fatores fizeram com que no ano de 1912 os VEs atingissem o seu pico de produção [1].

Após este período, o interesse pelos VEs começou a diminuir na sequência do aparecimento do motor de arranque elétrico, inventado por Charles Kettering, em 1912. Assim, deixou de ser necessária a manivela para colocar em funcionamento os veículos a gasolina. Em 1915, a empresa *Ford* introduziu as linhas de montagem, começando assim a produção em massa dos seus veículos com motor de combustão interna. Fazendo decair o preço dos mesmos para cerca 440 dólares, atingindo os 360 dólares em 1916. Em 1920 começaram a ser pavimentadas as estradas que ligavam as cidades americanas, permitindo estas a fácil circulação de veículos motorizados. No entanto, estas ligações entre cidades eram de longa distância, o que obrigava à utilização de veículos com elevada autonomia, não sendo esta uma característica dos VEs de então. No mesmo período foram descobertas grandes reservas de petróleo no Texas, Oklahoma e Califórnia. Causando a queda do preço da gasolina e tornando o custo operacional dos veículos a gasolina bastante competitivo [1], [2].

Após o ano de 1920 os VEs foram desaparecendo gradualmente, ressurgindo o interesse por estes apenas, cerca de meio século depois (1973–1974) aquando do embargo do petróleo Árabe. Porém, assim que o preço do combustível diminuiu, o interesse pelos VEs desacelerou novamente. Durante a década de 80 do século XX, devido às preocupações ambientais, o interesse em torno dos VEs despoletou novamente, mantendo-se até ao dias de hoje com evoluções significativas [3].

1.2 Os VEs e o Setor dos Transportes

Apesar dos limitados recursos de combustíveis fósseis, o consumo de petróleo tem aumentado significativamente nas últimas décadas, principalmente no setor dos transportes, onde tem crescido a uma taxa superior a qualquer outro setor [4]–[6]. Por este motivo, os VEs são vistos neste setor como uma das ferramentas mais eficazes no combate à demanda de gases poluentes para a atmosfera terrestre, despoletando uma maior atenção e investimento por parte dos governos, indústria automóvel e seus clientes [6].

A aposta por parte dos setores públicos e governos europeus, entre outros, como a Holanda, Noruega, Alemanha, França e Reino Unido para promoverem a mudança de paradigma na

aquisição de automóveis, passa por educar e consciencializar o consumidor sobre os benefícios da aquisição de um VE, mostrando como estes se encaixam no seu quotidiano. De forma a conseguirem alcançar este objetivo, os governos dos diferentes países anteriormente mencionados, atribuem subsídios, incentivos fiscais, privilégios nos estacionamento, entre outras medidas distintas, tendo em vista alcançar cada vez mais utilizadores de VEs. Os subsídios são diretos e traduzem-se no desconto adicional à compra de um VE, redução ou até mesmo isenção do pagamento do IVA aquando da aquisição de um VE, e isenção do pagamento do imposto de circulação. Esta forma de promoção da mobilidade elétrica varia de país para país [7].

Esta evolução de paradigma no setor dos transportes provocou também uma mudança de pensamento na indústria automóvel que, cada vez mais, trabalha na área dos VEs, apresentando atualmente uma variada oferta destes veículos. Os mercados europeu e americano têm uma vasta gama de modelos distintos com finalidades distintas, desde o super desportivo ao familiar, até aos comerciais [7].

Os principais objetivos da evolução dos VEs são conseguir com que estes não consumam qualquer combustível fóssil e que tenham zero emissões de gases poluentes [8]. Todavia, a tecnologia dos VEs, apesar de todo o desenvolvimento já conseguido, está numa fase embrionária, apresentando assim diversas limitações. Uma das limitações que leva as pessoas a olharem para os veículos totalmente elétricos (BEV – *Battery Electric Vehicle*) como uma alternativa inviável face aos veículos com motor de combustão interna é a sua autonomia, pois, como é sabido, a autonomia destes, comparativamente com as alternativas existentes no mercado, é bastante inferior, e o seu tempo de abastecimento é bastante superior. Um veículo convencional tem um tempo de abastecimento de aproximadamente cinco minutos; por sua vez, um BEV, com um carregador monofásico, demora aproximadamente oito horas para recarregar as suas baterias por completo [9]. Devido a este fator, a indústria automóvel tem proposto outras alternativas aos BEVs, exemplo disto são os Veículos Elétricos Híbridos (HEVs – *Hybrid Electric Vehicles*) que combinam o motor de combustão interna com um motor elétrico. Os HEVs não podem ser ligados à rede elétrica tendo em vista a recarga das suas baterias, sendo esta efetuada durante a travagem, usando travagem regenerativa, que converte a energia cinética em energia elétrica. É importante ressaltar que esta energia é desperdiçada nos veículos convencionais. Dependendo do HEV, este pode circular utilizando apenas o motor elétrico em pequenos percursos, conseguindo assim obter zero emissões de gases poluentes, ou em modo híbrido, utilizando o motor elétrico e o motor de combustão, obtendo neste modo uma elevada

economia de combustível [5], [6]. Outra topologia de VE presente no mercado são os Veículos Elétricos *Plug-in* Híbridos (PHEVs – *Plug-in Hybrid Electric Vehicles*), que são uma nova geração dos HEVs, diferenciando-se por uma maior capacidade de armazenamento de energia e pela possibilidade de ser ligado à rede elétrica para efetuar o carregamento das baterias, daí a designação “*plug-in*”. A maior capacidade de armazenamento de energia em baterias traduz-se numa maior autonomia do PHEV quando funciona em modo elétrico, e numa maior economia de combustível em modo híbrido, uma vez que o motor elétrico é capaz de auxiliar o motor de combustão durante um período de tempo superior [8], [11].

Os Veículos Elétricos Híbridos a Células de Combustível (FCVs – *Fuel Cell Vehicles*) representam outra das topologias de VEs existentes. Estes produzem energia elétrica através de hidrogénio e oxigénio não emitindo gases poluentes, sendo vapor de água o único resultado desta transformação química, o que torna este método de obtenção de energia elétrica limpo. A energia proveniente deste método é posteriormente usada pelo motor elétrico, ou armazenada em baterias ou supercondensadores [12]. As vantagens dos FCVs comparativamente a todas as topologias de VEs anteriormente apresentadas levam a concluir que a sua tecnologia é a mais promissora, contudo, o elevado custo das células e o seu tempo de vida limitado, a dificuldade de armazenar uma quantidade de energia dentro do veículo que permita a sua utilização e a necessidade de construir infraestruturas para abastecimento de hidrogénio são limitações práticas difíceis de ultrapassar a curto prazo [8].

Apesar das desvantagens apresentadas, os VEs têm aumentado as suas vendas de ano para ano de uma forma quase exponencial. No ano de 2009 foram vendidas cerca de 10000 unidades de VEs em todo o mundo, em 2011 cerca de 45000 unidades e em 2013 foram totalizadas 210000 vendas. Estes valores demonstram a crescente aceitação dos VEs [7]. No entanto, o valor das vendas de VEs em todo o mundo, comparativamente com a quantidade total de veículos vendidos, representa ainda assim um valor praticamente insignificante, porém, é possível afirmar que a mudança de paradigma no setor dos transportes já se iniciou, dada a escalada de vendas de VEs nos últimos anos.

1.3 A Integração dos VEs na Rede Elétrica

O aumento da utilização dos VEs conduz a novos desafios para a gestão da rede elétrica no que diz respeito à energia elétrica necessária para a carga das baterias. Como é sabido, os VEs têm capacidade de armazenamento de energia nas suas baterias, o que representa uma

nova carga para a rede elétrica, especialmente quando se está a proceder ao carregamento das baterias de uma quantidade considerável de VEs [13], [14].

Se o processo de carregamento das baterias dos VEs, designado por *Grid-to-Vehicle* (G2V), não for corretamente regulado pode acarretar graves problemas para a rede elétrica, como por exemplo, a sobrecarga nos transformadores de distribuição, quando se colocam em carregamento os VEs em horas do dia onde o consumo de energia elétrica já é bastante elevado. Podem ainda verificar-se quedas de tensão elevadas, sobrecarga das linhas de distribuição de energia, desequilíbrios entre as três fases, aumento das perdas nas linhas de transporte de energia, alteração na frequência e consumo de harmónicos de corrente [9], [14], [15]. Outro problema resultante da não regulamentação dos carregamentos dos VEs é o aumento do consumo de energia elétrica em horários onde este já é elevado, o que provoca um aumento da produção de energia e conseqüentemente o aumento do seu preço, podendo ainda provocar o colapso da rede elétrica [14].

De forma a solucionar os problemas provocados pelos carregamentos livres e tirar o máximo partido da utilização dos VEs é necessário regulamentar estes mesmos carregamentos, de modo a evitar que se tenha que reformular e reforçar toda a rede de distribuição de energia elétrica, o que traria elevados custos para as empresas responsáveis pela gestão das redes de distribuição e, conseqüentemente, para todos os consumidores de energia elétrica [14], [15].

A solução em vista para regulamentar o carregamento dos VEs passa por desenvolver uma rede de comunicação bidirecional que contenha um controlador central e controladores locais, e dotar os VEs, bem como as estações de carregamento, com capacidade para comunicarem de forma bidirecional com os diferentes controladores de modo a garantir o bom funcionamento do sistema que engloba os consumidores de energia, os utilizadores dos VEs, as redes de distribuição e ainda as empresas produtoras de energia elétrica [9], [14], [16]. O controlador central deve ter incorporado algoritmos de controlo capazes de lidar com toda a informação, adequando de forma eficiente o carregamento dos VEs às necessidades dos seus utilizadores, tendo em consideração o preço da energia elétrica a que se procede o carregamento das baterias, a carga das baterias necessária para que o utilizador tenha autonomia suficiente para efetuar as suas viagens, bem como gerenciar outras cargas ligadas à rede elétrica, de modo a salvaguardar uma potência de consumo suportável pelos produtores e pelas infraestruturas de transporte da energia elétrica [9], [14], [16].

O regulamento da quantidade de VEs a proceder ao carregamento das suas baterias pode ser realizado de dois modos. Um dos modos é estático e consiste em iniciar a carga das baterias do VE e parar o carregamento só quando as baterias atingem a carga definida pelo utilizador. O outro modo designa-se de dinâmico e permite que a carga de um VE, se necessário, seja parada pela rede e se inicie noutra momento mais benéfico para a sustentabilidade da mesma, tendo também em atenção o preço da energia a que se procede o carregamento das baterias e a carga necessária nas baterias a determinadas horas definidas pelo utilizador do VE, ou seja, o controlador tem sempre de fazer o balanço entre o carregamento eficiente e o impacto do carregamento para a rede elétrica [9], [13], [16].

Em contrapartida aos referidos desafios que a integração dos VEs na rede elétrica acarretam, e com a criação da rede de comunicação que liga todos os intervenientes na rede elétrica, surgem oportunidades no que diz respeito ao armazenamento distribuído e à devolução de energia à rede elétrica, possibilitando deste modo que os VEs *plug-in* (BEV e PHEV) equipados com carregadores bidirecionais ajudem a estabilizar a operação da rede elétrica [13]. Surgem assim novos conceitos no funcionamento dos VEs, como o *Vehicle-to-Grid* (V2G), *Vehicle-to-Home* (V2H) e *Vehicle-to-Vehicle* (V2V) [6], [13], [14].

Ao longo dos últimos anos, as áreas de investigação afetas aos VEs concentravam-se no desenvolvimento de elementos em separado como as máquinas elétricas, o sistema de acionamento, as baterias, os carregadores, as energias renováveis etc., e não como um sistema. Com o surgimento do conceito de *smart-grid* este paradigma mudou: para além do carregamento das baterias, os VEs vão poder interagir com a rede elétrica, entre outras vantagens, desempenhando funções de troca de energia elétrica com a rede, controlo da potência reativa na rede e integração cooperativa com energias renováveis [13].

A necessidade do aumento da eficiência da rede elétrica, da melhoria da qualidade da energia elétrica e a crescente procura dos VEs faz prever que os conceitos V2G, V2H e V2V sejam uma realidade no futuro e tenham um grande impacto na nossa sociedade [6].

Devido à pequena capacidade do armazenamento das baterias de um VE, para que o modo de funcionamento V2G tenha impacto na rede, é necessário um número elevado de VEs a operarem neste modo. Este modo de operação (V2G) permite efetuar trocas de energia com a rede elétrica e injetar energia reativa na rede usando técnicas de controlo de corrente adequadas, sem a necessidade do uso das baterias do VE. Para além das características referidas, o conceito V2G é encarado como uma ferramenta de integração das energias renováveis na rede elétrica, injetando potência ativa na rede previamente produzida por

fontes naturais e armazenada nas baterias dos VEs. Enquadra-se assim o plano de armazenamento distribuído de energia por parte dos VEs. O modo de operação V2G é funcional em *smart-homes*, parques de estacionamento com conexão à rede elétrica e estações de carregamento rápido [6], [13].

O modo de funcionamento do VE como V2H sucede-se quando o VE está parado em casa a proceder ao carregamento das baterias, ou a fornecer energia à rede, e ocorre uma interrupção do fornecimento de energia elétrica por parte da rede, passando este a fornecer energia elétrica à casa. Outra particularidade é a possibilidade do VE, em conjunto com energias renováveis, como a eólica ou fotovoltaica, existentes na habitação onde este esteja integrado, formar uma microrrede capaz de alimentar a casa nos períodos em que a energia se encontra mais cara, minimizando a fatura da energia elétrica da habitação, ou ainda armazenar a energia produzida pelas fontes renováveis com o intuito de injetar essa energia na rede elétrica a qualquer momento e em qualquer outro local onde se possa conectar o VE à rede elétrica. O modo V2H apenas precisa de um VE para funcionar, é simples de aplicar e colocar em uso, não necessitando a instalação elétrica da habitação de uma reformulação dispendiosa para a integração do conceito V2H. O conceito *smart-home* torna-se mais apelativo e mais completo quando conjugado com o conceito V2H [6], [13].

O conceito V2V é mais recente que o V2G e V2H e, tal como o modo de funcionamento V2G, também necessita de um número significativo de VEs para que, em conjunto formem uma comunidade capaz de trocar energia elétrica entre si. Este conceito para a troca de energia entre VEs utiliza a rede de distribuição de energia, os postos de carregamento dos VEs e as *smart-homes*, não sendo necessária a construção de uma infraestrutura adicional. No entanto, o algoritmo para colocar este conceito em prática é bastante complexo, assemelhando-se mais uma vez ao conceito V2G dada a necessidade de troca de informações entre controladores principais, controladores locais e os VEs para que as trocas de energia ocorram de forma coordenada e sem prejuízo para nenhum dos utilizadores dos VEs [6].

Como apresentado anteriormente, os conceitos V2G, V2H e V2V associados à utilização dos VEs estão interligados entre si e, quando utilizados da forma mais coordenada, não acrescentam problemas de qualidade de energia à rede elétrica existente, podendo inclusive ajudar a mitigar os problemas atualmente existentes, contribuindo para o incremento da eficiência energética e para o desenvolvimento dos conceitos *smart-grids*, *smart-homes* e *load-shift* [6], [13], [17].

1.4 Enquadramento

Os VEs representam um novo conceito no setor dos transportes. Neste sentido, devido à proliferação dos VEs, cada vez mais existirá uma grande quantidade de energia armazenada em baterias, possibilitando, assim, novos conceitos de operação dos VEs além do tradicional carregamento das baterias denominado G2V, onde a energia que carrega as baterias provém da rede elétrica. Durante este modo de operação o consumo de corrente deve ser sinusoidal e em fase com a tensão, operando com fator de potência unitário. Por outro lado, utilizando sistemas de carregamento de baterias bidirecionais, é possível devolver parte da energia armazenada nas baterias de volta à rede elétrica. Este processo está identificado na literatura como V2G. Além destes modos de operação, o aumento dos VEs permitirá ainda o surgimento de novos conceitos de utilização dos VEs enquadrados com novas tecnologias no setor das redes elétricas. Um destes novos conceitos de utilização dos VEs, que está diretamente relacionado com a evolução das *smart-grids* e *smart-homes*, é o modo de operação V2H. Este modo de operação (V2H) consistirá em utilizar a energia armazenada nas baterias dos VEs para alimentar as cargas elétricas de acordo com a conveniência do utilizador do VE. Este modo de operação poderá ser utilizado para alimentar cargas em locais isolados onde não haja conexão à rede elétrica ou para alimentar cargas elétricas prioritárias de uma casa em caso de falhas de energia elétrica (i.e., como uma UPS do tipo *off-line*). Este conceito foi inicialmente introduzido de forma comercial pela Nissan com o nome “*LEAF-to-Home*”, no entanto, usa um equipamento dedicado “*EV Power Station*”, que permite o modo de funcionamento V2H unicamente onde este está instalado. Além disso, não permite o funcionamento como uma UPS em caso de falhas de energia elétrica. Assim, é possível que um carregador de baterias de um VE opere em um, dois ou três modos diferentes: G2V, V2G e V2H. Em todos os três modos de operação, G2V, V2G e V2H, é importante manter a qualidade da energia na rede elétrica [18].

Neste sentido, surge a oportunidade de criar um carregador *on-board* bidirecional. Este carregador, tal como o próprio nome indica, situa-se dentro do carro e, para além do funcionamento em modo G2V, permite também os modos de funcionamento V2G e V2H. Este carregador *on-board* bidirecional é composto por dois conversores de potência que partilham o mesmo barramento CC. Um dos conversores faz a interface com a rede elétrica (CA-CC) e o outro com as baterias (CC-CC). Para o conversor que faz interface com a rede elétrica e o barramento CC, é utilizado um retificador *full-bridge* ativo, totalmente controlado, para que o consumo de corrente seja sinusoidal e o fator de potência unitário durante os modos de operação G2V e V2G. Durante o modo de operação V2H o conversor

CA-CC opera como uma fonte de tensão controlada sintetizando um sinal de tensão com a amplitude e frequência necessárias para alimentar as cargas elétricas que estejam conectadas ao VE. O conversor que faz interface entre o barramento CC e as baterias (conversor CC-CC), durante o modo de operação G2V, funciona como um conversor do tipo *buck*, controlando a corrente e a tensão durante os diferentes estágios do carregamento de baterias. Durante o modo de operação V2G, o conversor funciona como um conversor do tipo *boost*, descarregando as baterias com corrente constante. Durante o modo de operação V2H, o conversor CC-CC é responsável por regular a tensão do barramento CC para o correto funcionamento do conversor CA-CC [19].

1.5 Motivações

O setor dos transportes apresenta atualmente uma elevada dependência dos combustíveis fósseis, em especial do petróleo. Cerca de 95% dos meios de transporte privados existentes em todo o mundo utiliza combustíveis derivados do petróleo, representando mais de 50% do petróleo consumido globalmente [20].

O elevado consumo de petróleo no setor dos transportes, aliado às alterações climáticas, originou uma mudança de pensamento, quer na indústria automóvel, quer na sociedade utilizadora de veículos com motor de combustão interna. Com vista à diminuição do consumo de petróleo a indústria automóvel começou a oferecer aos seus clientes um vasto leque de topologias de VEs como apresentado no item 1.2.

Apesar dos esforços feitos pela indústria automóvel é necessária a implementação e o desenvolvimento de uma infraestrutura ampla de postos de carregamento rápido (*off-board*) e de carregadores *on-board* capazes de satisfazer as necessidades de todos os utilizadores de VEs. Para que o sistema, que engloba os utilizadores de VEs, os carregamentos, e a rede elétrica, funcione de forma eficiente e eficaz, sem causar problemas aos utilizadores da rede elétrica, há a necessidade de regulamentar os carregamentos dos VEs como apresentado no item 1.3. Estes dois pontos criam áreas distintas de investigação sobretudo na área da eletrónica de potência associada à mobilidade elétrica.

Neste sentido surge a necessidade de desenvolver eletrónica de potência inerente aos carregadores de baterias para os VEs, capaz de garantir a integridade das baterias quando se procede ao seu carregamento, não agravando os problemas de qualidade de energia presentes na rede elétrica e, se possível, ajudar a mitigar estes mesmos problemas quando os carregadores permitem que o fluxo de energia ocorra de forma bidirecional.

O Grupo de Eletrónica de Potencia e Energia (GEPE) da Universidade do Minho tem realizado diversos trabalhos nesta área da mobilidade com protótipos de carregadores já desenvolvidos e com validação de diversos conceitos dos modos de operação dos VEs, pretendendo esta dissertação contribuir para este mesmo desenvolvimento e avanço tecnológico, melhorando sobretudo o controlo utilizado no conceito *Vehicle-to-Home*.

A título pessoal, a escolha por esta temática deve-se ao gosto pela área da eletrónica de potência, onde é exigida multidisciplinaridade, tornando-se motivador para quem procura desenvolver competências noutras áreas, levando-nos a sair fora da nossa zona de conforto. Esta escolha deve-se também ao gosto pela indústria automóvel e por poder, de certa forma, contribuir para o desenvolvimento da tecnologia utilizada por esta, o que é, sem dúvida, algo muito motivador.

1.6 Objetivos

O objetivo principal deste projeto de dissertação passa pelo desenvolvimento de um carregador *on-board* bidirecional que permita o funcionamento como UPS - *Vehicle-to-Home Operation Mode* - V2H, tal como o título sugere. Os sistemas de carregamento de baterias dos VEs tradicionais permitem unicamente carregar as baterias (*Grid-to-Vehicle Operation Mode* - G2V). Contudo, se estes sistemas permitirem operar em modo bidirecional, também podem ser utilizados para devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (*Vehicle-to-Grid Operation Mode* - V2G). Além destes modos de operação, usando sistemas de carregamento bidirecionais é também possível que os sistemas de carregamento de baterias dos VEs possam funcionar como uma fonte de tensão. Deste modo, usando uma estratégia de controlo apropriada, é possível que estes sistemas funcionem como uma fonte de tensão ininterrupta (UPS – *Uninterruptable Power Supply*).

Para se alcançar o objetivo descrito acima é necessário cumprir as seguintes tarefas:

- Estado da arte dos sistemas para carregamento de baterias de VEs. Pesquisa sobre os conversores, elementos armazenadores (baterias), topologias e técnicas de controlo para sistemas para carregamento bidirecionais para baterias de VEs.
- Estudo do estado da arte sobre os conversores CA-CC e CC-CC utilizados em sistemas de carregamento bidirecional de baterias de VEs.

- Estudo com recurso a simulações computacionais utilizando a ferramenta de simulação *PSIM* de estratégias de controlo e topologias aplicáveis ao sistema a desenvolver.
- Estudo da plataforma para desenvolvimento do sistema de controlo a ser implementado.
- Desenvolvimento do sistema de controlo, incluindo o sistema de condicionamento de sinal. Implementação de algoritmos de controlo do sistema de carregamento *on-board* bidirecional para um VE. Implementação de algoritmos de controlo para que o sistema de carregamento do VE possa funcionar como uma UPS.
- Desenvolvimento dos conversores do andar de potência.
- Realização de ensaios ao carregador bidirecional de baterias em bancada.

1.7 Contribuições Relevantes

Com o desenvolvimento deste trabalho de dissertação pretende-se contribuir para a evolução da eletrónica de potência associada à mobilidade elétrica. Este desenvolvimento passa por dotar os carregadores dos VEs de mais modos de funcionamento, tornando-os capazes de interagir com a rede elétrica, adequando os carregamentos aos interesses dos utilizadores dos VEs e da rede elétrica (modos G2V e V2G) e, por último, otimizar o funcionamento das habitações onde os VEs estejam presentes, melhorando o desempenho da habitação perante a rede elétrica e oferecendo mais conforto e comodidade aos residentes nestas habitações. Com estas melhorias no funcionamento dos VEs pretende-se atribuir a estes um maior número de vantagens face aos veículos convencionais de motor de combustão interna, levando os consumidores a optarem pelos VEs em detrimento das outras opções existentes.

Ao longo dos últimos anos tem existido um aumento no número de cargas não lineares existentes nas habitações residenciais, no comércio e na indústria. Estas cargas apresentam um consumo superior de harmónicos de corrente provocando distorções na tensão da rede. Tendo em consideração esta condição, esta dissertação de mestrado tem como objetivo melhorar o funcionamento do VE quando este opera como uma UPS no modo V2H. Para cumprir esta meta pretende-se desenvolver uma técnica de controlo de tensão capaz de produzir uma tensão sinusoidal sem distorção harmónica independentemente do tipo de cargas acopladas ao carregador de baterias do VE.

1.8 Organização da Dissertação

No que à escrita desta dissertação diz respeito, esta encontra-se organizada e dividida em sete capítulos tendo como intuito proporcionar ao leitor a fácil leitura e compreensão de todo o trabalho desenvolvido.

No primeiro capítulo é feita uma breve identificação do problema que esta dissertação de mestrado aborda, enquadrando a mesma no panorama atual dos carregadores de VEs, sendo ainda descritos os principais objetivos e contribuições que se pretendem alcançar com esta obra.

No segundo capítulo, é realizado um levantamento do estado da arte sobre os diferentes tipos e topologias de conversores, usados em carregadores para aplicações de mobilidade elétrica. É realizada ainda, uma apresentação das técnicas de controlo de corrente que podem ser aplicadas aos diferentes conversores.

No terceiro capítulo são realizadas diversas simulações computacionais de estratégias de controlo e topologias de conversores (CA-CC e CC-CC bidirecionais), aplicáveis ao sistema a desenvolver, utilizando a ferramenta de simulação *PSIM* da empresa *PowerSim Tech*.

No quarto capítulo é apresentado todo o trabalho inerente ao desenvolvimento do sistema de controlo, que inclui o sistema de condicionamento de sinal, o microcontrolador (DSC – *Digital Signal Controller*), placa de comando e proteção entre outras placas necessárias ao controlo do sistema de carregamento de baterias.

No quinto capítulo é demonstrado todo o desenvolvimento e implementação de hardware de potência que constitui o carregador bidirecional para VEs, bem como do disjuntor eletrónico utilizado para isolar as cargas da rede elétrica durante as falhas de energia da rede elétrica.

No sexto capítulo são apresentados e comentados os resultados obtidos nos ensaios experimentais realizados em bancada laboratorial ao carregador bidirecional de baterias durante os modos de operação do VE como G2V e V2H.

No sétimo e último capítulo são apresentadas as conclusões relevantes retiradas da realização desta dissertação e, com base em todo o trabalho realizado e conhecimento adquirido, são ainda referidos quais os aspetos que poderão vir a ser melhorados numa continuação deste trabalho por parte de outrem.

Capítulo 2

Sistemas de Carregamento Bidirecionais de Baterias para Veículos Elétricos

2.1 Introdução

Com o objetivo de reduzir as emissões de gases com efeito de estufa e o consumo de petróleo, o interesse nos veículos elétricos (VEs¹) tem aumentado consideravelmente. Como estes veículos se conectam à rede elétrica para efetuar o carregamento das suas baterias, através de estratégias de controlo adequadas, é possível que prestem serviços auxiliares à rede elétrica como controlo da potência reativa, controlo do modo de operação de acordo com a produção de energia a partir de energias renováveis, assim como balancear a carga na rede elétrica através do controlo dinâmico do carregamento das baterias [4], [21], [22]. Contudo, para além das estratégias de controlo, é também necessário que os sistemas de carregamento de baterias sejam adequados aos serviços auxiliares referidos.

Apesar de todos os incentivos com o objetivo de incutir a necessidade de aquisição de VEs, estes ainda não obtiveram a aceitação desejada. Para o descrédito dos VEs têm contribuído o elevado custo e o curto tempo de vida útil das suas baterias, as complicações existentes com os diversos sistemas de interface com a rede elétrica e a falta de infraestruturas de carregamento. Torna-se assim evidente a necessidade de desenvolver sistemas de carregamento de baterias eficazes para VEs, de modo a ultrapassar as barreiras citadas, principalmente para otimizar o processo de carregamento das baterias, sem provocar a degradação destas.

Os sistemas de carregamento de baterias para os VEs podem ser classificados como *on-board*, localizando-se no interior da viatura, ou *off-board*, sendo estes externos ao VE. Independentemente da localização do sistema de carregamento, o fluxo de energia pode acontecer de forma unidirecional ou de forma bidirecional. Os sistemas unidirecionais permitem fluxo de energia num sentido, i.e., da fonte para a carga. Por outro lado, os

¹ Por simplicidade, nesta dissertação as siglas VE ou VEs apenas representam os veículos elétricos *plug-in*, tais como os veículos puramente elétricos (BEV – *Battery Electric Vehicles*) e os veículos elétricos híbridos *plug-in* (PHEV – *Plug-in Hybrid Electric Vehicle*), pois apenas estes permitem os conceitos de funcionamento dos sistemas de carregamento de baterias de VEs explorados no âmbito desta dissertação.

conversores bidirecionais permitem fluxo de potência nos dois sentidos, i.e., da fonte para a carga e da carga para a fonte.

Os carregadores que apenas permitem o trânsito unidirecional de energia destacam-se pela simplicidade de hardware e controlo, pela facilidade de conexão à rede elétrica e por reduzirem a degradação das baterias. Já os sistemas de carregamento que permitem a troca bidirecional de energia são mais complexos e dispendiosos, todavia, despoletam mais interesse devido à possibilidade de maior interação com a rede elétrica, permitindo novos conceitos de funcionamento associados à utilização dos VEs, que não exclusivamente o carregamento das baterias [23].

Os carregadores *on-board* podem ser condutivos ou indutivos. Nos condutivos existe a necessidade de ligar o carregador a uma tomada, existindo um contacto direto entre a tomada e a entrada do conversor, enquanto nos indutivos a transferência de energia acontece magneticamente. Os carregadores de baterias para VEs são também classificados pelos níveis de potência, existindo três níveis de classificação. No primeiro nível são incorporados os carregadores *on-board* monofásicos que são utilizados em residências ou escritórios, não sendo necessária nenhuma infraestrutura adicional, e são conectados à rede elétrica de corrente alternada (CA) de 230 V (UE) ou 120 V (EUA). Estes apenas permitem o carregamento lento das baterias. No nível dois, estão presentes os carregadores *on-board* monofásicos e trifásicos. Estes exigem uma infraestrutura dedicada a VEs e apenas podem ser utilizados em locais privados ou públicos que permitam a sua conexão. Os carregadores pertencentes a este nível permitem o carregamento semirrápido das baterias e são conectados a uma rede elétrica CA de 400 V (UE) ou 240 V (EUA). Por último, o nível 3 é destinado a carregadores rápidos, *off-board*, destacam-se pelo seu equipamento dedicado e apenas se encontram em estações de carregamento. Estes carregadores utilizam corrente contínua (CC) com tensão de 600 V [23].

Intrínseco aos sistemas de carregamento para VEs, e independentemente da sua topologia, estão os conversores de potência e o seu sistema de controlo. A morfologia mais comum do sistema de carregamento de baterias destaca-se pela presença de dois conversores, um CA-CC seguido de um CC-CC. Um conversor faz a interface entre a rede elétrica e o barramento CC, sendo este um conversor do tipo CA-CC e designado de *front-end*. Por sua vez, o conversor CC-CC faz a interface entre o barramento CC e as baterias e é designado de conversor *back-end* [24], [25].

Indo de encontro ao objetivo principal desta dissertação, e de acordo com o que foi referido anteriormente, ao longo deste capítulo são abordados os diferentes tipos de conversores monofásicos CA-CC e CC-CC que podem ser utilizados em sistemas de carregamento de baterias *on-board* para aplicações de mobilidade elétrica. São também apresentadas as diferentes topologias inerentes a cada tipo de conversor, nomeadamente conversores unidirecionais e bidirecionais. Além das diferentes topologias de conversores, apresentam-se também as principais técnicas de controlo identificadas na literatura e que podem ser aplicáveis a cada caso concreto de conversor, i.e., operação como conversor do tipo fonte de tensão controlado por corrente ou por tensão. Devido à extensa bibliografia existente apenas são apresentadas nesta dissertação as topologias de conversores e as técnicas de controlo mais pertinentes de acordo com o escopo desta dissertação.

Entre os diferentes tipos de veículos associados à mobilidade elétrica, por simplicidade, no âmbito desta dissertação apenas se destacam os VEs. O destaque dos VEs deve-se ao facto da sua capacidade de armazenamento de energia em baterias ser superior à de uma moto ou à de uma bicicleta elétrica.

2.2 Conversores CA-CC Unidirecionais

Os conversores CA-CC mais convencionais são constituídos por uma ponte retificadora a díodos, ou tirístores, com um filtro capacitivo à saída. Estes conversores apresentam custo reduzido e elevada robustez, no entanto, a corrente no lado da rede elétrica apresenta uma elevada distorção harmónica (THD - *Total Harmonic Distortion*) e um fator de potência não unitário, influenciando de forma negativa a qualidade de energia elétrica [26]. Além destes efeitos indesejados para a rede elétrica, apresentam uma baixa eficiência energética e utilizam filtros passivos no lado CA e/ou no lado CC com valores consideráveis [27].

Nas últimas décadas do século passado, os conversores CA-CC começaram a ser amplamente utilizados nas mais diversas aplicações (carregadores de baterias, fontes de alimentação ininterruptas, circuitos de ajuste de velocidade para motores elétricos, balastos eletrónicos, etc.), despoletando a necessidade de encontrar soluções que mitigassem as harmónicas na corrente. Foi então que surgiu uma nova geração de conversores CA-CC, apelidados pela literatura de *Power Factor Correction Converters* (PFCs) [27] e *Improved Power Quality Converters* (IPQCs) [28]. Estes começaram a incluir na sua estrutura dispositivos de comutação totalmente controlados, tais como, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFETs) e *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) [27].

Os conversores PFC oferecem diversas vantagens face aos conversores tradicionais a díodos, das quais se destacam a redução do valor dos filtros passivos, a maior eficiência, a capacidade de controlo e regulação do barramento CC, e a redução do THD da corrente e/ou tensão. Esta gama de conversores tem vindo a ser desenvolvida ao longo das últimas décadas e já atingiu uma maturidade considerável, conseguindo conversões de energia com consumo de corrente com baixo valor de THD, com possibilidade de ajuste do fator de potência (PFC) e baixa interferência eletromagnética (EMI) [28].

Sendo o conversor CA-CC *front-end* um dos elementos chave do sistema de carregamento de baterias é essencial que este cumpra os requisitos correspondentes às harmónicas de corrente e respetiva correção do fator de potência, bem como permita a regulação da tensão de saída [25]. De modo a cumprir estes requisitos, é essencial que nos sistemas de carregamento de baterias apenas sejam empregues os conversores *front-end* de tecnologia mais recente. Posto isto, ao longo deste item são abordados os principais conversores CA-CC unidirecionais identificados na literatura e que podem ser aplicados a sistemas de carregamento de baterias de VEs.

Os carregadores que utilizam conversores CA-CC *front-end* unidirecionais têm como objetivo a redução do custo, peso, volume e perdas do sistema de carregamento de baterias. Apesar deste tipo de carregadores não permitir a injeção de energia ativa na rede, deve ser capaz de efetuar o carregamento das baterias do VE sem prejuízo para a qualidade de energia, assim como permitir compensar o fator de potência da rede elétrica onde o VE estiver inserido devido às características PFC [23].

Deste modo, são de seguida apresentadas e detalhadamente explicadas as topologias CA-CC da família *boost*, tais como o conversor *boost* convencional, *bridgeless boost*, *interleaved boost* e por fim a topologia *three-level boost*.

2.2.1 Conversor *Boost* Convencional

O conversor CA-CC *boost* é um dos circuitos mais utilizados quando se pretende obter corrente sinusoidal com reduzido conteúdo harmónico e fator de potência unitário. O retificador a díodos monofásico na entrada em conjunto com o conversor CC-CC do tipo *boost* constituem a estrutura simplista do conversor ativo PFC, como apresentado na Figura 2.1.

Como anteriormente referido, a topologia CA-CC *boost* permite que a corrente de entrada apresente pouca distorção harmónica, um fator de potência próximo da unidade e regulação da tensão no barramento CC, usando diferentes técnicas de controlo dedicado [27].

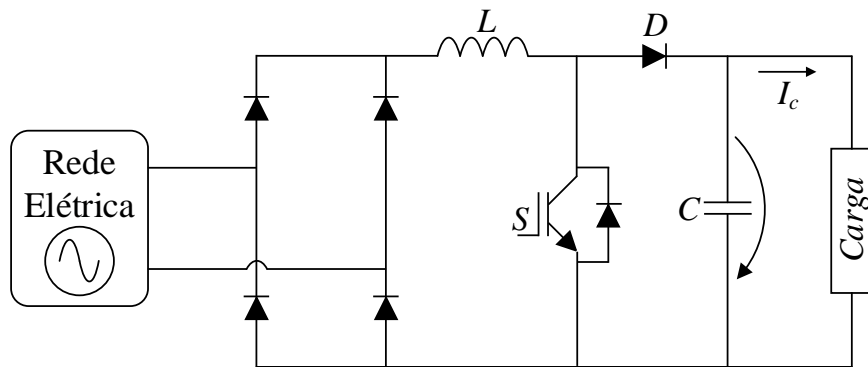


Figura 2.1 – Conversor PFC do tipo *boost* convencional.

É possível alcançar o fator de potência unitário sem utilizar qualquer malha de controlo recorrendo ao modo de condução de corrente descontínua (DCM – *Discontinuous Current Mode*) com *duty-cycle* fixo. Neste modo de condução a corrente de entrada segue a forma de onda da tensão devido à capacidade de autocorreção do conversor CC-CC quando ligado a uma rede CA retificada. Apesar do modo DCM oferecer um esquema de controlo simples, a corrente de entrada contém um valor de THD superior face ao modo de condução de corrente contínua (CCM – *Continuous Current Mode*), provocada pela modulação da corrente na bobina. Além desta desvantagem, a utilização do conversor no modo de condução DCM deve ser numa faixa de menor potência comparado com o modo CCM pois antes de cada transição de ciclo a bobina tem de descarregar toda a energia, o que obriga ao aumento da capacitância do condensador do barramento CC [26], [29], [30].

No modo de condução CCM, a variação de potência de entrada provoca uma ondulação na tensão de saída do conversor (cuja frequência é o dobro da frequência da tensão da rede elétrica), sendo que também afeta o valor de THD da corrente de entrada. Para diminuir este efeito, a largura de banda do ciclo de controlo da tensão deve ser inferior à frequência da tensão da rede elétrica, o que provoca uma resposta transitória lenta [31].

Esta topologia de conversor apresenta perdas de condução consideráveis, uma vez que a corrente flui sempre por três semicondutores, comprometendo-se assim a eficiência deste conversor [32]. Além disso, para alcançar alta densidade de potência e uma resposta transitória rápida, o conversor deve operar com uma frequência de comutação elevada. Porém, para frequências de comutação elevadas, se o diodo de saída *D* não for suficientemente rápido, este vai apresentar perdas consideráveis, pois conduzirá uma corrente reversa elevada. O problema da corrente reversa no diodo de saída afeta também o

IGBT S , provocando perdas no momento em que este é ativado. As perdas provocadas por corrente reversa no diodo são mais significativas quando a tensão de entrada é mínima, pois a corrente vai ser máxima [27], [33]. Para superar os problemas da corrente reversa existem diversos circuitos de *snubber*, diodos de atuação rápida, ou diodos de carboneto de silício (SiC) *Schottky* [34].

2.2.2 Conversor *Bridgeless Boost*

No fim do século passado, o conversor CA-CC *boost* PFC era amplamente utilizado devido à sua simplicidade, capacidade de correção do fator de potência. Contudo, esta topologia apresenta um valor elevado de conteúdo harmónico na corrente de entrada e baixa eficiência. Para diminuir o valor de THD das correntes de entrada e aumentar a eficiência, foi introduzido o conversor CA-CC *bridgeless boost* também designado na literatura de *dual-boost* [35].

A topologia *bridgeless boost* encontra-se representada na Figura 2.2. Quando comparada com a topologia *boost* convencional, teoricamente, é mais eficiente, pois um diodo é eliminado no caminho da corrente, fluindo a corrente apenas através de dois semicondutores.

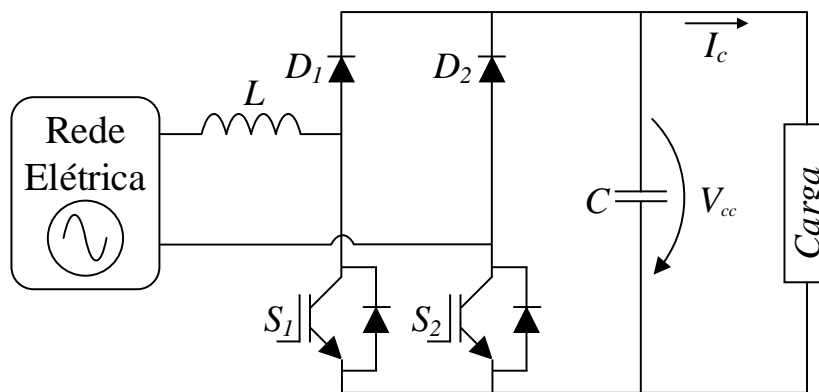


Figura 2.2 – Conversor PFC do tipo *bridgeless boost*.

Em contrapartida, nesta topologia surge ruído de modo comum superior ao conversor *boost* convencional [27]. No conversor *boost* convencional o terminal de saída de menor potencial do conversor encontra-se sempre ligado à fonte de alimentação através dos diodos inferiores da ponte retificadora, enquanto no conversor *bridgeless boost*, a ligação da massa da saída do conversor à fonte de alimentação CA apenas é realizada quando os IGBTs S_1 e S_2 se encontram em estados opostos. Quando estão os dois fechados, a massa de saída do conversor fica isolada da alimentação. Isto acontece a uma frequência elevada e com uma amplitude igual à tensão de saída do conversor. Estas cargas e descargas pulsadas a alta

frequência geram uma capacidade parasita entre a massa de saída do conversor e a rede de alimentação. Para reduzir este ruído de modo comum é necessário introduzir um filtro para fornecer um caminho de baixa frequência entre os terminais positivo e negativo do conversor e a fonte CA [27], [32], [35].

Esta topologia *bridgeless boost* pode ser vista como a combinação de dois circuitos conversores *boost* convencionais, operando um dos circuitos *boost* durante o semiciclo positivo da rede de alimentação e o outro durante o semiciclo negativo. A estratégia de controlo é a mesma do conversor *boost* PFC, podendo ser utilizado nos dois modos de condução, CCM ou DCM, diferindo apenas no circuito de *driver*, sendo agora necessário controlar dois IGBTs. Apesar desta desvantagem, os IGBTs encontram-se ligados ao mesmo nó de referência, eliminando-se assim a possibilidade de curto-circuito num braço devido à falha de um dos semicondutores de potência principais [27], [35].

2.2.3 Conversor *Interleaved Boost*

O conversor *interleaved boost* apresenta diversas vantagens face aos conversores PFC convencionais, destacando-se pela sua maior eficiência e densidade de potência, levando a que seja das topologias mais utilizadas para diversas aplicações (e.g., mobilidade elétrica e interface de energias renováveis com a rede elétrica), entre a faixa de potência dos 200 W a 2 kW [36].

Em aplicações de alta potência é recorrente o uso da topologia *boost interleaved* com o intuito de melhorar o desempenho e reduzir o tamanho do conversor PFC. Como referido anteriormente, esta topologia é do tipo *boost*, i.e., a tensão do lado CC é maior que o valor máximo instantâneo da tensão CA. Em comparação com o conversor PFC tradicional, teoricamente, este conversor pode ser controlado para reduzir as perdas nos IGBTs, uma vez que a corrente em cada IGBT é metade da corrente total do lado CA. Além disso, através do modo de operação *interleaved*, em que os IGBTs são controlados com um ângulo de defasamento de 180°, este conversor também pode ser controlado para reduzir o conteúdo harmónico da corrente do lado CA.

O conversor *interleaved boost* consiste em interligar múltiplos conversores *boost* convencionais em paralelo a comutar à mesma frequência, mas em períodos diferentes, i.e., usando n conversores em paralelo são usadas n portadoras desfasadas $360^\circ/n$.

Na Figura 2.3 é ilustrada a intercalação de dois conversores *boost* convencionais em paralelo, operando estes com um defasamento de 180°. A corrente de entrada e de saída é a

soma da corrente que percorre cada uma das bobinas (L_1 e L_2) do conversor. Devido ao desfasamento no funcionamento dos dois conversores, o *ripple* das correntes tende a anular-se mutuamente quando o *duty-cycle* é 50%, isto traduz-se na redução do *ripple* e na duplicação da frequência do *ripple* da corrente de entrada. Como resultado, o tamanho, o peso e o custo dos filtros podem ser reduzidos significativamente sem aumentar as perdas de comutação, não sacrificando assim a eficiência do conversor [25], [27].

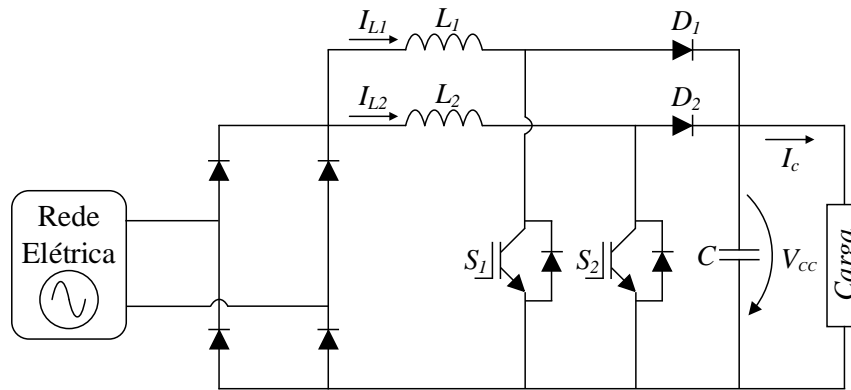


Figura 2.3 – Conversor PFC do tipo *interleaved boost*.

Esta topologia de conversor apresenta uma elevada flexibilidade de *design*, permitindo que se associem em paralelo mais do que dois conversores *boost* convencionais como aqui apresentado.

Em aplicações onde o valor eficaz do *ripple* da corrente já é pequeno, fazer uma redução do mesmo pode ter um benefício limitado. Nestes casos o conversor *interleaved boost* pode ser utilizado com a finalidade de executar outro tipo de compensações. Para o mesmo valor de *ripple* da corrente do lado CA, com uma topologia *interleaved* de dois conversores CC-CC, podemos reduzir a frequência de comutação para metade de modo a diminuir as perdas por comutação em cada célula. O sistema resultante terá um *ripple* de corrente maior por cada célula do que num sistema de uma só célula, mas o *ripple* resultante da intercalação mantém-se praticamente inalterado. Deste modo, a intercalação pode ser usada para aumentar a eficiência da conversão em conversores de potências elevadas, bem como reduzir a amplitude do *ripple* da corrente do lado CA [27]. No entanto, existem desvantagens particulares desta topologia de conversor. Uma vez que esta topologia é usada em potências mais elevadas e tem de permitir o ajuste da corrente para evitar uma sobrecarga do conversor, os circuitos de *driver* e de controlo dos IGBTs tornam-se mais complexos e mais dispendiosos. Além desta desvantagem do conversor *interleaved boost*, quando este é utilizado no modo de condução DCM, a corrente à entrada apresenta um valor de THD inaceitável, tornando-se obrigatório o uso de um filtro EMI, levando à

diminuição da eficiência do conversor e, conseqüentemente, ao aumento do tamanho e dos custos do conversor [37].

2.2.4 Conversor *Three Level Boost*

A topologia *three level boost*, tal como o próprio nome indica, apresenta, à sua saída, três níveis de tensão distintos, conseguidos com a divisão em duas partes do barramento CC com ponto médio comum, como demonstrado na Figura 2.4.

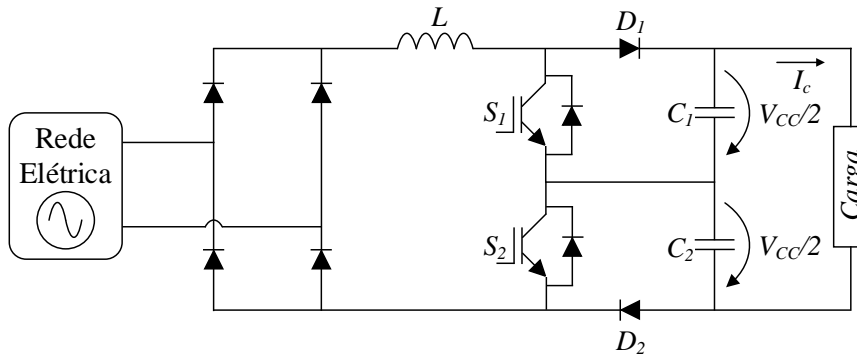


Figura 2.4 – Conversor PFC do tipo *three level boost*.

Quando utilizado nas aplicações de potências e tensões elevadas, o conversor *three level boost* revela notórias vantagens comparativamente às restantes topologias *boost* até aqui apresentadas.

Para aplicações com o mesmo nível de potência e o mesmo valor de *ripple* de corrente de entrada, o conversor *three level boost* necessita de um valor de indutância quatro vezes menor face ao conversor *boost* convencional. Neste sentido o conversor *boost interleaved* aproxima-se mais da topologia *three level boost*, necessitando apenas do dobro do valor de indutância para ter capacidade de armazenar a mesma energia em cada bobina e alcançar o mesmo *ripple* de corrente, necessitando, contudo, de duas bobinas, uma por cada conversor intercalado, tal como referido no item 2.2.3. Em aplicações de elevada potência, a bobina tem um impacto significativo no tamanho do filtro de entrada do conversor, afetando a eficiência, o custo, volume e peso do sistema.

Além da utilização de uma indutância de menor valor, o conversor *three level boost* utiliza semicondutores de potência com características nominais de tensão e corrente menores. Encontrando-se o barramento CC dividido em dois, os IGBTs e díodos apenas têm de suportar metade da tensão de saída, ao contrário dos conversores de dois níveis.

Tal como a bobina, os semicondutores para potências altas representam um aumento das perdas de condução e das perdas de comutação, tendo também um papel fundamental no

custo e desempenho dos conversores. Além destas vantagens, quando a tensão supera um determinado nível, existe dificuldade em encontrar componentes eletrônicos capazes de operar nestas condições, tornando-se necessário recorrer a componentes de menor tensão ou à associação de semicondutores.

Com estas características vincadas para a topologia descrita neste item consegue-se uma eficiência elevada e custos de produção menores para alta potência comparado com as topologias apresentadas nos itens anteriores, potenciando-se assim a utilização desta topologia em detrimento das outras topologias *boost* [27], [39].

Como apresentado anteriormente, todas as vantagens desta topologia são conseguidas com o aumento da complexidade do funcionamento do conversor. Este opera em duas regiões distintas. A primeira região de operação sucede-se quando o valor da tensão de alimentação é menor do que metade da tensão de saída do conversor. Neste caso, a combinação dos IGBTs S_1 e S_2 resulta em três estados válidos distintos. No primeiro estado válido, os IGBTs S_1 e S_2 encontram-se fechados, procedendo deste modo ao aumento de energia armazenada na bobina, do mesmo modo que num conversor CC-CC *boost* convencional. Após a corrente do lado CC atingir o limite máximo imposto pelo controlo, o IGBT S_2 é aberto (segundo estado válido), fluindo a corrente por S_1 , C_2 e D_2 , procedendo à carga do condensador C_2 . Quando a corrente atinge o valor mínimo predefinido, procede-se novamente à carga da bobina, fechando os IGBTs S_1 e S_2 (repete-se o primeiro estado válido). Quando a corrente atinge novamente o limite máximo imposto pelo controlo, o IGBT S_1 é aberto (terceiro estado válido), percorrendo a corrente o diódo D_1 , o condensador C_1 e o IGBT S_2 , ocorrendo o carregamento do condensador C_1 . Repete-se este processo alternado até a tensão de entrada atingir um valor superior a metade da tensão de saída, entrando-se assim na segunda região de operação. Nesta segunda região de operação, as combinações dos IGBTs S_1 e S_2 apresentam de igual modo três estados. Inicialmente procede-se à carga de energia na bobina e no condensador C_2 , com o IGBT S_1 fechado e S_2 aberto (primeiro estado válido), fluindo a corrente por S_1 , C_2 e D_1 . Quando a corrente atinge o limite máximo o IGBT S_1 é aberto (segundo estado válido), descarregando a energia armazenada na bobina e procedendo-se ao carregamento dos condensadores C_1 e C_2 , percorrendo a corrente os díodos D_1 e D_2 e os condensadores C_1 e C_2 . Quando a corrente do lado CC atinge o mínimo previsto pelo sistema de controlo, o IGBT S_2 é fechado, permanecendo S_1 aberto (terceiro estado válido), procedendo-se desta forma ao aumento da energia armazenada na bobina e no condensador C_1 . Quando a corrente volta a atingir o valor máximo permitido o IGBT S_2 é aberto (repete-se o segundo estado válido), fluindo a

corrente por C_1 , C_2 , D_1 e D_2 , carregando os condensadores C_1 e C_2 . Quando a corrente atinge o limite mínimo repetem-se todos os processos novamente desde o primeiro [38], [39].

2.3 Conversores CA-CC Bidirecionais

Os conversores CA-CC bidirecionais, tal como os conversores unidirecionais, devem respeitar as mesmas exigências relativamente às harmónicas na corrente, elevado fator de potência e uma regulação da tensão de saída, para além de permitirem o fluxo bidirecional de energia. Este tipo de conversores é utilizado, por exemplo, em sistemas de carga e descarga das baterias de UPS e VEs. São também utilizados em sistemas de tração de comboios e de metro, entre outros. A sua topologia mais básica é constituída por um inversor fonte de tensão (*voltage source inverter* – VSI) controlado por tensão ou corrente, por um filtro CA indutivo à entrada e por um elemento armazenador de energia à saída, geralmente um condensador [28].

Com o aparecimento dos conceitos V2G [13], V2H [19], V2V [6], *smart-homes* e *smart-grids* [4], os conversores CA-CC começaram a ter mais ênfase nos sistemas de carregamento de baterias para VEs, uma vez que os conversores CA-CC bidirecionais são capazes de converter corrente alternada em corrente contínua durante o período de carregamento das baterias e converter corrente contínua em corrente alternada no modo de descarregamento das baterias.

Neste sentido, os VEs deixam de ser exclusivamente uma carga para a rede e passam a poder interagir com esta, podendo ajudar a estabilizar a sua operação, uma vez que, para além do carregamento com corrente sinusoidal com baixo THD e elevado fator de potência, o VE passa a poder injetar energia reativa ou ativa na rede se o inversor fonte de tensão (VSI) for controlado por corrente e caso tenha uma fonte de alimentação do lado CC. Nesse caso, pode produzir uma tensão sinusoidal, se for controlado por tensão, funcionando assim como uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS). Por último, de referir que os conversores CA-CC bidirecionais podem ser de vários níveis (multinível), isto é, têm a capacidade de produzir vários níveis de tensão, o que significa que, quando são utilizados como VSI controlados por tensão ou corrente, produzem um sinal de saída com um *ripple* menor, logo, um sinal de melhor qualidade e com um menor valor de THD [40].

Face ao descrito anteriormente, neste item são abordadas as topologias CA-CC *front-end* do tipo *boost* mais relevantes tais como a *half-bridge*, *full-bridge*, e as multiníveis *diode-clamped*, *flying-capacitor* e *cascade multicell*.

2.3.1 Conversor *Half-Bridge*

A versão monofásica do conversor CA-CC *half-bridge* destaca-se pela sua simplicidade de *design* uma vez que apenas utiliza um braço com dois IGBTs e dois condensadores no barramento CC ligados a um ponto médio comum tal como pode ser observado na Figura 2.5.

O número reduzido de IGBTs utilizado na topologia *half-bridge* simplifica o seu controlo. Porém, como o conversor apresenta o seu barramento CC dividido em dois, com o ponto médio deste ligado ao neutro da rede elétrica, existe uma dificuldade acrescida em alcançar-se uma correta regulação deste. Além disso, esta particularidade do conversor *half-bridge* exige que a tensão à saída do conversor seja, pelo menos, duas vezes superior ao valor máximo da tensão da rede elétrica, pelo que, considerando o sistema elétrico português, a tensão de saída deve ser superior a 650 V. Outra das desvantagens que a divisão do barramento CC ocasiona é a necessidade de dois sistemas de controlo (onde estão incluídos sensores e placas de condicionamento de sinal), um para cada condensador, de modo a que não existam desequilíbrios de tensões entre os dois condensadores [27].

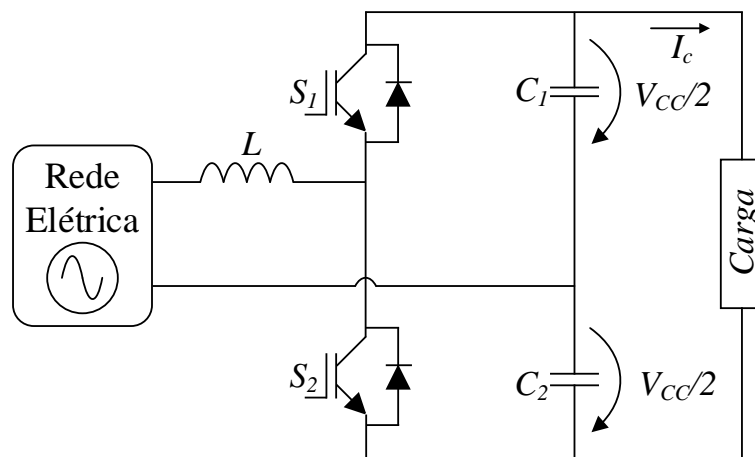


Figura 2.5 – Conversor *half-bridge*.

Devido à possibilidade de operação em modo bidirecional, a topologia *half-bridge* permite que o conversor opere como retificador ativo ou como inversor. A combinação do funcionamento dos IGBTs S_1 e S_2 gera dois estados válidos de funcionamento.

Quando o conversor *half-bridge* opera como retificador ativo, identificado na literatura como *Voltage Source Rectifier* (VSR), o primeiro estado de operação corresponde à

condução do IGBT S_1 ou do seu díodo em antiparalelo, dependendo do sentido da corrente; se a corrente for positiva conduz o díodo, caso contrário, conduz o IGBT S_1 . Nesta condição, como a tensão no condensador C_1 é superior ao pico da tensão de alimentação, a corrente na bobina vai apresentar um declive positivo ou negativo, dependendo se a corrente à entrada do retificador for negativa ou positiva, respetivamente. Quando a corrente na bobina atinge o pico máximo ou mínimo, delineado pelo controlo, é ligado o IGBT S_2 ou entra em condução o díodo em antiparalelo dependendo, mais uma vez, se a corrente de entrada é positiva ou negativa. Entra-se assim no segundo modo de funcionamento. Encontrando-se a tensão aos terminais do condensador C_2 com um valor superior ao valor de pico da tensão de alimentação do conversor, a corrente na bobina vai apresentar um declive positivo, se a corrente de entrada do conversor for positiva, ou um declive negativo, se a corrente de entrada for negativa. Quando a corrente na bobina atinge novamente o valor mínimo ou máximo definido pelo controlo, completa-se um período de comutação [41]–[43]. Deve-se salientar que em momento algum os IGBTs S_1 e S_2 podem ser ligados em simultâneo, caso contrário, provocar-se-ia um curto-circuito aos terminais do barramento CC.

Por outro lado, quando o conversor *half-bridge* opera como inversor, identificado na literatura como VSI, este pode ser controlado por corrente ou por tensão (e.g., quando utilizado numa UPS). Independentemente do controlo utilizado, o método de funcionamento adotado é o mesmo face ao funcionamento como retificador ativo. A combinação dos dois IGBTs gera dois estados válidos. Quando é ligado o IGBT S_1 , a tensão de saída do inversor é $+V_{CC}/2$, e quando é fechado o IGBT S_2 , a tensão de saída do inversor é $-V_{CC}/2$. De referir mais uma vez que os IGBTs S_1 e S_2 não podem entrar em condução ao mesmo tempo, pois provocaria um curto-circuito aos terminais do barramento CC [41].

2.3.2 Conversor *Full-Bridge*

A topologia apresentada neste item é constituída por uma bobina, um condensador no barramento CC e quatro IGBTs como se pode visualizar no esquema elétrico da Figura 2.6. Comparativamente ao conversor *half-bridge*, o conversor *full-bridge* utiliza menos um condensador no barramento CC, contudo, tratando-se de uma ponte completa a dois braços, utiliza dois IGBTs adicionais, aumentando a complexidade no seu controlo [27].

As vantagens da utilização da topologia *full-bridge* em detrimento da topologia *half-bridge* são múltiplas, destacando-se desde logo pela utilização de um único condensador no barramento CC, tornando assim mais fácil a sua regulação. O conversor *full-bridge* utiliza

mais dois IGBTs, sugerindo ter um custo mais elevado. No entanto, os IGBTs têm de suportar uma tensão de saída duas vezes menor, sendo assim possível recorrer a semicondutores para tensões menores e, por sua vez, menos dispendiosos e mais eficientes [44].

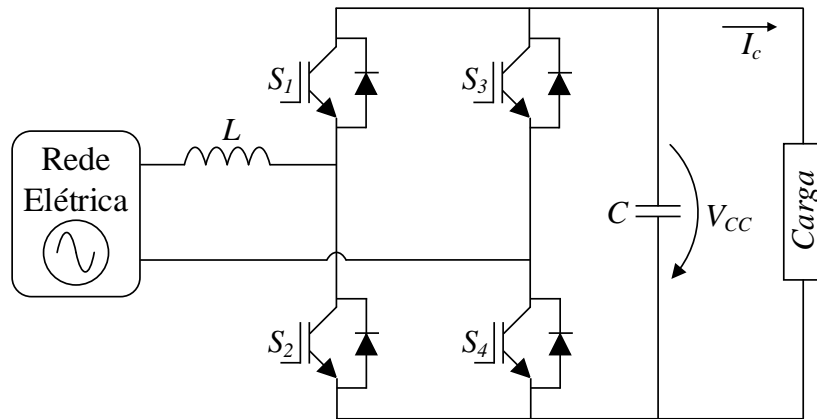


Figura 2.6 – Conversor *full-bridge*.

Por último, e não menos importante, o conversor *full-bridge* opera como um conversor *boost* quando o fluxo de energia é da rede elétrica para o barramento CC. Por sua vez, quando o fluxo é do barramento CC para a entrada do conversor, este pode operar como um *buck* ou como um inversor CC [45]. No funcionamento como inversor, utilizando uma estratégia de controlo adequada, permite produzir três níveis de tensão à sua saída ($+V_{CC}/2$, 0 , $-V_{CC}/2$), traduzindo-se isto numa sintetização da tensão de saída com menos *ripple*, permitindo reduzir os filtros passivos de acoplamento à rede elétrica.

No que diz respeito ao funcionamento do conversor *full-bridge* como retificador ativo, os IGBTs que integram o mesmo braço da ponte nunca podem estar em condução ao mesmo tempo, porque isto provocaria um curto-circuito aos terminais do barramento CC, danificando o conversor. De forma a assegurar a integridade do conversor, a combinação dos estados dos IGBTs (S_1 , S_2 , S_3 , S_4) deve apenas apresentar três estados válidos de funcionamento. Quando a fonte de alimentação CA do conversor se encontra no semiciclo positivo, o IGBT S_4 é fechado e o IGBT S_2 é utilizado como dispositivo de comutação, assim, quando o IGBT S_2 está fechado, a energia armazenada pela bobina L aumenta, o que leva a um aumento da sua corrente até atingir o pico máximo permitido pelo controlo. Quando isto se sucede, o IGBT S_2 é aberto, libertando a energia armazenada na bobina para o barramento CC através do díodo de *freewheeling* do IGBT S_1 , o que provoca uma diminuição na corrente da bobina que, quando atinge o pico mínimo delineado pelo controlo, inicia um novo ciclo de comutação. No semiciclo negativo da tensão de alimentação, o método de operação é o mesmo. O IGBT S_3 mantém-se fechado durante

todo o semiciclo negativo, e o IGBT S_1 é utilizado como dispositivo de comutação. Durante o período em que o IGBT S_1 se encontra fechado, a energia armazenada pela bobina L aumenta, conduzindo a um consequente aumento da sua corrente que, ao atingir o pico máximo permitido pelo controlo, conduz à abertura do IGBT S_1 . Assim, a energia armazenada na bobina é libertada para o barramento CC através do diódo de *freewheeling* do IGBT S_2 , o que provoca a diminuição da corrente da bobina que, quando atinge o pico mínimo delineado pelo controlo, inicia um novo ciclo de comutação. Utilizando esta metodologia de operação consegue-se garantir uma corrente sinusoidal no lado da rede elétrica com reduzido valor de THD e elevado fator de potência [45].

Quando o conversor opera como inversor, deve-se também, neste modo, garantir que os IGBTs do mesmo braço do conversor *full-bridge* não conduzem no mesmo instante. De forma a garantir esta condição, e a presença de três níveis de tensão à saída do inversor, são necessários quatro estados válidos em que um deles se repete. Para sintetizar o semiciclo positivo, quando os IGBTs S_1 e S_4 estão ligados, a tensão à saída do inversor é $+V_{CC}$, caso contrário, são ligados os IGBTs S_1 e S_3 para que a tensão à saída seja de 0 V. Para sintetizar o semiciclo negativo, de modo a obter-se uma tensão à saída do inversor de $-V_{CC}$, devem ser fechados os IGBTs S_2 e S_3 e, por seu turno, para que a tensão de saída resultante seja de 0 V, devem ser ligados os IGBTs S_2 e S_4 [44], [45].

2.3.3 Conversor *Diode-Clamped*

O conversor multinível *diode-clamped* surgiu a partir do conversor *neutral point clamped* (NPC) desenvolvido no ano de 1979. Por este motivo, o conversor *diode-clamped* é também designado na literatura de NPC [46]. Na Figura 2.7 encontra-se uma representação do conversor *diode-clamped* de três níveis.

Este conversor é constituído por um barramento CC dividido em três níveis por dois condensadores ligados em série (C_1 e C_2). O ponto médio dos dois condensadores é definido como o ponto neutro. Os díodos (D_1 e D_2) são responsáveis por estabelecer a ligação entre o ponto médio do barramento CC e o ponto médio dos IGBTs. Tal como o seu nome sugere, esta topologia de inversor caracteriza-se por poder disponibilizar à sua saída três níveis de tensão distintos. Quando ligados os IGBTs S_1 e S_2 obtém-se na saída a tensão $+V_{CC}/2$. De forma a obter-se a tensão de saída $-V_{CC}/2$ devem ser ligados os IGBTs S_3 e S_4 . Por último, a tensão de saída de 0 V é alcançada com os IGBTs S_2 e S_3 [46].

O que distingue este circuito de um circuito convencional de dois níveis (*half-bridge*) são os díodos D_1 e D_2 . Estes dois díodos fazem com que cada um dos interruptores tenha aplicada sobre si apenas metade da tensão do barramento CC. Quando os IGBTs S_1 e S_2 estão ligados, a tensão aplicada sobre os IGBTs S_3 e S_4 é de V_{CC} , no entanto, o diodo D_1 equilibra a partilha de tensão. Assim, o IGBT S_3 apenas tem de suportar a tensão do condensador C_1 e o IGBT S_4 tem de suportar a tensão do condensador C_2 [46], [47].

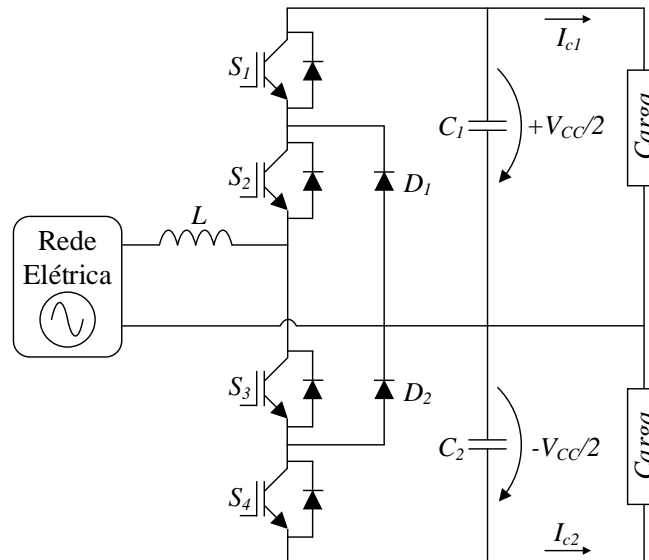


Figura 2.7 – Conversor *diode-clamped*.

A topologia *diode-clamped* pode ser estendida a mais níveis de tensão de saída. Para se alcançar um conversor de n níveis são necessários $(n-1)$ condensadores para o barramento CC, $(2n-2)$ IGBTs e $(2n-4)$ díodos. Embora os IGBTs tenham de suportar apenas um nível de tensão de bloqueio $V_{CC}/(n-1)$, os díodos têm de suportar diferentes níveis de tensão de bloqueio. Assumindo que a tensão nominal de bloqueio dos díodos é igual à dos IGBTs, neste caso são necessários $(n-1)$ $(n-2)$ díodos, representando esta expressão um aumento quadrático com o aumento de n . Se n for elevado (elevado número de níveis), dado o número de díodos que seriam necessários, esta topologia acaba por ser praticamente impossível de implementar [47].

2.3.4 Conversor *Flying-Capacitor*

Na Figura 2.8 podemos observar o esquema elétrico do conversor *capacitor-clamped*, também denominado a literatura por *flying-capacitor*. Este conversor dispõe de condensadores de *clamping* independentes que fazem a partilha de tensão entre os semicondutores de potência, ou seja, cada um dos IGBTs tem de suportar apenas a tensão de um condensador do barramento CC [47].

A implementação deste conversor é mais fácil do que a implementação do conversor *diode-clamped* em aplicações superiores a três níveis. Todavia, é necessário ter em conta que esta topologia apresenta alguns inconvenientes, destacando-se a necessidade de bancos de condensadores para aplicações de muitos níveis e a possibilidade de existência de desequilíbrio de tensão entre os condensadores que fazem o balanceamento das tensões entre os IGBTs. É vital, para o bom funcionamento do conversor, que o condensador C_1 esteja carregado com a tensão $V_{CC}/2$. A vantagem mais marcante do conversor *flying-capacitor* é a maior flexibilidade permitida na síntese do sinal de saída, algo que não é conseguido com a topologia NPC, isto é, para um dado nível de tensão de saída, existem várias combinações de IGBTs possíveis, resultado dos diferentes carregamentos, ou descarregamentos, dos condensadores de balanceamento (C_1) [40].

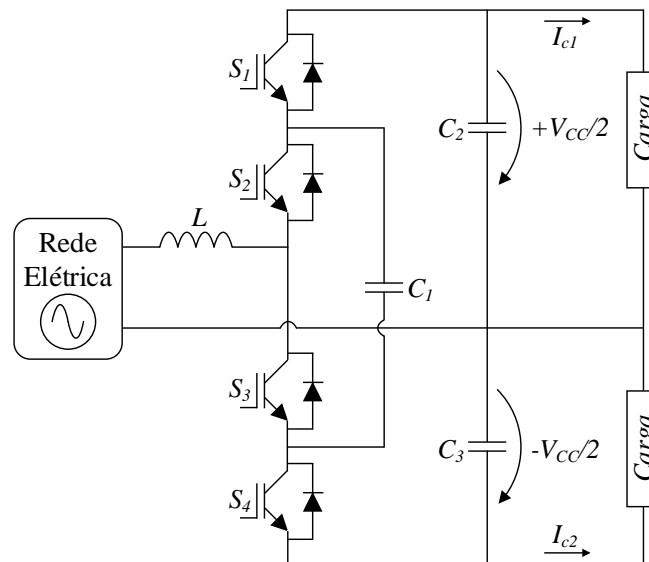


Figura 2.8 – Conversor *flying-capacitor*.

Tal como a topologia *diode-clamped* de três níveis, o conversor *flying-capacitor* de três níveis apresenta o seu barramento CC dividido, com o seu ponto médio definido como o ponto neutro. A diferença reside no facto desta topologia usar condensadores ao invés de díodos para balancear a tensão entre os IGBTs e estes não se encontrarem ligados ao ponto neutro. Porém, permite do mesmo modo que sejam disponibilizados três níveis de tensão distintos à sua saída [40].

Neste conversor, quando ligados os IGBTs S_1 e S_2 à saída do inversor, obtém-se o nível $+V_{CC}/2$. No caso oposto, em que são ligados o par de IGBTs S_3 e S_4 na saída do inversor, é disponibilizado o nível $-V_{CC}/2$. Por último, na saída é possível obter 0 V com duas combinações, ligando os IGBTs S_1 e S_3 ou o par S_2 e S_4 [46], [47].

Analogamente ao conversor *diode-clamped*, a topologia *flying-capacitor* requer um elevado número de condensadores para balancear as tensões entre os dispositivos ativos. Se um condensador suportar o mesmo valor de tensão nominal de um IGBT, para um conversor *flying-capacitor* de n níveis, são necessários $(n-1)(n-2)/2$ condensadores de interligação entre IGBTs em adição aos $(n-1)$ condensadores necessários para o barramento CC. No que diz respeito ao número de IGBTs requeridos nesta topologia, este é igual ao da topologia anterior, ou seja, são necessários $(2n-2)$ IGBTs capazes de suportar uma tensão reversa de $V_{CC}/(n-1)$ [47].

2.3.5 Conversor *Cascade Multicell*

O conversor *cascade multicell* resulta da associação em série de múltiplos conversores *full-bridge* com o seu barramento CC separado. Como a própria designação do conversor indica, célula é o termo entregue a cada conversor *full-bridge* que constitui a cascata.

A tensão de saída do inversor *cascade multicell* corresponde à adição da tensão que cada célula, integrante do conversor, pode disponibilizar. Assim, uma célula integrante de uma cascata de n níveis pode disponibilizar à sua saída a tensão $+V_{CC}/n$, 0 , $-V_{CC}/n$. Esta análise permite também concluir que, por cada célula adicionada, são incrementados mais dois níveis distintos de tensão, uma vez que o nível 0 é comum a todas as células. Deste modo, para um conversor de n células obtém-se $(2n+1)$ níveis de tensão [47], [48]. A grande vantagem desta topologia das demais é a capacidade de, em caso de falha de uma célula, a mesma ser reparada ou substituída sem a necessidade de desligar o conversor. Após a deteção da célula em falha a mesma pode ser isolada do resto da cascata através de um interruptor externo [48].

Na Figura 2.9 é apresentado o esquemático de um conversor *cascade multicell* de duas células que disponibiliza à sua saída cinco níveis diferentes correspondentes a $+V_{CC}$, $+V_{CC}/2$, 0 , $-V_{CC}/2$ e $-V_{CC}$.

Do mesmo modo que o conversor abordado no item 2.3.4 é possível na topologia *cascade multicell* obter o mesmo nível de tensão à saída com diferentes combinações de IGBTs. Quando ligados os IGBTs S_1 , S_4 , S_5 e S_8 , obtém-se, à saída do inversor, o nível de tensão $+V_{CC}$. Para se conseguir obter, à saída do inversor, o nível de tensão $-V_{CC}$, é necessário ligar os IGBTs S_2 , S_3 , S_6 e S_7 . O nível de tensão $+V_{CC}/2$ pode ser obtido com quatro combinações diferentes: ligando os IGBTs S_1 , S_4 , S_5 e S_7 ; os IGBTs S_1 , S_4 , S_6 e S_8 ; os IGBTs S_1 , S_3 , S_5 e S_8 ; ou os IGBTs S_2 , S_4 , S_5 e S_8 . Do mesmo modo, o nível de tensão $-V_{CC}/2$

pode ser alcançado com quatro combinações distintas, sendo elas a ligação dos IGBTs S_2 , S_3 , S_5 e S_7 , dos IGBTs S_2 , S_3 , S_6 e S_8 , dos IGBTs S_1 , S_3 , S_6 e S_7 , ou, por fim, a ligação dos IGBTs S_2 , S_4 , S_6 e S_7 . O nível de tensão de 0 V é obtido ligando os IGBTs S_1 , S_3 , S_5 e S_7 , os IGBTs S_1 , S_3 , S_6 e S_8 , os IGBTs S_2 , S_4 , S_5 e S_7 , ou ainda, os IGBTs S_2 , S_4 , S_6 e S_8 . Confirma-se, com este conjunto de estados válidos possíveis para cada nível de tensão, a flexibilidade que o conversor *cascade multicell* permite na síntese do sinal de saída [47].

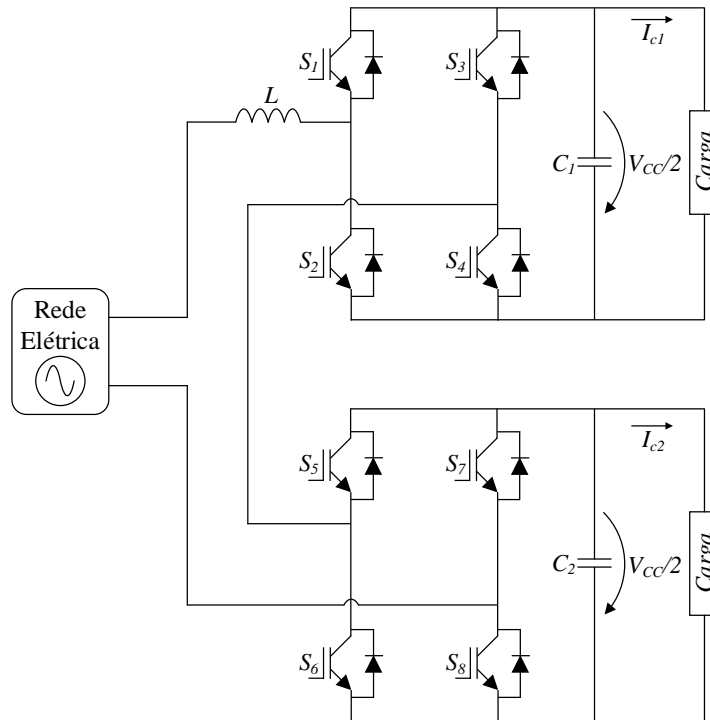


Figura 2.9 – Conversor *cascade multicell*.

Na topologia de conversor aqui apresentada, para que este apresente n níveis de tensão à sua saída, são necessários $2(n-1)$ IGBTs tendo estes de suportar uma tensão de V_{cc}/n . De frisar ainda que são necessários $(n-1)/2$ condensadores no barramento CC.

2.4 Conversores CC-CC Unidirecionais

Os conversores CC-CC são usados nas mais diversas aplicações. Desde aplicações de potências reduzidas, na ordem de apenas algumas dezenas de W (e.g., carregadores de baterias de telemóveis e de computadores portáteis), a aplicações onde é exigida potência na ordem de centenas de W (e.g., carregadores de baterias de VEs) [50]-[53].

No que respeita aos sistemas de carregamento de baterias para VEs, os conversores CC-CC têm um papel fundamental na preservação do bom estado das baterias uma vez que são estes conversores que estabelecem a interface entre o barramento CC e as baterias, daí a sua designação *back-end*. Os conversores CC-CC *back-end* estão encarregados de regular a

corrente e tensão de carregamento das baterias, de acordo com o algoritmo de carregamento empregue.

Na literatura são inúmeras as topologias de conversores CC-CC existentes, no entanto, neste item apenas são abordadas as topologias *boost* [47] e *buck* [54] convencionais, uma vez que estas topologias serviram de base de evolução para o desenvolvimento de outras topologias tais como os conversores *interleaved boost* [51], *KY boost* [55] e *clamped current buck* [56], que derivam das topologias convencionais, apresentando melhorias mais interessantes para determinadas aplicações.

2.4.1 Conversor *Boost* Convencional

O conversor CC-CC *boost* convencional é utilizado para elevar a tensão, disponibilizando aos seus terminais de saída uma tensão superior à de entrada. É comum na literatura esta topologia ser também designada por *step-up* [49]. De referir que o conversor *boost* é cada vez mais utilizado em aplicações industriais, sistemas de carregamento de baterias, sistemas solares fotovoltaicos, balastros eletrónicos para iluminação, sistemas de *backup* de energia, entre outras aplicações [49], [51], [57]. Na Figura 2.10 é apresentado o esquema elétrico do conversor *boost* convencional.

A operação do IGBT *S* apenas apresenta dois estados válidos. No primeiro estado, o IGBT encontra-se fechado, no segundo estado encontra-se no estado inverso, ou seja, aberto.

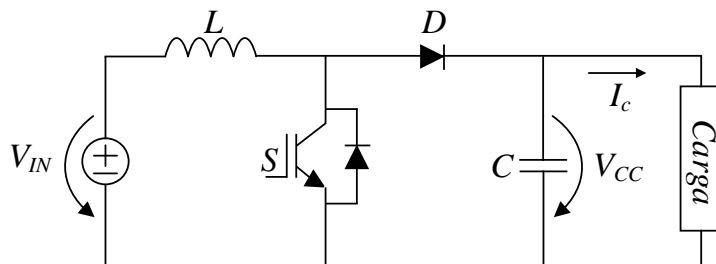


Figura 2.10 – Conversor *boost* convencional.

Quando o IGBT *S* se encontra fechado, o diodo *D* permanece inversamente polarizado, não permitindo a passagem de corrente da bobina para o condensador e para a carga. Deste modo, a energia acumulada na bobina *L* aumenta, provocando também o aumento da corrente de entrada. No estado seguinte, o IGBT *S* é aberto, o diodo *D* fica diretamente polarizado, fluindo a corrente para o condensador e para a carga, diminuindo, deste modo, a energia armazenada na bobina *L* e, conseqüentemente, a corrente de entrada [49], [51], [58].

Atendendo ao facto de que a tensão de saída do conversor aumenta com o aumento do *duty-cycle*, conseguindo-se a tensão máxima apenas quando o *duty-cycle* é máximo, para se alcançar o mínimo de variação da tensão de saída, é necessário recorrer a um condensador (C) com um valor de capacitância considerável, pois este, durante o período em que o IGBT S está fechado, tem de ser capaz de fornecer energia à carga. Além do dimensionamento do condensador, deve ter-se em conta que a corrente, tanto do lado CA como do lado CC, é controlada através da bobina, sendo necessário determinar o correto valor de indutância para que a bobina não sature, tendo em atenção que, a temperaturas elevadas, o limite de saturação do núcleo da bobina diminui [51]. Deve-se também ter em conta que o valor de indutância da bobina determina o modo de funcionamento do conversor *step-up*, uma vez que este tanto pode operar em modo de corrente descontínua (DCM) como em modo de corrente contínua (CCM) [49], sendo que a eficiência máxima do conversor apenas é alcançada quando este opera em modo CCM [50].

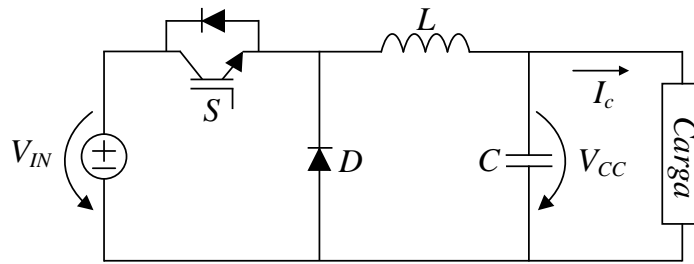
Como já aqui foi apresentado, o ganho da topologia *boost* convencional é limitado, mesmo quando o *duty-cycle* é máximo, sendo necessário recorrer a um valor de capacitância elevado para o condensador de saída. Para além desta desvantagem, o díodo D está sujeito a elevado *stress* provocado pela corrente reversa quando o IGBT S está em condução. Estas desvantagens afetam, de forma direta, a eficiência do conversor e inviabilizam o uso desta topologia em aplicações de elevadas potências [50], [59].

2.4.2 Conversor *Buck* Convencional

A topologia *buck* convencional é assim denominada por apresentar uma tensão de saída menor do que a de alimentação, sendo este conversor o mais popular da família dos conversores CC-CC *buck*, e um dos mais utilizados em aplicações onde não seja requerido isolamento [54]. O circuito mais típico deste conversor está representado na Figura 2.11.

O conversor *buck* convencional, também designado de *step-down*, pode, tal como o conversor apresentado no item 2.4.1, operar no modo de condução contínua (CCM) e no modo de condução descontínua (DCM). O modo de condução CCM é usualmente aplicado para obter uma conversão eficiente, por outro lado, o modo DCM é utilizado em aplicações de baixa potência ou aplicações *stand-by* [54].

No modo de condução contínua (CCM), a corrente da bobina nunca é nula durante o período total de comutação do IGBT S_1 , sendo a variação da corrente de entrada suavizada devido à conexão da fonte de alimentação CC em série com a bobina.

Figura 2.11 – Conversor *buck* convencional.

No que concerne ao funcionamento do conversor *step-down*, este pode ser dividido em dois modos. No primeiro modo de funcionamento o IGBT S é fechado, fluindo a corrente de entrada através da bobina L , do condensador e da carga acoplada à saída do conversor, desta forma, consegue-se um aumento da energia armazenada pela bobina e um consequente aumento linear da corrente de entrada. No segundo modo de funcionamento o IGBT S é aberto, o diodo D fica diretamente polarizado, fazendo com que a corrente da bobina L flua através desta, do condensador, da carga e do próprio diodo D , sendo a energia da bobina armazenada no estado anterior fornecida à carga, resultando numa diminuição linear da corrente [58].

Em comparação com o conversor apresentado no item 2.4.1, a topologia aqui proposta segue os mesmos requisitos na exigência do dimensionamento dos componentes passivos. A bobina tem de ser corretamente calculada, de modo a que não sature quando utilizada com os valores de corrente desejados, e para garantir o valor de *ripple* de corrente pretendido. O condensador deve ser projetado de modo a minimizar o *ripple* da tensão de saída para os valores pretendidos, tendo em especial atenção a sua resistência em série equivalente (ESR – *Equivalent Series Resistance*) uma vez que esta afeta a eficiência do conversor. Por último, deve fazer-se uma correta escolha do diodo D , dado este ter de suportar a tensão de alimentação quando o IGBT S está fechado, o que lhe provoca elevado *stress*. Além desta característica, o diodo D deve ser rápido a alterar o seu estado porque o IGBT geralmente comuta a frequências elevadas [54], [58].

A principal desvantagem desta topologia deve-se, tal como no conversor *boost* convencional, ao seu ganho de tensão reduzido, conseguindo-se a tensão mínima à saída do conversor para um valor de *duty-cycle* mínimo. Esta limitação é mais alarmante quando se utilizam frequências de comutação superiores a 1 MHz, onde o período de regulação é muito pequeno e não se consegue reduzir o *duty-cycle* abaixo dos 10%. Por fim, quando se recorre a um *duty-cycle* muito pequeno, em frequências elevadas, a eficiência da topologia aqui abordada é bastante reduzida devido às perdas de comutação [60].

2.5 Conversores CC-CC Bidirecionais

Como referido no item 2.3, os conversores bidirecionais começaram a revelar-se mais interessantes e mais vantajosos para a integração em sistemas de carregamento de baterias de VEs. Os conversores CC-CC bidirecionais *back-end*, em conjunto com os conversores CA-CC bidirecionais, tornam possível colocar em prática os modos de funcionamento agregados aos VEs anteriormente citados.

Os conversores CA-CC bidirecionais, tal como os conversores CA-CC unidirecionais, estão encarregues de fazer uma correta regulação do carregamento das baterias, no entanto, têm também de ser capazes de descarregar as baterias da forma mais eficiente possível, uma vez que as baterias têm um papel importante no desempenho do VE. Para tal, o conversor deve salvaguardar o tempo de vida útil, a segurança e a fiabilidade das baterias [61].

Tipicamente, o conversor CC-CC *back-end* funciona como um conversor *buck* quando está a proceder ao carregamento das baterias uma vez que o barramento CC, tipicamente, costuma ter um valor de tensão superior ao conjunto de baterias do VE. Tendo em consideração este motivo, quando o conversor CC-CC *back-end* procede ao descarregamento das baterias, funciona como *boost* [61].

Assim, ao longo desta secção são descritas as duas topologias de conversores CA-CC *back-end* utilizadas em sistemas de carregamento para VEs. Estas topologias são designadas na literatura por *half-bridge* [62] e por *interleaved buck-boost* [63].

2.5.1 Conversor *Half-Bridge*

O conversor CC-CC bidirecional *half-bridge* resulta da combinação de um conversor *buck* com um conversor *boost*, por este mesmo motivo é também designado na literatura por conversor *buck-boost*. Este conversor está apresentado na Figura 2.12.

Esta topologia destaca-se das demais topologias bidirecionais não isoladas existentes pela sua elevada eficiência, por este mesmo motivo, é recorrentemente utilizada nos sistemas de armazenamento de energia, sistemas de carregamento de baterias para VEs e em fontes de alimentação de sistemas de telecomunicações [64], [65]. O conversor *buck-boost* pode operar no modo de condução contínua (CCM) e no modo de condução descontínua (DCM) da mesma forma que os conversores CC-CC unidirecionais *buck* e *boost*. No modo DCM, as perdas de ativação dos IGBTs são nulas e consegue-se a diminuição do valor de

indutância da bobina L face ao modo CCM, porém, as perdas provocadas quando o IGBT passa do estado *on* para o estado *off* são bastante superiores [65].

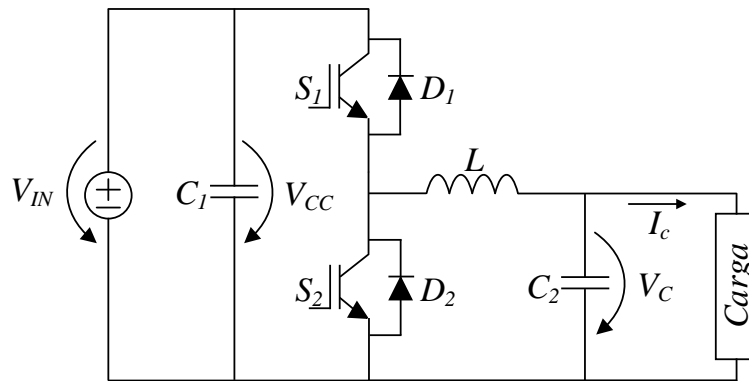


Figura 2.12 – Conversor *half-bridge*.

Quando a energia é transferida da fonte de alimentação para a carga, assumindo a corrente do sentido positivo, o conversor opera como um conversor *buck* convencional. Para que tal se suceda é utilizado o IGBT S_1 como dispositivo de comutação. Já o IGBT S_2 permanece aberto, sendo apenas aproveitado o seu diódo de *freewheeling*, D_2 . No intervalo de tempo em que o IGBT S_1 está fechado, o diódo D_2 é inversamente polarizado, aumentando a energia armazenada na bobina L , ficando a corrente desta com um declive positivo. Após a abertura do IGBT S_1 , o diódo D_2 fica diretamente polarizado, sendo a energia previamente armazenada na bobina L fornecida à carga, provocando uma diminuição na corrente [65], [66], [67].

A topologia abordada nesta secção atua como um conversor *boost* convencional se a transferência de energia se der da carga (se esta for um elemento armazenador de energia) para a fonte, ou seja, se a corrente no conversor adotar o sentido inverso face ao convencional. Neste modo de operação utiliza-se o diódo de *freewheeling* (D_1) do IGBT S_1 e o IGBT S_2 como dispositivo de comutação. Durante o período em que o IGBT S_2 se encontra aberto, o diódo D_1 é diretamente polarizado, a energia armazenada pela bobina L é fornecida à carga, como efeito, a corrente na bobina apresenta um declive negativo. Posteriormente, o estado do IGBT S_2 é invertido, ficando o diódo D_1 inversamente polarizado, procedendo-se, desta forma, à carga da energia na bobina L , ficando a corrente desta com um declive positivo [64]–[66]. Comprova-se assim que o funcionamento desta topologia como *buck* e *boost* é, em tudo, igual às topologias apresentadas nos itens 2.4.2 e 2.4.1, respetivamente.

2.5.2 Conversor *Interleaved Buck-Boost*

A topologia bidirecional *interleaved buck-boost* [63] é uma topologia recente, que surgiu com o intuito de ser utilizada em sistemas de carregamento de baterias para VEs. Como o seu nome indica, o conversor CC-CC aqui apresentado trata-se de um conversor bidirecional *buck-boost* com características *interleaved*. A redução do *ripple* da corrente na carga e a redução do peso e volume dos filtros de saída do conversor, são as características patentes em topologias de conversores *interleaved* que não se encontram nas topologias tradicionais.

O conversor CC-CC *interleaved buck-boost* permite a transferência de energia do barramento CC para a carga que se encontra acoplada à sua saída bem como a transferência de energia da carga, caso esta seja um elemento armazenador de energia, para o barramento CC. Esta topologia é composta por dois condensadores (C_1 e C_2), quatro IGBTs (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) e dois filtros indutivos (L_1 e L_2), como se pode validar através do esquema elétrico da Figura 2.13.

O barramento CC do conversor aqui citado apresenta-se dividido em dois com o seu ponto médio ligado à saída dos IGBTs S_2 e S_3 , e as bobinas L_1 e L_2 encontram-se ligadas à carga através do mesmo ponto.

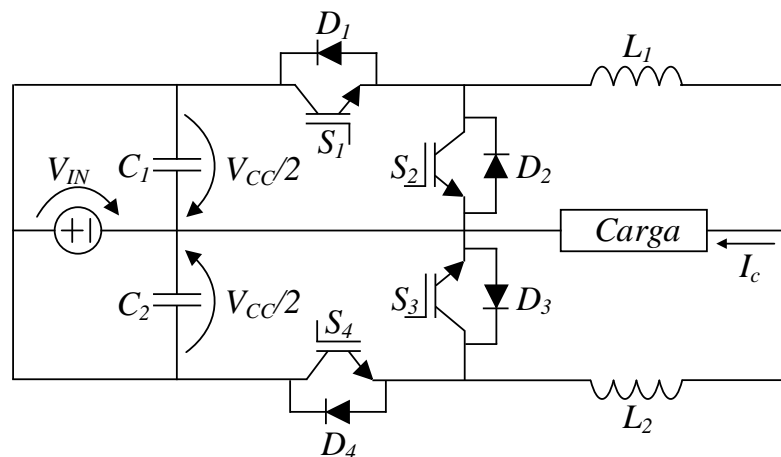


Figura 2.13 – Conversor *interleaved buck-boost*.

Tal como o conversor apresentado no item 2.2.3, o conversor *interleaved buck-boost* opera de modo intercalado, deste modo, a corrente na carga é o somatório da corrente das bobinas L_1 e L_2 , obtendo-se assim uma corrente na carga com um *ripple* menor duas vezes ao da corrente em cada uma das bobinas.

No que diz respeito ao funcionamento do conversor em modo intercalado, a combinação dos diferentes estados possíveis dos IGBTs resulta em dois estados válidos de

funcionamento. Além disto, usando um controlo adequado, é possível controlar a corrente ou a tensão em cada um dos sentidos do fluxo de energia.

Quando o fluxo de energia é do barramento CC para a carga, o conversor funciona como um conversor *buck interleaved*, posto isto, os IGBTs S_2 e S_3 permanecem sempre abertos ao longo deste modo de funcionamento, apenas sendo utilizados os seus díodos de *freewheeling* D_2 e D_3 . Inicialmente, o IGBT S_1 encontra-se fechado, fluindo assim a corrente através deste e da bobina L_1 do barramento CC até à carga, efetuando-se um aumento da energia armazenada na bobina L_1 e, conseqüentemente, a corrente desta apresenta um declive positivo. De referir ainda que o díodo de *freewheeling* D_2 se encontra inversamente polarizado. No mesmo período, o IGBT S_4 permanece aberto, forçando a bobina L_2 a fornecer energia à carga, provocando uma diminuição desta, levando assim a corrente da bobina L_2 a apresentar um declive negativo. Neste caso, a corrente da bobina flui através desta, da carga e do díodo D_3 que se encontra diretamente polarizado. Invertendo-se os estados dos IGBTs S_1 e S_4 , os estados dos díodos D_2 e D_3 também se invertem, passando agora a bobina L_1 a fornecer energia à carga, fluindo a corrente através desta, do díodo D_2 e da carga, apresentado agora a corrente da bobina L_1 um declive negativo. Por sua vez a bobina L_2 passa a armazenar energia, fluindo a corrente desta do barramento CC até à carga através do IGBTs S_4 , exibindo neste período a corrente da bobina L_2 um declive positivo.

No modo de operação como *boost interleaved*, a energia desloca-se da carga, se esta for um elemento armazenador de energia, para o barramento CC. Neste caso, são utilizados os díodos de *freewheeling* (D_1 e D_4) dos IGBTs S_1 e S_4 que permanecem em aberto ao longo de todo o período deste modo de funcionamento. Inicia-se este modo de operação com os IGBTs S_2 e S_3 fechados, aumentando a energia armazenada nas bobinas L_1 e L_2 , conseguindo-se isto devido à polarização inversa dos díodos D_1 e D_4 . Quando a energia das bobinas atinge o valor imposto pelo sistema de controlo, os IGBTs S_2 e S_3 são abertos libertando a energia para o barramento CC.

2.6 Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores CA-CC

As técnicas de controlo de corrente para conversores CA-CC *front-end*, tal como descrito no item 2.1, são parte integrante dos sistemas de carregamento para VEs. Para se conseguir um consumo de corrente sinusoidal com pouco conteúdo harmónico e com fator de potência controlado durante o modo de operação G2V dos VEs é essencial que sejam utilizadas técnicas de controlo de corrente adequadas. Estas técnicas de controlo de corrente

são aplicadas aos conversores que fazem a interface entre a rede elétrica e o barramento CC dos sistemas de carregamento.

De igual modo, quando o VE se encontra no modo de operação V2G, é fundamental utilizar uma técnica de controlo de corrente que permita controlar a corrente injetada na rede elétrica. O controlo aplicado neste modo deve permitir não só o ajuste da amplitude de corrente injetada como também permitir o ajuste da fase da corrente em relação à tensão da rede elétrica, de modo a conseguir manter o fator de potência próximo da unidade.

Assim, ao longo deste item são abordadas algumas das principais técnicas de controlo de corrente aplicáveis aos conversores CA-CC, apresentados no início deste capítulo, que sejam capazes de satisfazer os requisitos de funcionamento dos sistemas de carregamento de baterias para VEs. As técnicas de controlo não lineares são designadas na bibliografia por controlo de corrente por histerese [67], [68], e *periodic sampling* [69]. Por sua vez, as técnicas de controlo lineares utilizam, separadamente, um controlo do erro da corrente e a modulação da tensão de referência, sendo estas designadas por proporcional-integral (PI) [70], [71] e controlo preditivo [72], [73]. Para além destas existem ainda outras técnicas de controlo de corrente, tais como *sliding-mode* [74], *fuzzy logic* [75], *neural network* [76], [77] e *direct power control* [78], [79] que, apesar de válidas, usualmente não são utilizadas em sistemas de carregamento de baterias para VEs.

2.6.1 Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo de corrente por histerese tem provado ser uma solução para aplicações como filtros ativos e circuitos de acionamento de máquinas elétricas [68]. O algoritmo de controlo por histerese convencional caracteriza-se, e demarca-se dos demais algoritmos, pela sua simplicidade de aplicação, pela sua alta precisão, estabilidade e robustez, e pela sua excelente resposta dinâmica [68], [80]–[82].

Apesar das vantagens anteriormente descritas, o controlo por histerese apresenta uma frequência de comutação variável, resultando isto numa larga banda de espectro harmónico [80], [81]. Além disto, a variação da frequência de comutação permitida pelo controlo de corrente por histerese, inviabiliza a sua utilização em determinadas aplicações, devido ao aumento de comutações por ciclo, representando um aumento de perdas por comutação, podendo até superar a frequência máxima permitida pelo semicondutor de potência. Neste sentido, torna-se necessário efetuar uma escolha adequada da margem de histerese para reduzir a frequência máxima possível. Uma margem de histerese reduzida reduz a diferença

entre a referência da corrente e a corrente obtida, ou seja, reduz o erro, no entanto, aumenta a frequência de comutação máxima. Por outro lado, o aumento da margem de histerese aumenta o erro mas diminui a frequência de comutação máxima possível [80], [81].

Quando o algoritmo de controlo de corrente por histerese é aplicado digitalmente, através de um microprocessador, destaca-se pelo consumo de poucos recursos e do pouco tempo de processamento que requer, uma vez que apenas precisa de fazer a leitura de um sinal e os cálculos a efetuar são de mínima dificuldade. O mesmo não acontece quando aplicado analogicamente dada a necessidade de leitura de diferentes sinais e da execução de um largo número de comparações [81].

Este método de controlo de corrente consiste em determinar a diferença entre a corrente de referência e a corrente real de entrada do conversor, permitindo-lhe uma margem de histerese. O sinal resultante desta comparação, em conjunto com o seu negado, são os sinais aplicados aos dispositivos ativos do conversor. Este controlo é esquematizado no diagrama de blocos da Figura 2.14.

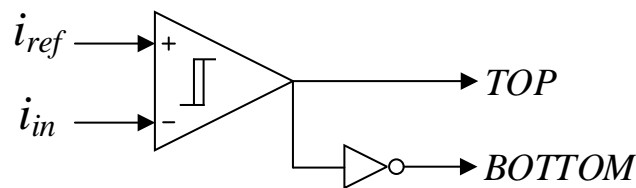


Figura 2.14 – Diagrama de blocos do controlo por histerese.

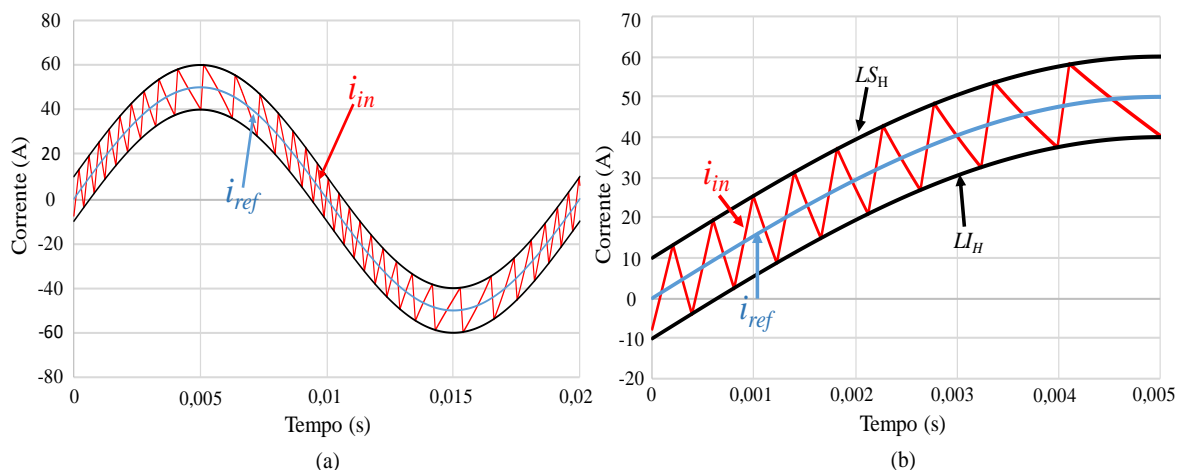


Figura 2.15 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente por histerese: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada das correntes e das margens de histerese durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.

Pode-se observar através da Figura 2.15 (a) que a corrente de entrada do conversor, i_{in} , é forçada a seguir a corrente de referência sinusoidal i_{ref} , estando delimitado o ripple da corrente de entrada do conversor pela margem de histerese superior e inferior. Na

Figura 2.15 (b) é possível observar com mais detalhe o limite de histerese superior (LS_H), o limite de histerese inferior (LI_H) bem como a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente de entrada do conversor (i_{in}). Porém, nem sempre se consegue garantir que o *ripple* da corrente se mantenha dentro das margens de histerese, sendo obrigatório realizar um aumento no valor de indutância da bobina de acoplamento à rede [68].

2.6.2 Controlo de Corrente *Periodic Sampling*

A técnica de controlo *periodic sampling*, tal como a técnica apresentada no item anterior, é de simples implementação. Neste algoritmo de controlo é efetuada uma comparação entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente de entrada do conversor (i_{in}). O sinal resultante desta comparação é aplicado a um *flip-flop* do tipo D que vai definir o estado dos semicondutores, podendo observar-se o que aqui foi descrito através da Figura 2.16. O *flip-flop* do tipo D, para além de definir o estado dos semicondutores, tem como objetivo limitar a frequência máxima de comutação para que seja salvaguardada a integridade dos componentes constituintes do conversor. Quando aplicado digitalmente este método de controlo, a frequência de comutação não é limitada pelo *flip-flop* do tipo D mas sim pela frequência de amostragem, sendo a frequência de comutação máxima metade da frequência de amostragem, que acontece a uma taxa constante [69].

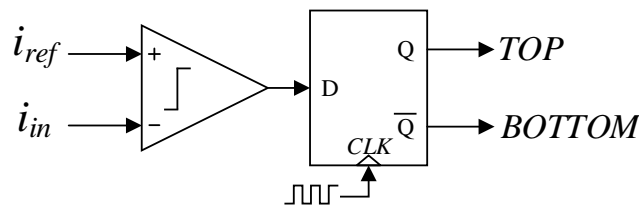


Figura 2.16 – Diagrama de blocos do controlo *periodic sampling*

Apesar desta técnica de controlo de corrente ser simples de implementar, ser robusta e apresentar uma resposta transitória rápida, continua sem garantir uma frequência de comutação fixa. Como a frequência de comutação é variável torna-se difícil dimensionar os filtros passivos capazes de filtrar as harmónicas de corrente provocadas pela comutação dos semicondutores de potência. Para além desta desvantagem, a técnica de controlo *periodic sampling* apresenta um *ripple* na corrente de entrada do conversor considerável quando comparada com outras técnicas e com o mesmo valor de bobina de acoplamento à rede, como se pode observar na Figura 2.17 (a) e (b). Esta limitação pode ser mitigada com o aumento do limite máximo da frequência de comutação, caso os semicondutores de potência o permitam. Na Figura 2.18 (a) é possível verificar a diminuição do *ripple* de corrente mantendo a corrente de referência, aumentando apenas a frequência de

amostragem e consequentemente aumentando o limite da frequência máxima de comutação. Esta mesma diminuição pode ser vista com mais detalhe observando a Figura 2.18 (b).

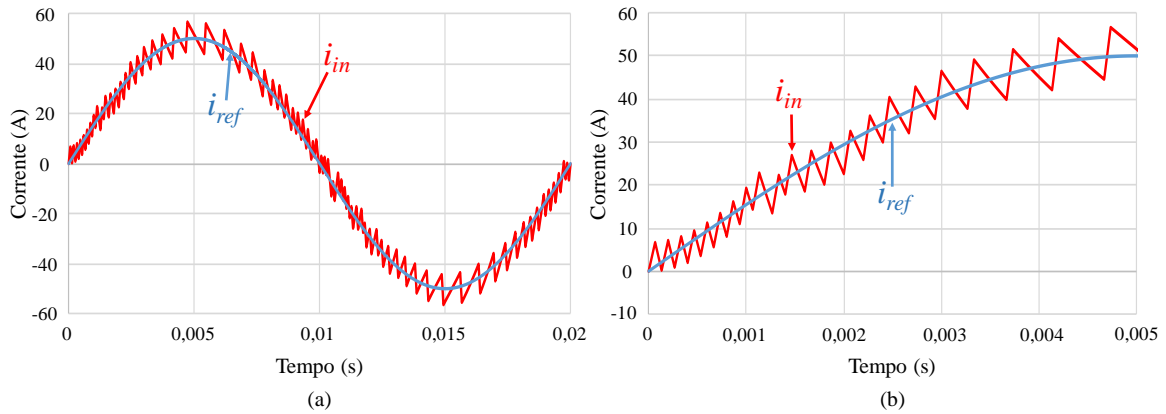


Figura 2.17 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente *periodic sampling* para uma frequência de comutação máxima de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do *ripple* da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.

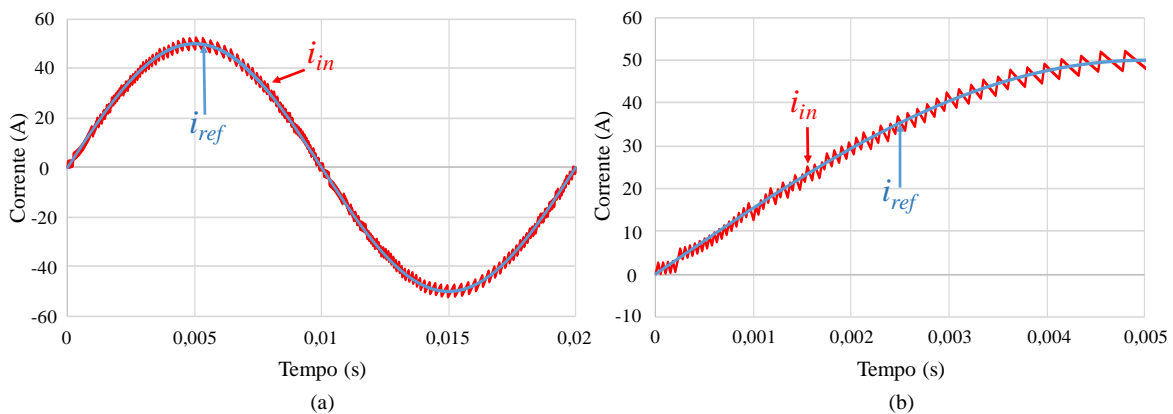


Figura 2.18 – Corrente de referência e de entrada do conversor com controlo de corrente *periodic sampling* para uma frequência de comutação máxima de 40 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do *ripple* da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.

2.6.3 Controlo de Corrente Proporcional Integral (PI)

Na estratégia de controlo de corrente PI com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) sinusoidal, é determinada a diferença entre a corrente de referência e a corrente de entrada do conversor. O resultado deste cálculo é processado por um controlador PI, o qual irá gerar uma tensão de referência sinusoidal. Posteriormente, esta tensão de referência sinusoidal moduladora é comparada com um sinal triangular portador de alta frequência do qual resulta o sinal PWM aplicado aos IGBTs do conversor [71]. O diagrama de blocos do controlo de corrente PI pode ser observado na Figura 2.19.

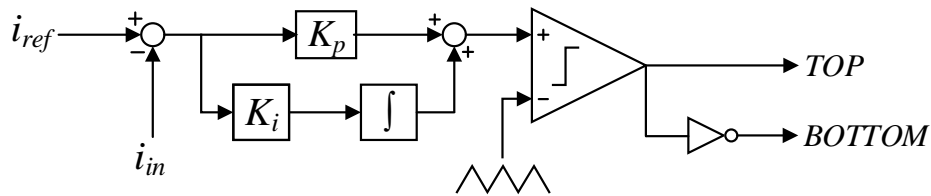


Figura 2.19 – Diagrama de blocos do controle PI com modulação PWM Sinusoidal.

Como este modo de controle PI utiliza um sinal portador fixo, a frequência de comutação resultante é também ela fixa, conseguindo-se assim alcançar uma corrente de entrada com harmónicas bem definidas, o que ajuda a efetuar um correto dimensionamento dos filtros passivos para reduzir as harmónicas de corrente provocadas pela comutação dos IGBTs, representando esta condição uma enorme vantagem face às técnicas de controlo anteriormente apresentadas. Como apresentado na Figura 2.20 (a) e (b), outra das vantagens deste algoritmo de controlo reside na diminuição do *ripple* da corrente de entrada do conversor [83].

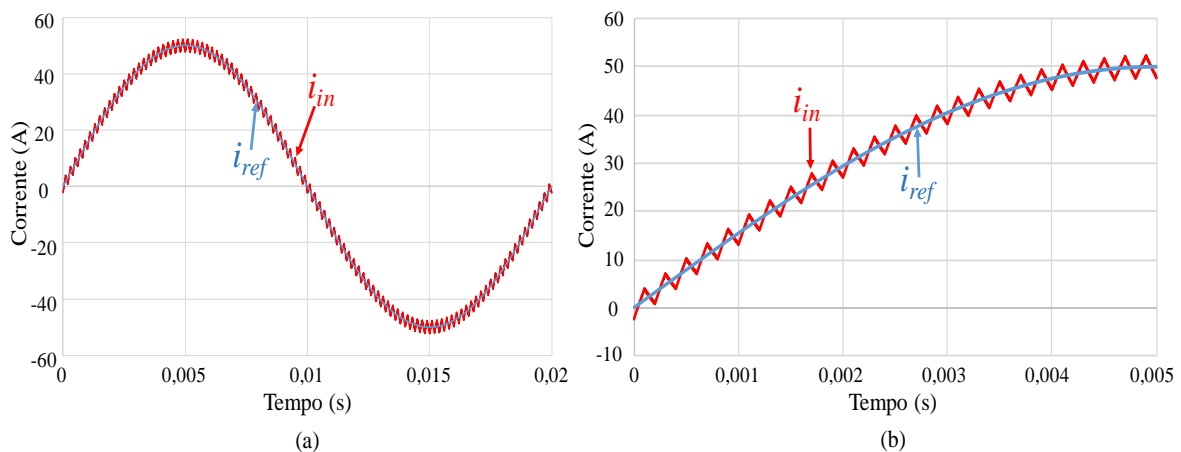


Figura 2.20 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente PI com modulação PWM sinusoidal com frequência de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do *ripple* da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.

Apesar das vantagens referidas, esta técnica de controlo apresenta desvantagens, destacando-se a resposta transitória lenta, como se pode observar através da Figura 2.21 (a) e mais detalhadamente na Figura 2.21 (b). Além disto, envolve o ajuste de ganhos, o que confere alguma complexidade ao algoritmo de controlo PI [71]. Para além do ajuste de ganhos, o *design* deste modo de controlo de corrente envolve a escolha da frequência e da amplitude do sinal de modulação. Embora a frequência de operação possa ser escolhida, existem limitações que devem ser consideradas, tais como o valor de indutância da bobina e a frequência de comutação suportada pelos semicondutores de potência. É necessário ter em conta que a bobina determina o valor do *ripple* da corrente e que existem intersecções que

são requeridas para gerar um PWM padrão. É necessário ter em conta que com a diminuição do valor de indutância da bobina, o *ripple* da corrente de entrada vai aumentar, exigindo um aumento da frequência e/ou da amplitude do sinal portador [71].

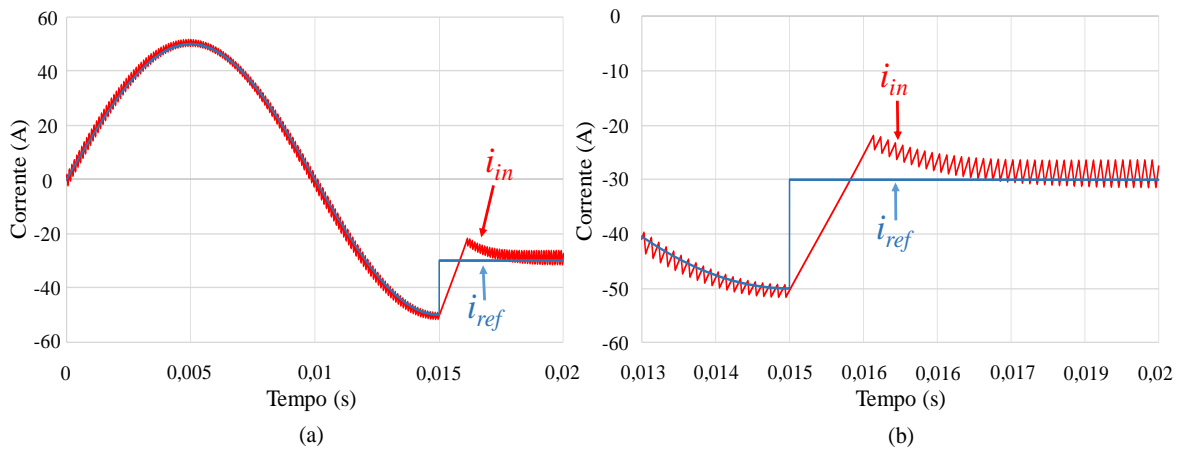


Figura 2.21 – Resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) a uma transição na corrente de referência (i_{ref}) do controlo PI com modulação PWM sinusoidal: (a) Vista geral das correntes; (b) Vista detalhada da resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) à variação brusca da corrente de referência (i_{ref}).

O método de controlo PI pode ser implementado de modo digital ou analógico. No controlo analógico são utilizados componentes analógicos, tais como resistências, condensadores, bobinas e amplificadores operacionais para implementação do algoritmo de controlo. Com o controlo implementado digitalmente, é utilizado apenas um canal de *Analog-to-Digital Converter* (ADC) do microprocessador e um sensor para obtenção do *feedback* da corrente de entrada do conversor.

A implementação digital oferece mais vantagens do que a implementação analógica. A vantagem mais notória e importante que é oferecida pelo controlo digital é a flexibilidade de ajuste dos parâmetros do algoritmo de controlo ou, até, a possibilidade de ajustar estes mesmos parâmetros de forma autónoma, adequando-se estes às condições de funcionamento. Fazer estes ajustes nos parâmetros do controlo num circuito analógico envolve redesenhar o hardware, o que não é muito prático. Além disso, os microprocessadores são muito menos propensos a condições ambientais do que os condensadores, bobinas, etc.[70].

2.6.4 Controlo de Corrente Preditivo

O desenvolvimento de microprocessadores rápidos e poderosos fez com que aumentasse o interesse pelo controlo de corrente preditivo. O controlo preditivo é um conceito muito amplo, existindo diferentes métodos de controlo com a mesma designação tais como

predictive current control (PCC) [84], *model free predictive current control* (MFPC) [85], e *model predictive current control* (MPC) [86]. Apesar da existência de diferentes conceitos com a mesma designação, neste item apenas vai ser abordado o controlo preditivo com modulação PWM sinusoidal.

Esta técnica de controlo apresenta diversas vantagens, das quais se destaca a possibilidade de inclusão das não-linearidades do sistema no modelo de controlo, reduzindo-se assim o erro entre a corrente de referência e a corrente de entrada do conversor. Outra das vantagens deste algoritmo de controlo é a não necessidade de calcular e ajustar ganhos, o que não acontece no controlo PI. Consegue-se assim, com o controlo de corrente preditivo, que a corrente de entrada do conversor siga sempre a referência, independentemente do valor desta, uma vez que o conversor é modelado como um ganho. Por último, esta técnica de controlo, apresenta uma resposta transitória mais rápida a variações mais bruscas da corrente de referência do que o controlo PI com modulação PWM sinusoidal, num conversor com as mesmas características [84], validando-se isto através da Figura 2.22 (a) e de forma mais detalhada através da Figura 2.22 (b).

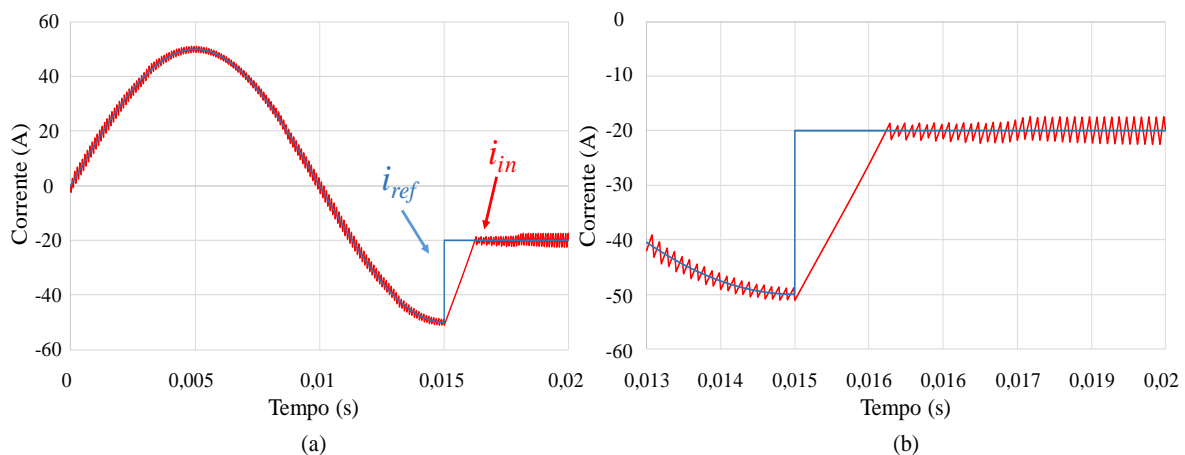
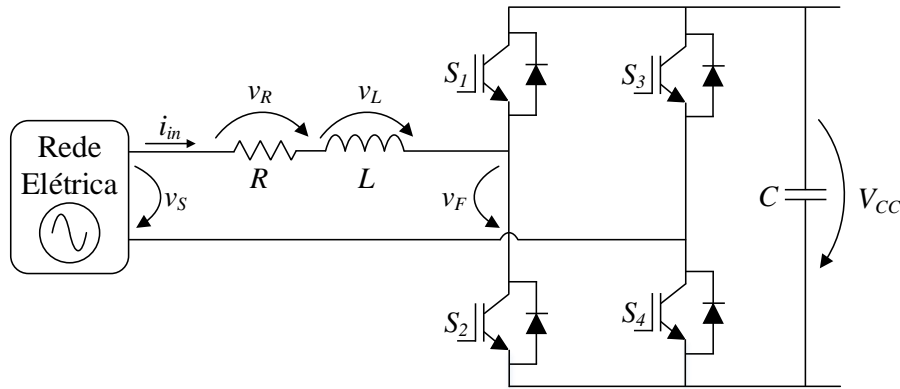


Figura 2.22 – Resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) a uma transição na corrente de referência (i_{ref}) do controlo preditivo com modulação PWM sinusoidal: (a) Vista geral das correntes; (b) Vista detalhada da resposta da corrente de entrada do conversor (i_{in}) à variação brusca da corrente de referência (i_{ref}).

Como referido anteriormente, é necessário modelar o conversor para que seja calculada a tensão a sintetizar (v_F) de modo a minimizar o erro entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente de entrada do conversor (i_{in}). Assim, será utilizado o modelo de controlo de corrente preditivo apresentado em [44] e [45], que utiliza o conversor da Figura 2.23.


 Figura 2.23 – Esquema elétrico do conversor CA-CC bidirecional *full-bridge*.

A partir do esquema elétrico da Figura 2.23 é possível estabelecer que a tensão de alimentação do conversor (v_s) é igual ao somatório da queda de tensão na resistência R (v_R) com a queda de tensão na bobina L (v_L) e a tensão produzida pelo conversor *full-bridge* (v_F), verificando-se o que aqui foi descrito na equação (2.1). A resistência R representa a resistência interna da bobina (L) de acoplamento do conversor à rede.

$$v_s = v_R + v_L + v_F \quad (2.1)$$

Esta equação pode ser reescrita em ordem à corrente i_{in} que é o parâmetro a controlar, resultando na equação:

$$v_s = R i_{in} + L \frac{di_{in}}{dt} + v_F \quad (2.2)$$

A resistência interna da bobina de acoplamento à rede elétrica caracteriza-se geralmente por ser de um valor muito pequeno, neste sentido, a queda de tensão provocada por esta pode ser desprezada sem que isto introduza erros significativos no modelo do sistema de controlo. Obtém-se, assim, a equação:

$$v_s = L \frac{di_{in}}{dt} + v_F \quad (2.3)$$

Como o controlo de corrente preditivo é um controlo em malha fechada, a realimentação do mesmo é efetuada pela corrente de entrada do conversor (i_{in}). O erro da corrente (i_{erro}) é o resultado da diferença entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente de entrada do conversor (i_{in}), verificando-se isto através da equação:

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{in} \quad (2.4)$$

Substituindo a equação do cálculo do erro da corrente (2.4) no sistema modulado (2.3) e rearranjando-a é obtida a equação:

$$v_S = v_F + L \frac{di_{ref}}{dt} - L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (2.5)$$

Para que a corrente de entrada do conversor (i_{in}) siga a corrente de referência (i_{ref}), o sistema de controlo tem de controlar a tensão produzida pelo conversor (v_F), como tal a equação (2.5) deve ser reescrita em ordem à tensão v_F . Concluído este processo chega-se à equação:

$$v_F = v_S - L \frac{di_{ref}}{dt} + L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (2.6)$$

Considerando uma frequência de amostragem elevada, as derivadas da corrente de referência e do erro da corrente podem ser aproximadas a variações lineares sem que se introduzam erros significativos no controlo, tal como transcrito na equação:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.7)$$

Substituindo a equação (2.7) na equação do modelo do sistema (2.5), obtém-se a equação:

$$v_F = v_S - L \frac{\Delta i_{ref}}{\Delta t} + \frac{\Delta i_{erro}}{\Delta t} \quad (2.8)$$

De forma a se aplicar este modelo de controlo num microcontrolador é necessário converter o mesmo para tempo discreto. Assim, o termo k representa a amostra atual, o termo $k-1$ representa a amostra anterior e o termo Δt é substituído pelo período de amostragem T_a . Considera-se de igual modo, neste passo, que a variação do erro da corrente é praticamente constante. Tendo em conta estas considerações, a passagem para tempo discreto é representada pela equação:

$$v_F = v_S - L \frac{i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1]}{T_a} + L \frac{i_{ref}[k] - i_{in}[k]}{T_a} \quad (2.9)$$

Rearranjando a equação anterior, obtém-se a equação simplificada (2.10) com a tensão a ser produzida pelo conversor (v_F). A tensão v_F é a tensão de referência utilizada para controlar o conversor.

$$v_F = v_S - \frac{L}{T_a} (2 i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{in}[k]) \quad (2.10)$$

Utilizando a equação (2.10) no controlo de corrente preditivo, obtém-se uma tensão de referência sinusoidal que posteriormente é comparada com um sinal triangular portador de alta frequência, do qual resulta o sinal PWM aplicado aos IGBTs do conversor, tal como no

controlo PI. Com este controlo é possível observar através da Figura 2.24 (a) e (b) que a corrente de entrada do conversor segue na perfeição a corrente de referência.

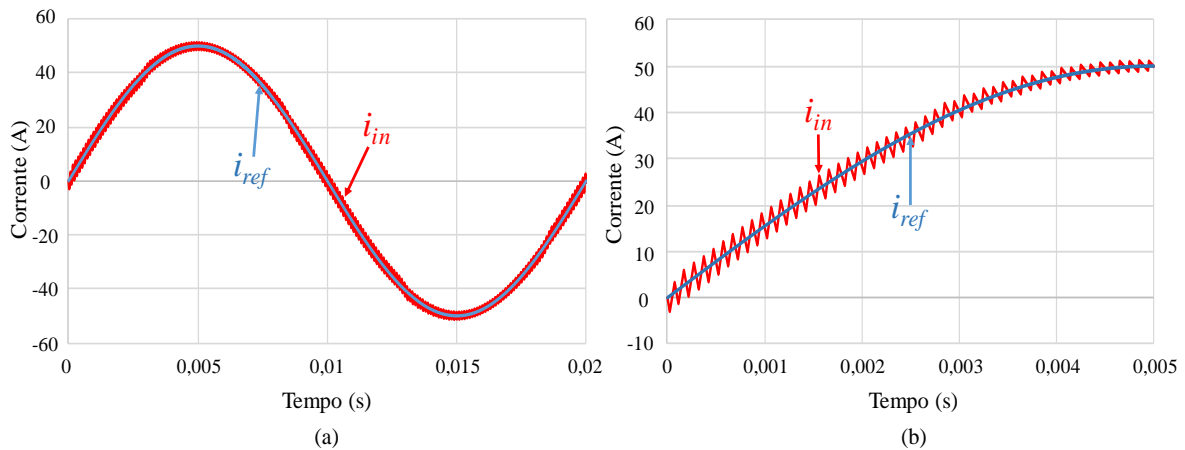


Figura 2.24 – Corrente de referência (i_{ref}) e de entrada do conversor (i_{in}) com controlo de corrente preditivo com modulação PWM sinusoidal com frequência de 10 kHz: (a) Vista geral das correntes durante um período completo da tensão da rede elétrica; (b) Vista pormenorizada do *ripple* da corrente de entrada e da corrente de referência durante $\frac{1}{4}$ do período da tensão da rede elétrica.

2.7 Conclusões

No início deste capítulo foram documentadas as principais topologias de conversores CA-CC unidirecionais da família *boost*, tendo todos capacidade de correção do fator de potência (PFC). Dada a necessidade de fazer uma correta integração dos VEs na rede elétrica, esta capacidade é requerida de forma a não agravar os problemas de qualidade de energia desta. Do mesmo modo, impõe-se a obrigatoriedade de fazer carregadores de baterias para VEs mais eficientes e compactos para que os VEs comecem a ser mais atrativos aos seus possíveis utilizadores.

Foram de seguida descritas as diferentes topologias de conversores CA-CC bidirecionais. Estes têm a particularidade de permitir o fluxo de energia em dois sentidos, i.e., da rede elétrica para o barramento CC e do barramento CC para a rede elétrica. Estas topologias são também catalogadas pelos níveis de tensão. Quanto mais níveis de tensão o conversor for capaz de sintetizar, teoricamente, melhor é o desempenho do conversor no que diz respeito às harmónicas de corrente, dependendo também da técnica de controlo de corrente utilizada. As topologias multinível permitem também a redução dos filtros passivos, os quais têm um impacto nas dimensões, peso e volume do conversor.

As topologias dos conversores CA-CC bidirecionais têm a grande vantagem de permitir a interação do VE com a rede elétrica, o que fez surgir novos conceitos de funcionamento

associados à utilização do VE. Estes novos conceitos (G2V, V2G e V2H), já citados no Capítulo 1, permitem que o utilizador do VE não seja apenas um simples consumidor de energia como também um fornecedor, o que representa uma grande vantagem dos VEs face aos veículos com motor de combustão interna. Isto é deveras pretendido para promover cada vez mais esta mudança de paradigma no setor dos transportes.

Foram também abordados neste capítulo os conversores CC-CC. Estes são parte integrante dos sistemas de carregamento de baterias e desempenham um papel fundamental, uma vez que estão encarregues de fazer a correta regulação do carregamento das baterias de modo a preservar a sua integridade e o seu tempo de vida útil. Se o carregamento das baterias não for corretamente efetuado, estas podem ficar danificadas, sendo necessário proceder à sua substituição, ou num caso menos grave reduzir o número de ciclos de cargas e descargas. Sendo as baterias um elemento fundamental do correto funcionamento do VE, é conveniente que sejam salvaguardadas o mais possível.

Como demonstrado, no que diz respeito às topologias de conversores CC-CC, tal como nos conversores CA-CC, existem as topologias unidirecionais, que apenas permitem o fluxo de energia num sentido (do barramento CC para as baterias) e as topologias bidirecionais, que permitem o fluxo de energia nos dois sentidos (do barramento CC para as baterias e das baterias para o barramento CC). Nas topologias CC-CC unidirecionais foram descritas as topologias convencionais *boost* e *buck*, dado que estas foram um ponto de partida para todas as outras topologias não isoladas unidirecionais e bidirecionais. As topologias bidirecionais abordadas foram a *half-bridge* e a *interleaved buck-boost*. A topologia *interleaved buck-boost* destaca-se em relação à topologia *half-bridge* pela redução do *ripple* da corrente de carga das baterias e pela duplicação da sua frequência, tendo um impacto positivo na preservação do tempo de vida útil das baterias. Deve-se frisar que estas topologias permitem o controlo da tensão ou da corrente em ambos os sentidos do fluxo de energia.

Por fim, foram apresentadas as principais técnicas de controlo de corrente para conversores CA-CC que podem ser aplicadas digitalmente. O controlo de corrente dos conversores CA-CC tem um papel fundamental na performance dos sistemas de carregamento das baterias. Graças às técnicas de controlo de corrente é possível, aquando do carregamento das baterias do VE, que o consumo de corrente seja sinusoidal com reduzido conteúdo harmónico e que o fator de potência seja ajustável aos interesses da rede elétrica, pois a técnica de controlo de corrente, em conjunto com um conversor CA-CC PFC, pode operar com fator de potência unitário ou não, bastando desfasar a referência da corrente, da tensão

da rede elétrica. É também possível injetar energia ativa na rede utilizando uma das técnicas de controlo aqui apresentadas. Com isto é possível verificar o papel fundamental das técnicas de controlo nos sistemas de carregamento dos VEs.

Foram destacadas duas técnicas de controlo não lineares, sendo elas o controlo por histerese e o controlo *periodic sampling*. Estas caracterizam-se pela sua rápida resposta a transições da corrente de referência, no entanto, o facto da sua frequência de comutação resultante ser variável dificulta o dimensionamento de filtros passivos, apresentando valores de THD e *ripple* de corrente superiores face às técnicas lineares apresentadas. Das técnicas lineares existentes na literatura, neste capítulo foram descritas as técnicas de controlo proporcional e preditivo. Estas demarcam-se pela frequência de comutação fixa, permitindo assim apresentar valores de THD e de *ripple* de corrente mais satisfatórios em comparação às técnicas não lineares.

Por fim, entenda-se que o estudo dos conversores CA-CC e CC-CC unidirecionais e bidirecionais não foi feito com o intuito de efetuar uma escolha, uma vez que, no âmbito desta dissertação, utilizar-se-á um carregador protótipo desenvolvido numa tese de doutoramento. Este estudo foi realizado para perceber quais os tipos e as topologias de conversores existentes, o seu modo de funcionamento e as suas vantagens e desvantagens face às características do sistema de carregamento.

Capítulo 3

Simulação dos Modos de Operação dos Veículos Elétricos

3.1 Introdução

Após o estudo teórico do funcionamento, vantagens e desvantagens dos conversores e das técnicas de controlo que podem ser utilizados num sistema de carregamento para veículos elétricos (VEs) torna-se necessário desenvolver um modelo de simulação, e posteriormente, proceder a simulações computacionais de forma a validar os conhecimentos anteriormente adquiridos e validar o funcionamento do carregador de baterias para VEs utilizado no âmbito desta dissertação.

Para a construção do modelo do carregador de baterias para VEs e posterior simulação foi utilizada a ferramenta *PSIM 9.1* da empresa *PowerSim Tech*. A utilização deste software prende-se com o facto de este proporcionar um ambiente de trabalho bastante intuitivo, com uma biblioteca de componentes de eletrónica de potência e blocos de controlo (alguns destes blocos permitem a programação em linguagem C) bastante extensa e completa. Devido a estes fatores esta ferramenta de simulação permite a construção de um modelo de simulação muito próximo da realidade. Podem-se, assim, efetuar as simulações e obter resultados muito próximos dos que se pretendem obter na prática. Deste modo, é possível simular todo o sistema, ajustar valores de componentes, ganhos dos algoritmos de controlo, entre outras tarefas, até se chegar aos resultados pretendidos, sem despendir dinheiro em hardware. Desta forma não é necessária a aquisição de componentes nem se corre o risco de os danificar.

Ao longo deste capítulo é demonstrado todo o andar de potência, constituído por um conversor CA-CC que faz a interface entre a rede elétrica e o barramento CC, e um conversor CC-CC que faz a interface entre barramento CC e as baterias. São também detalhadas as técnicas de controlo adotadas bem como os algoritmos de deteção de falhas da rede elétrica e o algoritmo de transação dos modos de funcionamento do conversor.

Por fim são demonstrados os resultados de simulação mais relevantes, referentes aos modos de funcionamento do VE como *Grid-to-Vehicle (G2V)* e *Vehicle-to-Home (V2H)*. Neste

último caso são apresentados resultados de simulação da entrada do VE em funcionamento como uma UPS do tipo *off-line*, bem como a tensão sintetizada para diferentes tipos de carga, tais como cargas lineares (e.g., resistência) e cargas não lineares (e.g., retificador a diodos com filtro capacitivo).

3.2 Modelo de Simulação do Sistema de Carregamento de Baterias para VE

Na Figura 3.1 pode-se observar todo o modelo de simulação do carregador de baterias para VEs. Como se pode visualizar, o andar de potência é composto por um conversor CA-CC bidirecional *full-bridge* que estabelece a interface entre a rede elétrica e o barramento CC seguido de um conversor CC-CC bidirecional do tipo *half-bridge* que estabelece a interface entre o barramento CC e o *pack* de baterias. Como esta versão do *PSIM* ainda não disponibiliza um modelo de baterias, teve de ser feito um circuito equivalente que será explicado posteriormente neste capítulo.

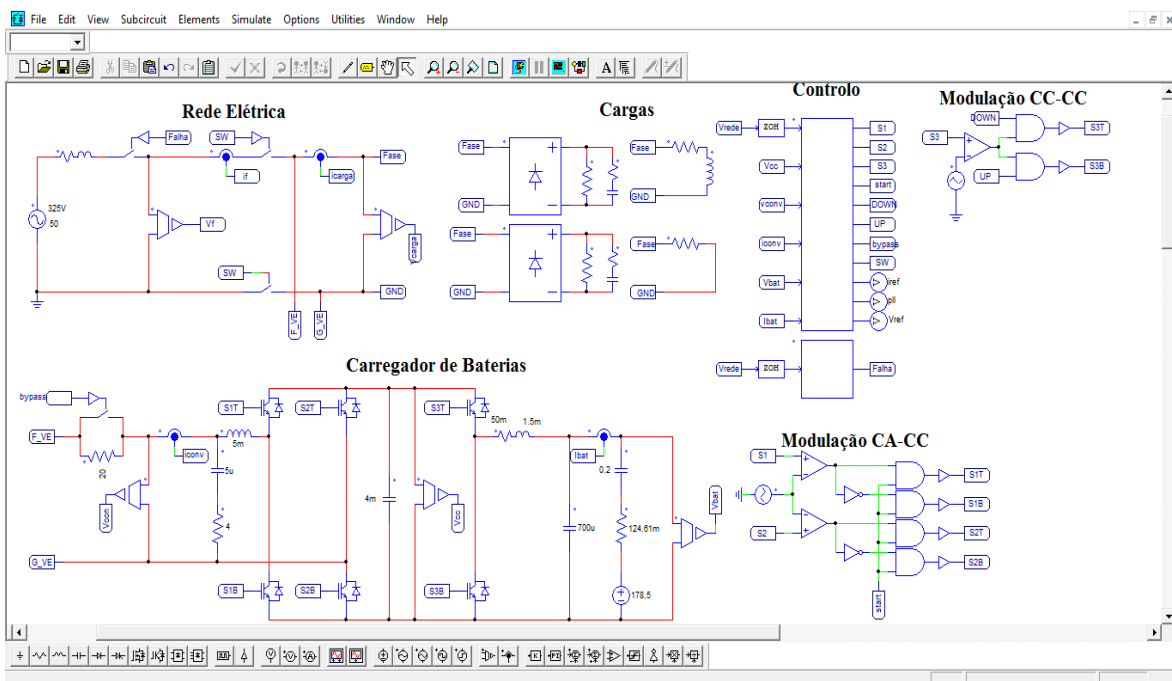


Figura 3.1 – Modelo de simulação do carregador de baterias para VEs.

Pode-se observar através da Figura 3.1 que o carregador de baterias se encontra conectado a um modelo que simula a rede elétrica monofásica de 230 V, no entanto, esta ligação está intermediada por uma resistência em paralelo com um interruptor ideal que simula a ação de um relé. Este simples circuito serve para efetuar a pré-carga do barramento CC do sistema de carregamento de baterias. No circuito elétrico da rede de alimentação é possível observar a impedância de linha, um interruptor ideal para simular a falha da rede elétrica

seguido de mais dois interruptores ideais para isolar da rede elétrica das cargas e do carregador de baterias quando este se encontra a funcionar no modo de operação V2H. É possível ainda verificar as diferentes cargas ligadas à rede elétrica e os diferentes blocos associados ao controlo do conversor que serão detalhados posteriormente. Como referido anteriormente, este protótipo de carregador de baterias *on-board* para VEs bidirecional foi desenvolvido no âmbito de uma tese de doutoramento anterior a este trabalho, como tal, teve de respeitar as especificações técnicas [87], [88] descritas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações elétricas do carregador de baterias *on-board* para VEs.

Parâmetro	Valor	Unidade
Valor eficaz nominal da tensão de alimentação CA	230 ± 10%	V
Valor eficaz nominal da corrente do VE	16	A
Frequência nominal da tensão de alimentação	50 ± 1%	Hz
Potência nominal de alimentação	3,6	kW
Fator de potência	> 0,99	-
Valor médio nominal da tensão do barramento CC	400	V
Valor médio da tensão de operação das baterias	250 a 400	V
Corrente nominal das baterias	10	A
THD em carga total	<5%	-
Frequência de amostragem	40	kHz
Frequência de comutação	20	kHz

Por fim, como o protótipo já se encontra desenvolvido e testado, o valor de todos os componentes constituintes do carregador de baterias *on-board* para VEs já se encontram devidamente identificados podendo estes ser verificados na Tabela 3.2 para o conversor CA-CC *front-end* e na Tabela 3.3 para o conversor CC-CC *back-end*.

Tabela 3.2 – Valor dos componentes para o conversor CA-CC *front-end*.

Componente	Valor	Unidade
Bobina	5	mH
Condensador	5	μF
Condensador (barramento CC)	4	mF

Tabela 3.3 – Valor dos componentes para o conversor CC-CC *back-end*.

Componente	Valor	Unidade
Bobina	1,5	mH
Condensador	700	μF

3.2.1 Modelo do Conversor CA-CC Bidirecional

Na Figura 3.2 (a) é possível observar com mais detalhe o conversor CA-CC *front-end* que constitui o sistema de carregamento de baterias no modelo de simulação, na Figura 3.2 (b) é possível visualizar o seu esquema elétrico equivalente.

A escolha recaiu sobre o conversor CA-CC bidirecional do tipo *full-bridge* por este ser suficiente para cumprir os requisitos pretendidos para o sistema de carregamento de baterias detalhado no item anterior. Contribui também para esta escolha o facto desta topologia ser uma das mais abordadas na literatura, existindo a mais diversa informação quanto ao seu desempenho, modo de funcionamento e ao seu controlo por tensão ou corrente, o que facilita o seu estudo e desenvolvimento.

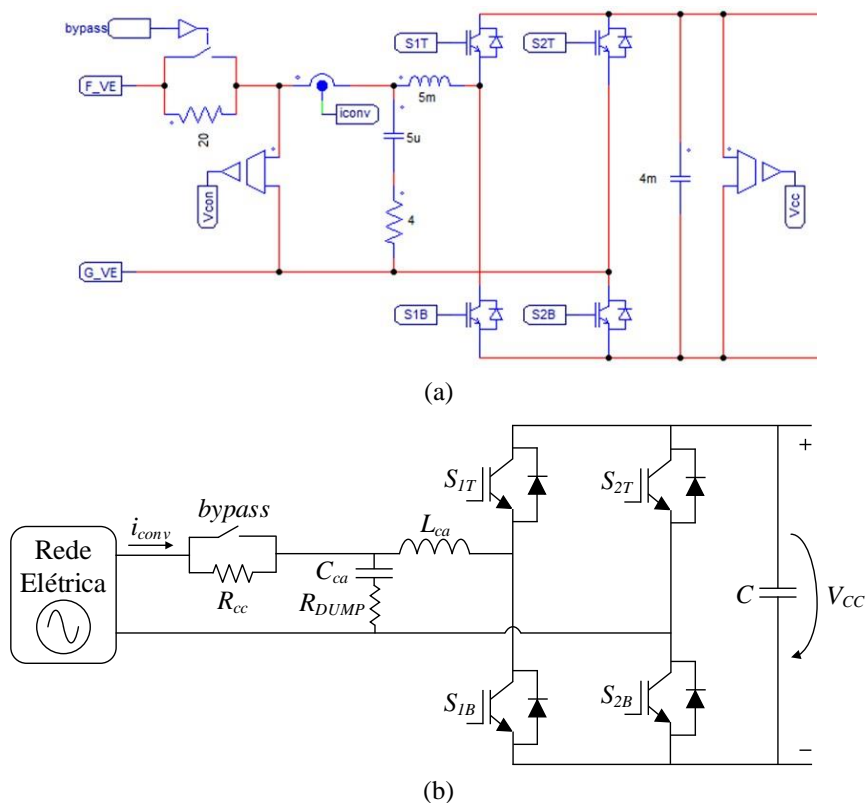


Figura 3.2 – Conversor CA-CC *full-bridge* do sistema de carregamento de baterias para VEs:

- (a) Vista pormenorizada do conversor no modelo de simulação desenvolvido;
- (b) Esquema elétrico equivalente do conversor.

No item 2.3.2 já foi documentada esta topologia de conversor que se destaca por permitir o fluxo bidirecional de energia, pela sintetização de três níveis distintos de tensão, refletindo isto um impacto positivo na qualidade dos sinais produzidos quer de corrente quer de tensão.

Quando se está a proceder ao carregamento das baterias, deslocando-se a energia da rede elétrica para as baterias, o conversor *full-bridge front-end*, permite a regulação do

barramento CC bem como uma corrente de entrada sinusoidal com reduzido conteúdo harmónico e fator de potência unitário. A este modo de funcionamento do conversor dá-se o nome de retificador de tensão ativo (VSR). De referir que a regulação da tensão do barramento CC deve ser para um valor superior ao do pico da tensão de alimentação, o que, considerando o sistema elétrico português monofásico, a tensão do barramento CC deve ser superior a 325 V, isto porque os semicondutores de potência utilizados neste protótipo (IGBTs) têm integrados na sua estrutura interna díodos de *freewheeling* em antiparalelo, e se a tensão do barramento CC for inferior ao pico da tensão de alimentação, o conversor vai funcionar como um retificador a díodos, implicando isto um consumo de corrente não sinusoidal e com elevado THD.

Durante o funcionamento do VE nos modos de operação V2G e V2H, procede-se ao descarregamento das baterias, fluindo a energia das baterias para a rede elétrica ou para a alimentação de cargas isoladas da rede elétrica, respetivamente. Durante estes dois modos de funcionamento do VE o conversor CA-CC opera como um VSI, podendo este ser controlado por corrente ou por tensão. O controlo por corrente aplica-se ao modo de operação V2G, onde se pretende injetar corrente sinusoidal na rede elétrica, ou seja, injetar energia na rede elétrica. Por sua vez, o controlo do conversor *front-end* por tensão é utilizado no modo de operação V2H, onde o objetivo é produzir uma tensão sinusoidal com valores nominais de tensão e frequência iguais aos da rede elétrica para alimentar as cargas pretendidas pelo utilizador do VE onde este não consiga conexão à rede, ou ainda, em situações mais críticas, para alimentar as cargas da habitação do utilizador do VE nos momentos de falha da rede elétrica.

Como já referido anteriormente, esta topologia de conversor é constituída por dois IGBTs por cada braço da ponte. Isto representa a possibilidade de se efetuar um curto-circuito aos terminais do barramento CC caso os dois IGBTs que se encontram no mesmo braço entrem em condução ao mesmo tempo, o que não é conveniente pois, certamente, danificará o sistema de carregamento de baterias.

Na Figura 3.2 é possível verificar que o conversor CA-CC se encontra conectado à rede elétrica através de um filtro passa-baixo LC de segunda ordem (do qual faz parte a bobina L_{ca} e o condensador C_{ca}) com uma resistência de amortecimento (R_{DUMP}) e uma resistência (R_{CC}) em paralelo com um interruptor (*bypass*) que simula o comportamento de um relé.

O filtro LC passa-baixo tem como objetivo filtrar as altas frequências provocadas pela comutação dos semicondutores de potência (IGBTs) do conversor CA-CC *full-bridge*,

enquanto a resistência R_{DUMP} é responsável pelo amortecimento do sinal próximo da frequência de ressonância do filtro passivo LC . O primeiro passo para o dimensionamento do filtro passa-baixo passa por determinar o valor da indutância da bobina. O *ripple* da corrente de entrada do conversor (Δi_{conv}) é dependente do valor da tensão no barramento CC (V_{cc}), da frequência de comutação (f_s) bem como da bobina de acoplamento à rede (L_{ca}), neste caso, a própria bobina do filtro passivo [88]. Considerando que a variação da corrente (Δi) aceitável é 2% do valor de pico da corrente de entrada do conversor (23 A), que a tensão no barramento CC é de 400 V e a frequência de comutação (f_s) em cada braço é de 20 kHz, resultando numa frequência de comutação total (f_{st}) de 40 kHz devido à modulação PWM unipolar (que será explicada mais à frente), através da equação (3.1), obtém-se um valor de L_{ca} de aproximadamente 5 mH.

$$L_{ca} = \frac{V_{CC}}{4 \Delta i_{conv} f_{st}} \quad (3.1)$$

Após ser determinado o valor da bobina, segue-se o cálculo do valor do condensador (C_{ca}). Para tal recorreu-se à equação (3.2), onde L_{ca} representa o valor de indutância da bobina anteriormente calculado e f_c representa a frequência de corte do filtro. Tendo em conta que a frequência de comutação resultante da modulação PWM unipolar é de 40 kHz, optou-se por uma frequência de corte (f_c) de 1 kHz para o filtro. Deste modo, obtém-se um valor de capacitância de 5 μ H para o condensador C_{ca} .

$$C_{ca} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_{ca}} \quad (3.2)$$

A resistência de amortecimento (R_{DUMP}), como referido anteriormente, serve para amortecer o sinal na zona da frequência de corte do filtro (f_c). Para esta foi escolhido um valor de 4 Ω de modo a não aumentar muito o valor de impedância do filtro passa-baixo.

A resistência em paralelo do interruptor é utilizada para efetuar a pré-carga dos condensadores do barramento CC. Quando se conecta o sistema de carregamento de baterias à rede elétrica, os condensadores do barramento CC encontram-se descarregados, assim, se fosse diretamente ligado à rede, provocaria um pico de corrente de entrada considerável. Para evitar este efeito indesejado, quando se liga o carregador de baterias à rede elétrica, e até o valor de tensão do barramento CC atingir um valor igual ao do pico da rede elétrica, o interruptor *bypass* permanece aberto, obrigando a corrente a percorrer a resistência R_{CC} , suavizando-se assim o pico da corrente de entrada do conversor (i_{conv}). Após o barramento CC atingir o valor de tensão igual ao do pico da rede, o interruptor com a *label* “*bypass*” é fechado, fazendo um *bypass* à resistência R_{CC} e iniciando o conversor

CA-CC *full-bridge* o seu funcionamento como VSR, de forma a efetuar a regulação da tensão do barramento CC para o valor pretendido.

3.2.2 Modelo do Conversor CC-CC Bidirecional

As baterias são elementos armazenadores de energia. Dependendo da tecnologia da bateria (sua constituição química), para preservar o seu tempo de vida útil, é necessário cumprir as suas normas de carregamento. Não é possível, assim, efetuar-se o seu carregamento diretamente da rede elétrica utilizando apenas o conversor CA-CC como interface entre as baterias e a rede elétrica.

No caso do protótipo empregue no desenvolvimento desta dissertação é utilizado o conversor CC-CC bidirecional do tipo *half-bridge*. O modelo de simulação do conversor CC-CC *back-end* está representado na Figura 3.3 (a), e o seu esquema elétrico equivalente, na Figura 3.3 (b).

Pretendendo-se que o sistema de carregamento de baterias *on-board* permita o funcionamento do VE nos modos de operação G2V, V2G e V2H, é necessário a utilização de conversores CC-CC e CA-CC bidirecionais.

A topologia bidirecional CC-CC *half-bridge* é das mais utilizadas em sistemas de carregamentos de baterias para VEs. Esta destaca-se pela sua estrutura simplista, utilizando apenas dois IGBTs, conferindo-lhe mais facilidade de controlo e uma maior eficiência. Isto deve-se ao facto de, independentemente do sentido da energia ser do barramento CC para as baterias ou destas para o barramento CC, apenas se utiliza um IGBT para comutação, permanecendo o outro em aberto utilizando-se apenas o seu díodo interno de *freewheeling*.

O *pack* de baterias de tração tem um valor nominal de tensão inferior ao do barramento CC. Por este motivo, durante o carregamento das baterias (G2V) é necessário que o conversor CC-CC *back-end* funcione como um conversor *buck*. Em contrapartida, quando se procede ao descarregamento das baterias (V2G e V2H), o barramento CC apresenta um valor de tensão nominal superior ao *pack* de baterias, como tal, é necessário que durante esta operação o conversor CC-CC *back-end* funcione como um conversor *boost* para elevar a tensão. Estes requisitos de funcionamento são inteiramente cumpridos pelo conversor CC-CC *half-bridge*.

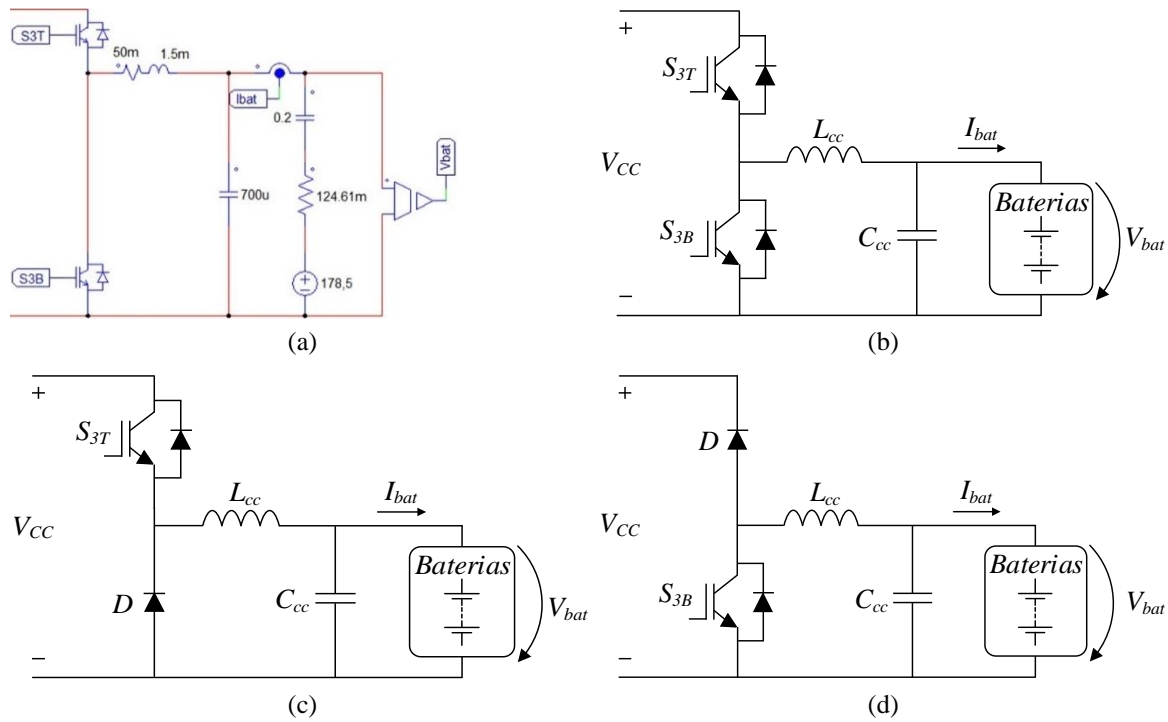


Figura 3.3 – Conversor CC-CC *half bridge* do sistema de carregamento de baterias para VEs: (a) Vista pormenorizada do conversor no modelo de simulação; (b) Esquema elétrico equivalente do conversor; (c) Esquema elétrico equivalente do conversor durante o carregamento; (d) Esquema elétrico equivalente do conversor durante o descarregamento.

Durante o carregamento das baterias (G2V), o funcionamento do conversor *half-bridge* é semelhante ao de um conversor unidirecional CC-CC *buck* convencional (Figura 3.3 (c)). Quando se pretende proceder ao descarregamento das baterias (V2G e V2H), o conversor *half-bridge* comporta-se como um conversor unidirecional CC-CC *boost* convencional (Figura 3.3 (d)).

Esta topologia adotada para estabelecer a interface entre o barramento CC e as baterias, tem como desvantagem a possibilidade de provocar um curto-circuito aos terminais do barramento CC caso os dois IGBTs, que constituem o braço do conversor, entrem em condução ao mesmo tempo. Este caso pode acontecer numa das transições do modo de operação do VE (e.g., mudança do modo de operação G2V para V2G ou V2H), tendo de ser salvaguardada esta situação.

O conversor CC-CC *back-end* necessita do dimensionamento dos filtros passivos (L_{cc} e C_{cc}) para que durante o processo de carregamento das baterias (G2V) o *ripple* da corrente e da tensão das baterias seja o mínimo possível de modo a preservar o bom estado das baterias (SoH - *State-of-Health*). No processo de descarga das baterias correspondente aos modos de operação do VE como V2G e V2H estes filtros não são relevantes, uma vez que as baterias suportam valores elevados de *ripple* da corrente sem se deteriorarem. Assim, para projetar

os filtros em causa apenas é necessário ter em consideração o modo G2V. No entanto, estando o protótipo já desenvolvido não existiu necessidade de efetuar o dimensionamento dos filtros.

3.2.3 Modelo das Baterias

A versão do *PSIM* utilizada nesta dissertação para desenvolver o modelo do sistema de carregamento de baterias para VEs ainda não tem disponível nas suas bibliotecas um modelo de baterias já definido para simulação. Foi então necessário criar um modelo. O modelo desenvolvido foi baseado no modelo definido em [89], e pode ser observado em detalhe na Figura 3.4 (a) e o seu equivalente elétrico na Figura 3.4 (b).

O modelo aqui apresentado designa-se de circuito equivalente de Thévenin. É um modelo simples que tem como principal objetivo fornecer o estado de carga (SoC – *State of Charge*) da bateria. Este modelo tem representados os parâmetros que caracterizam uma bateria. Estes parâmetros encontram-se representados por uma fonte de tensão contínua (V_B) que representa a tensão mínima em que se considera a bateria descarregada, em série com uma resistência (R_B) e um condensador (C_B) em representação da resistência interna da bateria e a variação da tensão aos terminais da bateria, respetivamente.

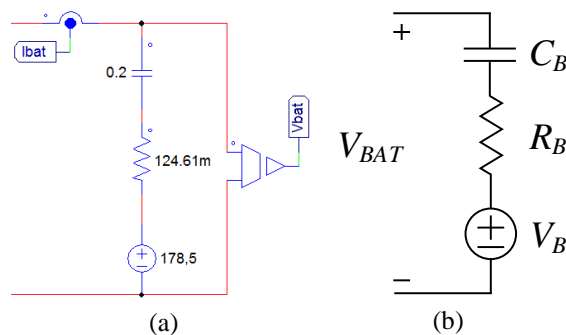


Figura 3.4 – Baterias do sistema de carregamento de baterias para VEs: (a) Vista pormenorizada do modelo de baterias adotado no modelo de simulação; (b) Esquema elétrico equivalente das baterias.

Para proceder ao cálculo correto dos parâmetros que caracterizam um *pack* de baterias, foram utilizados os dados das baterias existentes para testes experimentais no GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia). As baterias existentes para ensaios são de chumbo-ácido da empresa *POWER MOBILITY* com a referência WGC-U1 [90] com os dados disponíveis para consulta em [90], [91].

No modelo de simulação foi considerado o *pack* de baterias existente no CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-in* da Universidade do Minho) que contém 17 baterias. Como cada bateria deste *pack* tem uma resistência interna de 7,33 m Ω , o valor total de resistência interna a

utilizar no modelo de simulação é o resultado da soma da resistência interna das 17 baterias que compõem o *pack*, deste modo a resistência interna total é de $R_B = 124,61 \text{ m}\Omega$.

O modelo de bateria WGC-U1, segundo o fabricante, encontra-se descarregada quando a tensão aos seus terminais é de 10,5 V. Deste modo a fonte de tensão contínua do modelo de baterias vai tomar o valor de $V_B = 178,5 \text{ V}$. Por outro lado, a bateria encontra-se completamente carregada, ou seja, o seu SoC é 100% quando a tensão de cada bateria é de 14,1 V. Assim, o SoC para a totalidade das baterias é 100% quando a tensão atinge o valor de 239,7 V.

O valor do condensador do modelo de simulação de baterias é determinado através da equação (3.3). Nesta equação citada, ΔV representa a variação da tensão entre os 0% e os 100% de SoC de uma bateria, que segundo os parâmetros fornecidos pelo fabricante é de 3,6 V. Já a variável Q representa a capacidade de uma bateria, que tem como unidade o Ah. Assim, substituindo estes dados na equação (3.3), para uma só bateria constituinte do *pack* de baterias do CEPIUM obtém-se uma capacidade de 33000 F.

$$C_B = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{33 \times 3600}{3,6} = 33000 \text{ F} \quad (3.3)$$

Como podemos observar o valor de capacitância para uma só bateria é demasiado elevado, então, o valor de capacitância para o *pack* das 17 baterias é mais elevado ainda, resultando isto num tempo de simulação demasiado longo. Tendo em conta esta consideração, de modo a reduzir o tempo de simulação, o valor de capacitância do condensador C_B foi reduzido para um valor muito inferior, no entanto, é possível da mesma forma validar o modelo das baterias e o controlo do carregamento destas.

3.3 Controlo do Conversor CA-CC

De modo a implementar o controlo do conversor CA-CC *front-end* foi utilizado o bloco de controlo disponível na biblioteca de ferramentas do *PSIM* que permite a sua programação na linguagem C. A utilização deste bloco de controlo tem a grande vantagem de se efetuar uma formulação do código muito semelhante à que é utilizada posteriormente no *Digital Signal Controller* (DSC). Assim sendo, quando se passa para o desenvolvimento do controlo real não é requerida formulação de novo código.

Na Figura 3.5 pode-se observar com mais detalhe o bloco de controlo existente no *PSIM* utilizado para o controlo de todos os conversores constituintes do sistema de carregamento de baterias para VEs. Do lado esquerdo do bloco de controlo encontram-se todas as

variáveis medidas pelos sensores de tensão e corrente que são preponderantes para o algoritmo de controlo do conversor CA-CC *full-bridge* e de todos os outros que são devidamente apresentados em itens seguintes. Além dos sinais medidos, pode-se ainda verificar ainda a existência do bloco ZOH (*Zero Order Holder* – Retentor de ordem zero). Este bloco é responsável por definir a frequência de amostragem dos sinais necessários para se efetuar o controlo do conversor CA-CC. Sendo que esta frequência de amostragem (f_a) é igual à do sistema real, definiu-se então uma frequência de 40 kHz.

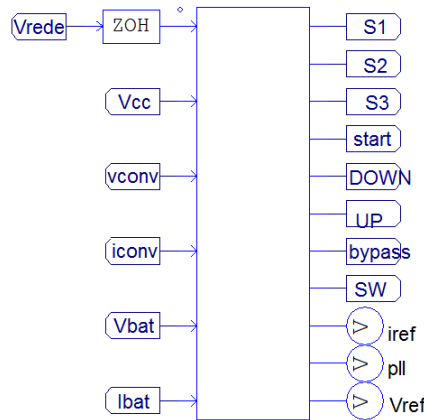
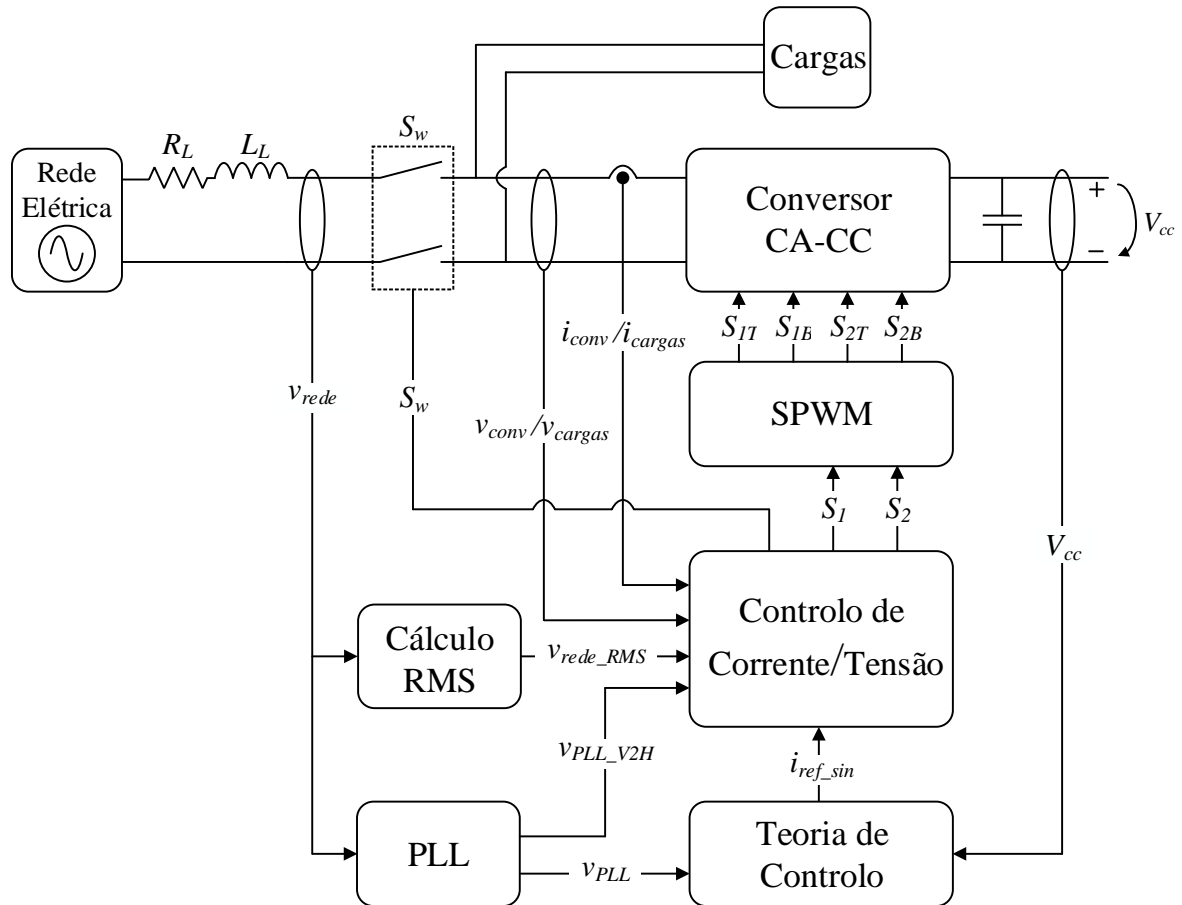


Figura 3.5 – Bloco de controlo do Sistema de carregamento de baterias para VEs.

Do lado direito do bloco de controlo encontram-se todos os sinais de referência gerados pelo algoritmo de controlo que posteriormente são aplicados na modulação dos sinais PWM aplicados aos IGBTs dos respetivos conversores. Além destes sinais de referência podem ser colocados também na saída do bloco de controlo os diferentes sinais existentes que fazem parte dos algoritmos de controlo e que o utilizador pretende visualizar.

Para o algoritmo de controlo do conversor CA-CC *front-end*, de todos os sinais amostrados e que se podem observar na Figura 3.5, apenas são utilizados os sinais de tensão da rede elétrica (v_{rede}) e do barramento CC (V_{cc}), e o sinal de corrente de entrada do sistema de carregamento de baterias (i_{conv}). Os sinais de referência S_1 e S_2 que se encontram na saída do bloco de controlo são os sinais que são aplicados ao modulador para dar origem aos PWMs a serem aplicados aos IGBTs que constituem o conversor CA-CC *full-bridge*.

Na Figura 3.6 encontra-se um diagrama do controlo que se encontra inserido no interior do bloco da Figura 3.5. Cada um destes blocos representados na figura citada, respeitante ao controlo do conversor CA-CC *front-end*, será abordado ao longo deste subcapítulo.


 Figura 3.6 – Diagrama de blocos do controle aplicado ao conversor CA-CC *front-end*.

3.3.1 Phase-Locked Loop (PLL)

O algoritmo de controlo de corrente do conversor CA-CC é constituído por uma malha de controlo de corrente interna ao sistema e uma malha de controlo de tensão externa. A PLL sendo parte da malha de controlo de tensão externa é o primeiro algoritmo de controlo a ser implementado no sistema de controlo digital a par com o algoritmo de controlo de deteção de falhas da rede elétrica.

O controlador digital da corrente de entrada do conversor (i_{conv}) recebe o sinal medido da corrente pelo sensor de corrente e posteriormente processado pelo ADC e compara-o com a corrente de referência sinusoidal e determina o sinal de referência a ser aplicado à modulação dos sinais de PWM. Para se obter uma corrente de referência sinusoidal é necessário conseguir informações sobre a tensão da rede de alimentação (v_{rede}). Uma das técnicas utilizadas para obter a informação da tensão da rede elétrica que alimenta o conversor é através da utilização de uma *Phase-Locked Loop* (PLL).

Através do uso de uma PLL é possível, ajustando os seus ganhos de forma correta, conseguir obter um sinal sinusoidal com fase e amplitude igual à tensão da rede de

alimentação (v_{rede}), mesmo que esta esteja bastante distorcida devido às harmónicas de corrente e tensão.

No âmbito desta dissertação utilizou-se a PLL apresentada em [92], e cujo diagrama de blocos no domínio de *Laplace* está apresentado na Figura 3.7.

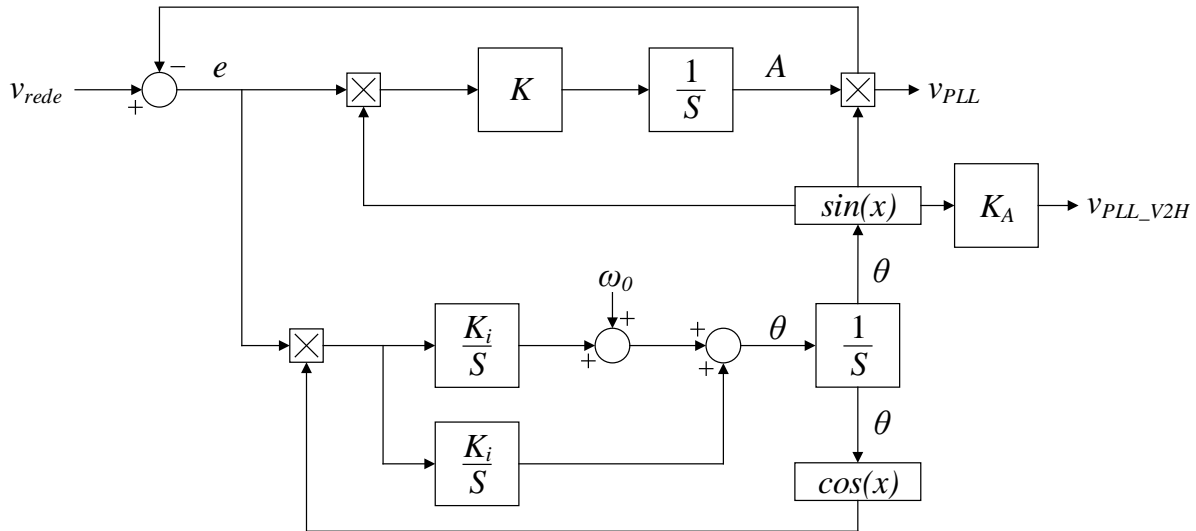


Figura 3.7 – Diagrama de blocos da PLL com ajuste de fase e amplitude implementada.

Como se pode verificar através do diagrama de blocos, a PLL utilizada consegue gerar um sinal (v_{PLL}) com a fase sincronizada com a do sinal lido bem como a amplitude do sinal gerado é sempre igual á do sinal lido. A adaptação da fase do sinal gerado pela PLL é de máxima importância uma vez que a frequência da tensão da rede não é constante ao longo do tempo, esta pode variar $\pm 1\%$ dos 50 Hz da frequência nominal (Norma 313.1.1.2 manual RTIEBT) [93]. Da mesma importância é também a adaptação da amplitude do sinal gerado pela PLL, uma vez que a amplitude da tensão da rede também varia ao longo do tempo, podendo esta variar entre $+6\%$ e -10% dos 230 V nominais (Norma 313.1.1.3 do manual RTIEBT) [93].

A malha de controlo da PLL é realimentada pelo próprio sinal de PLL gerado (v_{PLL}). Este sinal de PLL gerado é subtraído ao sinal obtido da tensão da rede, gerando um erro de amplitude e um de fase, sendo estes processados pela malha de controlo de amplitude e fase respetivamente. O controlo do erro da fase devolve à sua saída o ângulo do sinal da tensão da rede eléctrica (θ) que posteriormente é incluído numa função *sin*. Desta parte da malha de controlo obtém-se um sinal sinusoidal de amplitude unitária em fase com a tensão da rede. Posteriormente, para ajustar a amplitude deste sinal, este é multiplicado pela amplitude A gerada pela malha que faz o controlo da amplitude do sinal da PLL. Com este procedimento, consegue-se então um sinal sinusoidal igual, em fase e amplitude, ao sinal de tensão da rede mesmo que este contenha distorção harmónica.

Além de ser utilizada no controlo de corrente, a PLL é também utilizada no controlo de tensão quando o VE se encontra no modo de operação V2H. Neste modo de operação do VE o objetivo é produzir um sinal sinusoidal com valores nominais de frequência e de tensão iguais aos da rede elétrica. No entanto, este modo de operação é utilizado nos períodos em que não há conexão à rede elétrica por falha da mesma, não existindo assim informação sobre a fase e a amplitude da tensão da rede para entrada na malha de controlo da PLL. Neste caso, é utilizada a malha correspondente ao controlo da fase da PLL com valor da fase da rede obtido quando o VE se encontrava nos outros modos de operação como G2V e V2G, aplicado à função \sin , que posteriormente é multiplicada por um valor constante correspondente ao valor de amplitude da tensão da rede elétrica. Consegue-se assim produzir uma referência de tensão sinusoidal com valores nominais iguais aos da rede elétrica (v_{PLL_V2H}).

Quando a rede elétrica é retomada, a PLL volta a ser sincronizada com esta, dando-se a mudança do modo de operação do modo V2H para um dos outros modos de operação (G2V e V2G) sem a ocorrência de transitórios, como será comprovado mais à frente.

Na Figura 3.8 é possível verificar a PLL a sincronizar a sua fase e amplitude com a tensão da rede, conseguindo-se igualar os dois sinais ao fim de cinco ciclos completos da rede. No entanto, para proceder a esta simulação, o modelo da rede elétrica utilizado não continha qualquer distorção harmónica, uma vez que para este mesmo modelo foi utilizada uma fonte de tensão alternada disponibilizada pela ferramenta *PSIM* contendo apenas a componente fundamental da tensão da rede elétrica. Devido ao aumento das cargas não lineares conectadas à rede elétrica nas últimas décadas, a tensão da rede deixou de conter apenas a sua frequência fundamental, contendo agora também harmónicas.

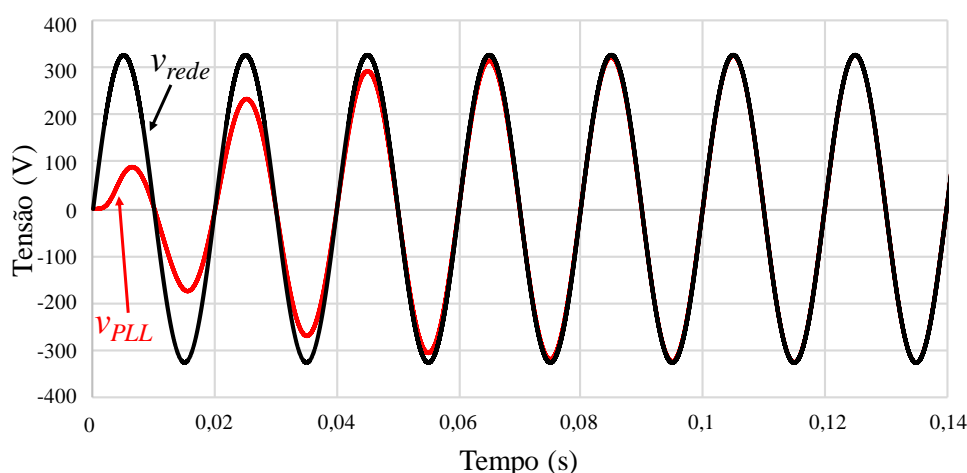


Figura 3.8 – PLL a sincronizar com a tensão da rede elétrica sem THD.

Para tornar a simulação mais real, colocou-se a PLL a sincronizar com uma tensão distorcida, e como se pode comprovar, apesar da tensão ter um valor de THD considerável, o que pode ser visualizado na Tabela 3.4, a PLL sincronizou com a tensão de igual modo como se esta não tivesse distorção, como se pode verificar através da Figura 3.9.

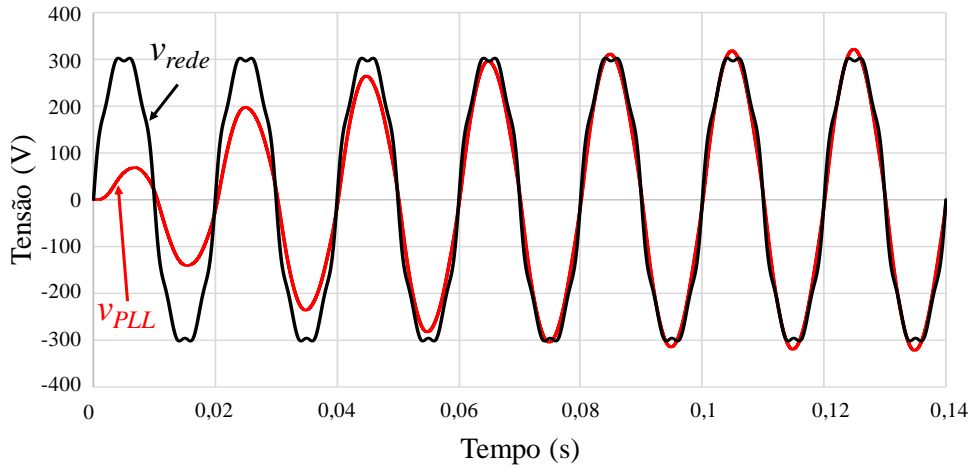


Figura 3.9 – PLL a sincronizar com a tensão da rede elétrica com THD.

Tabela 3.4 – Valor de THD na tensão da rede e na PLL.

THD da tensão da rede elétrica	11,45%
THD da PLL	2,25%

De modo a validar o que foi citado anteriormente sobre a adaptação da amplitude da PLL a variações da amplitude da tensão da rede elétrica, aos 0,15 segundos da simulação diminuiu-se a amplitude da tensão da rede. É possível visualizar, através da Figura 3.10, a PLL a ajustar a sua amplitude progressivamente até que ao fim de cinco ciclos da tensão da rede o valor da amplitude da PLL já se encontra completamente ajustado.

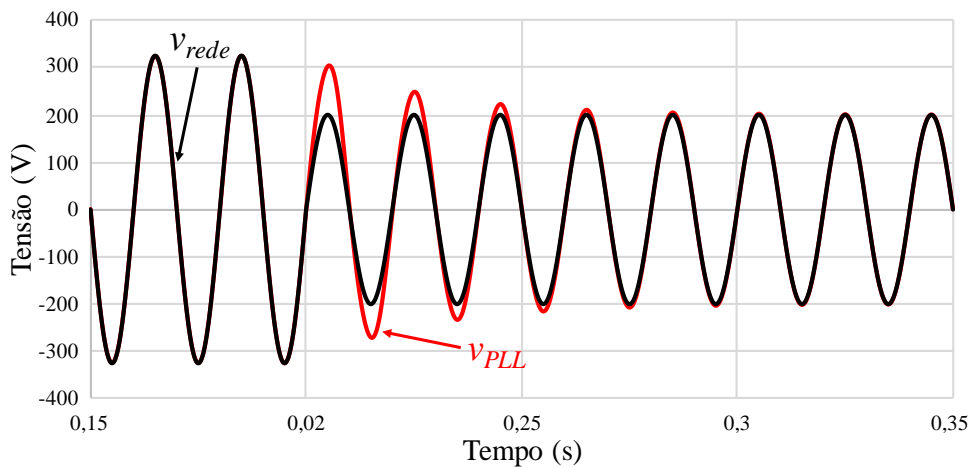


Figura 3.10 – Adaptação da amplitude da PLL a variações da amplitude da tensão da rede.

Com o objetivo de comprovar a resposta da PLL a variações da frequência, introduziu-se uma variação na frequência da tensão da rede aos 0,15 segundos da simulação. Verifica-se

através da Figura 3.11 que ao fim de um ciclo e meio da tensão da rede elétrica a PLL já completou o ajuste da sua fase.

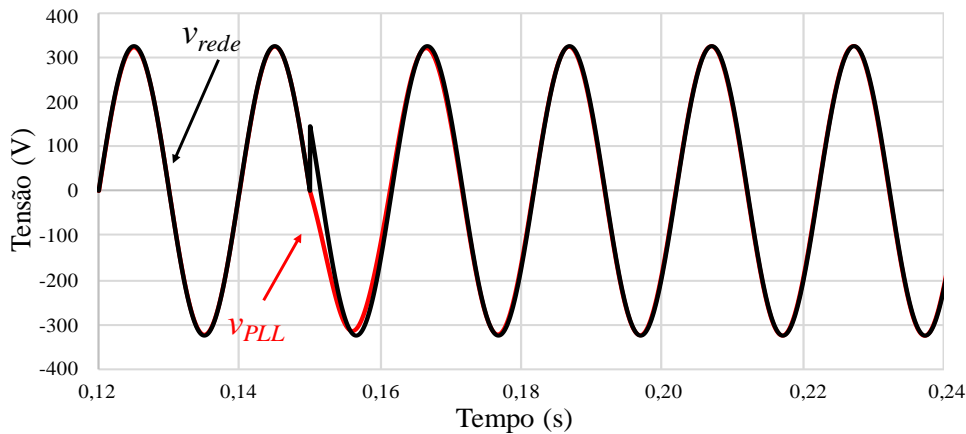


Figura 3.11 – Adaptação da frequência da PLL a variações da frequência da tensão da rede.

3.3.2 Regulação da Tensão no Barramento CC

No que respeita à regulação da tensão do barramento CC, e tendo em consideração o conversor CA-CC escolhido para fazer a interface entre a rede elétrica e o barramento CC, é necessário ter em especial atenção alguns critérios para efetuar a regulação do barramento CC, isto é, tal como citado no item 3.2.1 é necessário, para que o conversor CA-CC *full-bridge* funcione na sua plenitude, que a tensão do lado CC do conversor seja sempre superior ao pico da tensão da rede de modo a este não funcionar como um simples retificador a diodos em que o THD da corrente do lado CA é elevado. Tendo em consideração esta particularidade do conversor CA-CC *front-end* e os parâmetros já definidos do carregador, optou-se por uma tensão de referência para o barramento CC (V_{cc_ref}) de 400 V.

No diagrama de blocos apresentado na Figura 3.12 é possível ver o controlo implementado para fazer a correta regulação da tensão no barramento CC. Este mesmo controlo encontra-se dentro do bloco de controlo digital apresentado anteriormente na Figura 3.5.

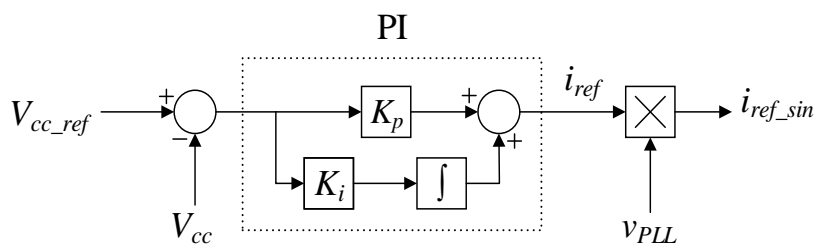


Figura 3.12 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC no modo de operação G2V.

O controlo inicia-se com o cálculo da diferença existente entre a tensão de referência do barramento CC (V_{cc_ref}) e a tensão real do barramento CC (V_{cc}) previamente medida por um

sensor de tensão. O resultado deste cálculo de diferença determina o erro da tensão do barramento CC ($erro_{V_{cc}}$). Esta operação do controlo encontra-se representada pela equação (3.4).

$$erro_{V_{cc}} = V_{cc_ref} - V_{cc} \quad (3.4)$$

Após ser determinado o erro da tensão do barramento CC, o sinal $erro_{V_{cc}}$ vai ser aplicado ao controlador PI. Este por seu turno gera um sinal de corrente de referência (i_{ref}). Na equação (3.5) pode-se observar os cálculos efetuados para a obtenção do sinal i_{ref} , cujos termos K_p e K_i correspondem aos ganhos proporcional e integral inerentes ao controlador PI. Por sua vez, o termo $sum_erro_{V_{cc}}$ corresponde ao somatório do erro ao longo do tempo.

$$i_{ref} = K_p \text{ erro}_{V_{cc}} - K_i \text{ sum_erro}_{V_{cc}} \quad (3.5)$$

No entanto, a referência i_{ref} gerada pelo controlo PI não é um sinal sinusoidal. De modo a obter-se um sinal de referência de corrente sinusoidal (i_{ref_sin}) é necessário multiplicar o sinal de referência i_{ref} pelo sinal obtido da malha de controlo da PLL (v_{PLL}), como demonstrado na equação (3.6).

$$i_{ref_sin} = i_{ref} v_{PLL} \quad (3.6)$$

Posteriormente, a corrente de referência sinusoidal calculada é aplicada no controlo de corrente que se encontra detalhado no item seguinte, conseguindo-se uma regulação do barramento CC para o valor pretendido (V_{cc_ref}) com consumo de corrente sinusoidal. Este controlo é válido para o modo de operação do VE como G2V.

Após obtido o controlo da tensão do barramento CC, procederam-se às simulações do mesmo. Como é possível visualizar através do resultado de simulação do barramento CC apresentado na Figura 3.13, consegue-se, aplicando o controlo aqui desenvolvido, uma correta regulação da tensão do barramento CC.

O controlo da tensão do barramento CC apresentado é realizado em três etapas que podem ser visualizadas na Figura 3.13. Na primeira etapa (etapa 1), como os condensadores se encontram descarregados, a tensão do barramento CC é nula, implicando que o conversor CA-CC *full-bridge*, inicialmente, funcione como uma ponte retificadora a díodos, onde apenas são utilizados os díodos de *freewheeling* dos IGBTs constituintes do conversor CA-CC. Durante este processo, é utilizada uma resistência de interface entre a rede elétrica e o carregador de baterias, de modo a suavizar o carregamento dos condensadores do

barramento CC. Este método é denominado de pré-carga e é de máxima importância ser efetuado.

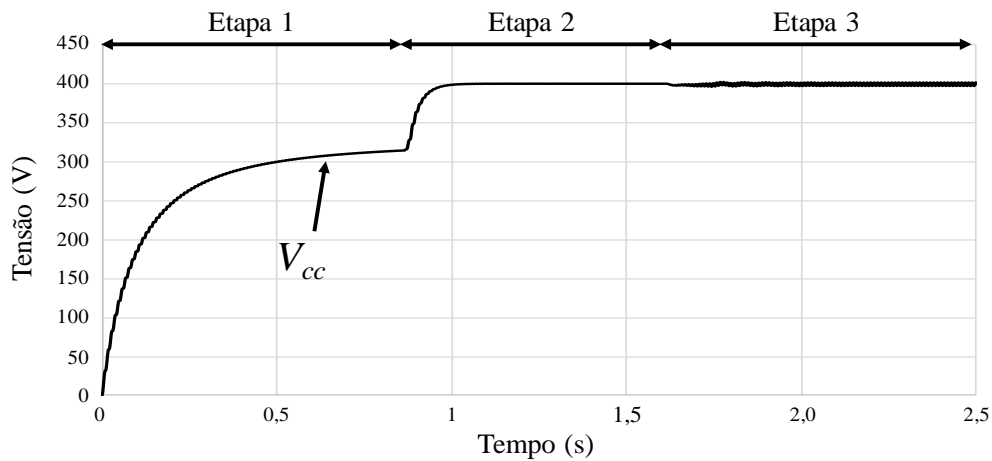


Figura 3.13 – Regulação da Tensão do Barramento CC.

A conexão direta do carregador à rede elétrica nesta etapa provocaria um pico de corrente de entrada do conversor uma vez que os condensadores se encontram descarregados podendo levar à destruição do conversor. Este efeito pode ser comprovado pela equação (3.7), que permite determinar a corrente num condensador em função da variação da tensão aos seus terminais durante um período do tempo.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.7)$$

Após a tensão do barramento CC atingir o mesmo valor da tensão de pico da rede é feito um *bypass* à resistência ligando um relé, terminando assim no instante t=0,875 s a etapa da pré-carga dos condensadores e iniciando-se a etapa 2. Na Figura 3.14 pode-se observar com mais detalhe a transição da etapa 1 para a etapa 2, bem como o processo de regulação da etapa 2.

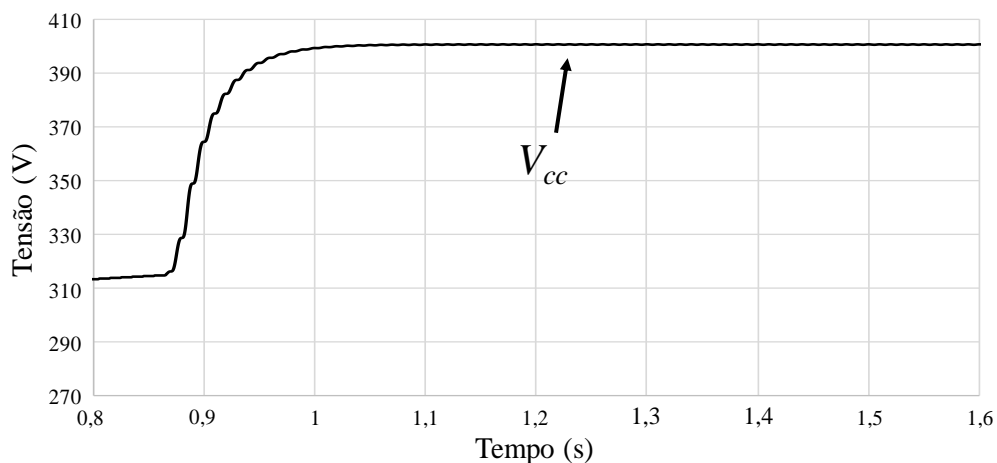


Figura 3.14 – Detalhe da transição da etapa 1 para a etapa 2 e da regulação do barramento CC.

Na etapa 2, é iniciado o controlo dos IGBTs do conversor CA-CC *front-end*, começando-se deste modo a regulação da tensão do barramento CC. Durante este processo de regulação, a referência da tensão do barramento CC (V_{cc_ref}) é incrementada gradualmente desde o valor em que se encontra a tensão do barramento CC no fim da etapa 1, até aos pretendidos 400 V.

Quando a tensão do barramento CC atinge os 400 V definidos como referência é assim mantida até que se inicie o carregamento das baterias do VE (etapa 3) no instante $t=1,61$ s. Esta transição encontra-se expressa na Figura 3.15 e, como se pode observar, inicialmente o controlador PI não consegue seguir de imediato a tensão de referência do barramento CC, acontecendo uma variação da tensão do barramento CC, característica do controlo PI já abordada no item 2.6.3.

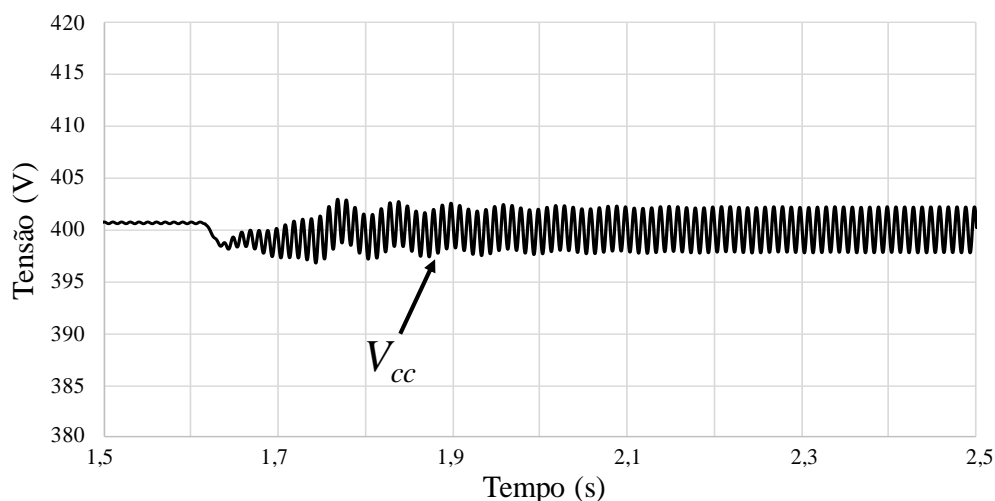


Figura 3.15 – Detalhe da tensão no barramento CC após o início e durante o carregamento das baterias do VE.

3.3.3 Controlo de Corrente

Para se efetuar o correto controlo de corrente de modo a alcançar o almejado consumo de corrente sinusoidal com fator de potência unitário e com reduzido THD, durante o modo de operação do VE como G2V e V2G, foi utilizado o controlo de corrente preditivo apresentado no item 2.6.4 baseado em [73], [94], [95]. Esta escolha prendeu-se com o facto de não ser necessário o ajuste de ganhos, sendo que o seu desenvolvimento apenas implica a modulação do sistema a controlar.

De modo a obter o modelo de controlo de corrente preditivo, utilizou-se o esquema elétrico apresentado na Figura 3.16. De referir ainda que neste modelo não foi considerado o condensador C_{ca} , nem a resistência de amortecimento R_{DUMP} do filtro LC passa-baixo com o objetivo de simplificar o modelo do controlo preditivo, e também devido ao diminuto

valor de corrente que percorre o condensador e a resistência. Contudo, não é introduzido deste modo um erro significativo na malha de controlo como se vai comprovar com os resultados de simulação obtidos neste item.

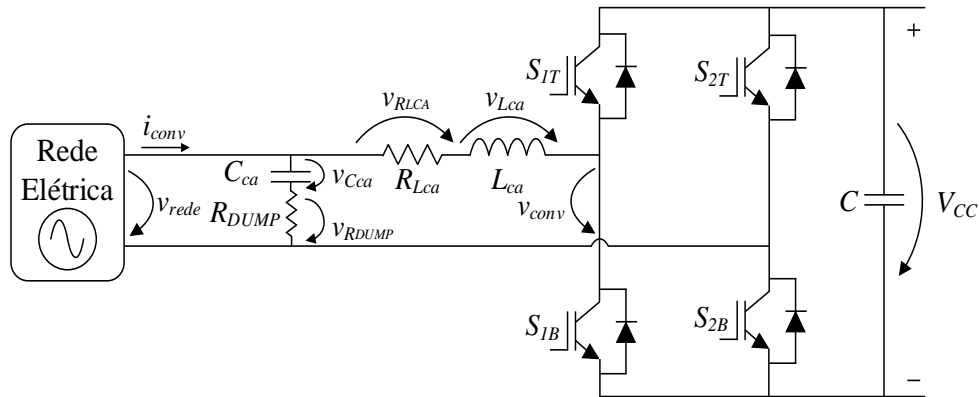


Figura 3.16 – Esquema elétrico do circuito modulado.

Aplicando a lei das malhas, segundo a lei de Kirchhoff, é possível estabelecer que a tensão de alimentação do conversor (v_{rede}) é igual ao somatório da queda da tensão na resistência R_{Lca} (v_{RLca}) com a queda da tensão da bobina L_{ca} (v_{Lca}) mais a tensão produzida pelo conversor *full-bridge* (v_{conv}), verificando-se o que aqui foi descrito na equação (3.8). A resistência R_{Lca} representa a resistência interna da bobina (L_{ca}) de acoplamento do conversor à rede.

$$v_{rede} = v_{RLca} + v_{Lca} + v_{conv} \quad (3.8)$$

Esta equação pode ser reescrita em relação à corrente i_{conv} , que é o parâmetro a controlar para se conseguir o consumo de corrente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, resultando na equação (3.9).

$$v_{rede} = R_{Lca} i_{conv} + L \frac{di_{conv}}{dt} + v_{conv} \quad (3.9)$$

O valor da resistência interna da bobina de acoplamento à rede é muito pequeno, neste sentido, a queda de tensão provocada por esta pode ser desprezada sem que isto introduza erros significativos no modelo do sistema de controlo. Obtém-se assim, a equação (3.10).

$$v_{rede} = L \frac{di_{conv}}{dt} + v_{conv} \quad (3.10)$$

Como o objetivo é o conversor sintetizar uma tensão (v_{conv}), para que a corrente i_{conv} siga a referência sinusoidal (i_{ref_sin}) obtida do controlo do barramento CC apresentada no item anterior, é necessário rearranjar a equação em ordem à tensão v_{conv} . Efetuando-se esse rearranjo obtém-se a equação (3.11).

$$v_{conv} = v_{rede} - L \frac{di_{conv}}{dt} \quad (3.11)$$

O controlo de corrente preditivo é um controlo em malha fechada, em que a realimentação do mesmo é efetuada pela corrente de entrada do conversor (i_{conv}). O erro da corrente (i_{erro}) é o resultado da diferença entre a corrente de referência (i_{ref_sin}) e a corrente de entrada do conversor (i_{conv}), verificando-se isto através da equação (3.12).

$$i_{erro} = i_{ref_sin} - i_{conv} \quad (3.12)$$

Substituindo a equação do cálculo do erro da corrente, (3.12), na equação do sistema modulado, (3.11), e rearranjando-a em ordem à tensão produzida pelo conversor (v_{conv}), é obtida assim a equação (3.13). O rearranjo da equação em ordem à tensão produzida pelo conversor deve ser efetuado, pois o sistema de controlo do sistema de carregamento de baterias tem de controlar a tensão v_{conv} para que a corrente de entrada do conversor CA-CC *front-end* (i_{conv}) siga corretamente a corrente de referência (i_{ref_sin}) pela malha de controlo da regulação da tensão do barramento CC. Concluído este processo chega-se à equação (3.13).

$$v_{conv} = v_{rede} - L \frac{di_{ref_sin}}{dt} + L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (3.13)$$

Sendo a frequência de amostragem elevada ($f_a=40$ kHz), as derivadas da corrente de referência e do erro da corrente podem ser aproximadas a variações lineares sem que se introduzam erros significativos no controlo, tal como transcrito na equação (3.14).

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.14)$$

Substituindo a equação (3.14) na equação do modelo do sistema, (3.13), obtém-se a equação (3.15).

$$v_{conv} = v_{rede} - L \frac{\Delta i_{ref_sin}}{\Delta t} + L \frac{\Delta i_{erro}}{\Delta t} \quad (3.15)$$

Para aplicar este modelo de controlo num microcontrolador é necessário converter o mesmo para tempo discreto. Assim, o termo k representa a amostra atual, o termo $k-1$ representa a amostra anterior e o termo Δt é substituído pelo período de amostragem T_a . Considera-se, de igual modo, neste passo, que a variação do erro da corrente é praticamente constante. Tendo em conta estas considerações, a passagem para tempo discreto é representada pela equação (3.16).

$$v_{conv} = v_{rede} - L \frac{i_{ref_sin}[k] - i_{ref_sin}[k-1]}{T_a} + L \frac{i_{ref_sin}[k] - i_{conv}[k]}{T_a} \quad (3.16)$$

Rearranjando a equação anterior obtém-se a equação simplificada (3.17) com a tensão a ser produzida pelo conversor (v_{conv}). A tensão v_{conv} é a tensão de referência utilizada para controlar o conversor.

$$v_{conv} = v_{rede} - \frac{L}{T_a} (2 i_{ref_sin}[k] - i_{ref_sin}[k-1] - i_{conv}[k]) \quad (3.17)$$

Utilizando a equação (3.17) no bloco de controlo da ferramenta *PSIM* representado na Figura 3.5 obtém-se uma tensão de referência sinusoidal que posteriormente é aplicada à modulação para gerar os sinais de PWM a serem enviados aos IGBTs do conversor CA-CC *front-end*.

No diagrama de blocos Figura 3.17 observa-se a malha do controlo preditivo de corrente implementada, sendo esta projetada segundo a equação (3.17).

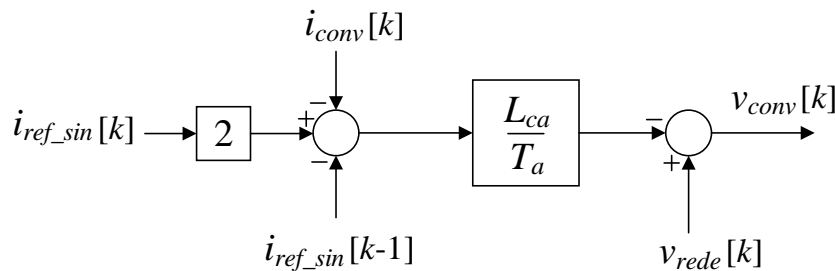


Figura 3.17 – Diagrama de blocos da malha de controlo preditivo de corrente do conversor CA-CC.

Com o término do desenvolvimento teórico do sistema de controlo de corrente preditivo do conversor CA-CC iniciaram-se as simulações de modo a proceder à avaliação do funcionamento do mesmo.

Na Figura 3.18 é possível observar a corrente à entrada do conversor (i_{conv}) bem como a corrente de referência (i_{ref_sin}) durante as três diferentes etapas de regulação do barramento CC já apresentadas no item 3.3.2.

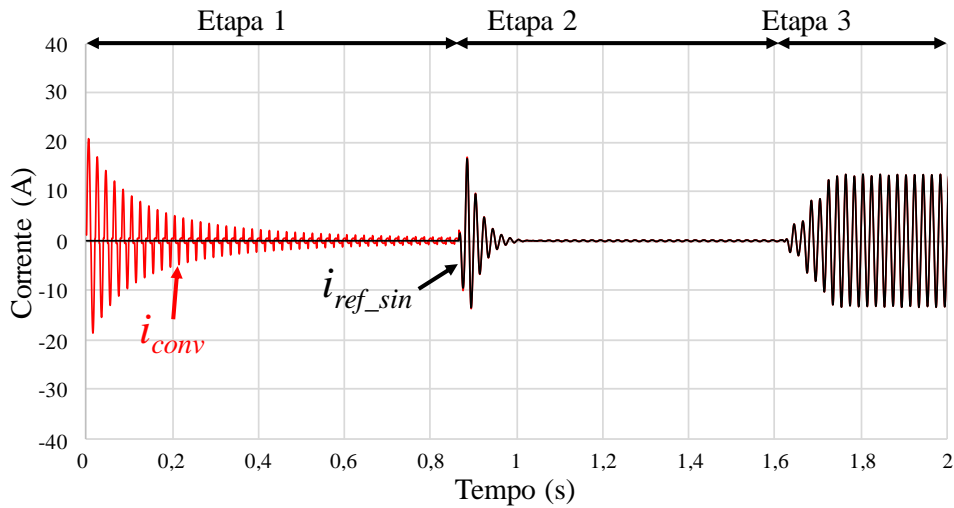


Figura 3.18 – Corrente de referência (i_{ref_sin}) e corrente do conversor (i_{conv}) do lado CA.

Como é possível verificar na figura anterior, durante a primeira etapa a corrente de referência é nula. Deve-se isto ao facto de se estar a proceder à pré-carga dos condensadores do barramento CC, e o conversor CA-CC *front-end* estar a funcionar como um retificador a díodos convencional, não sendo assim necessário recorrer a uma referência de corrente, já que não se está a proceder ao controlo deste. Na transição da primeira para a segunda etapa, inicia-se o controlo do barramento CC, entrando também em funcionamento o controlo de corrente, como se pode observar na Figura 3.18. Devido à inexistência de carga acoplada à saída do conversor CA-CC *full-bridge*, à medida que a tensão do barramento CC se aproxima dos 400 V, a corrente do lado CA do conversor vai diminuindo até valores quase nulos. Quando se inicia a terceira etapa, correspondente ao início do carregamento das baterias do VE, verificamos que a corrente de referência aumenta gradualmente, e a corrente do conversor do lado da rede acompanha esta mesma referência.

Na Figura 3.19 pode-se observar a evolução da tensão no barramento CC e da corrente do lado CA do conversor nos diferentes processos de regulação do barramento CC.

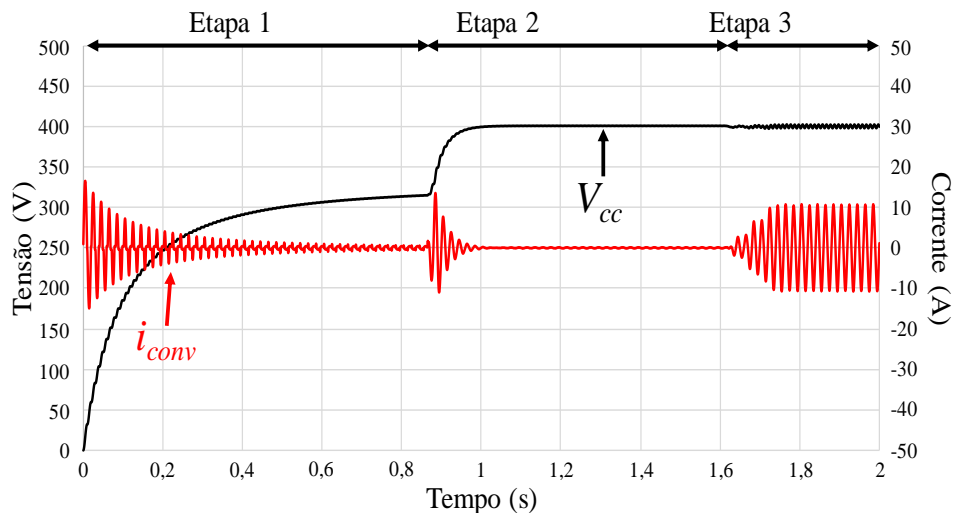


Figura 3.19 – Evolução da tensão do barramento CC (V_{CC}) e da corrente do lado CA do conversor (i_{con}).

Na Figura 3.20 pode-se observar a forma de onda da corrente do lado CA do conversor *font-end* durante a primeira etapa da regulação do barramento CC. Como se pode verificar, a corrente i_{conv} tem a mesma forma da corrente consumida por um retificador a diodos com filtro capacitivo à sua saída. Isto valida o que foi referido anteriormente, pois durante a primeira etapa da regulação do barramento CC não se efetua o controlo do conversor, sendo a tensão retificada apenas conduzem os diodos de *freewheeling* dos IGBTs. É ainda visível na figura a diminuição gradual da corrente, devendo-se isto ao aumento da tensão do barramento CC, aproximando-se do valor de pico da tensão da rede elétrica.

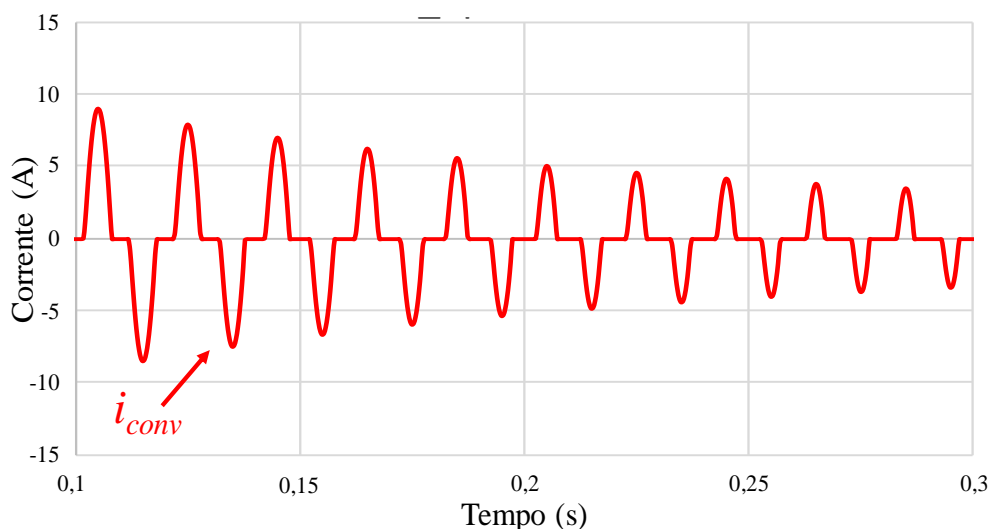


Figura 3.20 – Corrente do lado CA do converso CA-CC durante a pré-carga do barramento CC.

Na Figura 3.21 está representada a corrente no lado CA da rede elétrica durante o carregamento das baterias. Como se pode observar a corrente é sinusoidal, cumprindo-se deste modo o desejado consumo de corrente sinusoidal e com reduzida distorção harmónica em regime permanente, como se pode constatar através da Tabela 3.5.

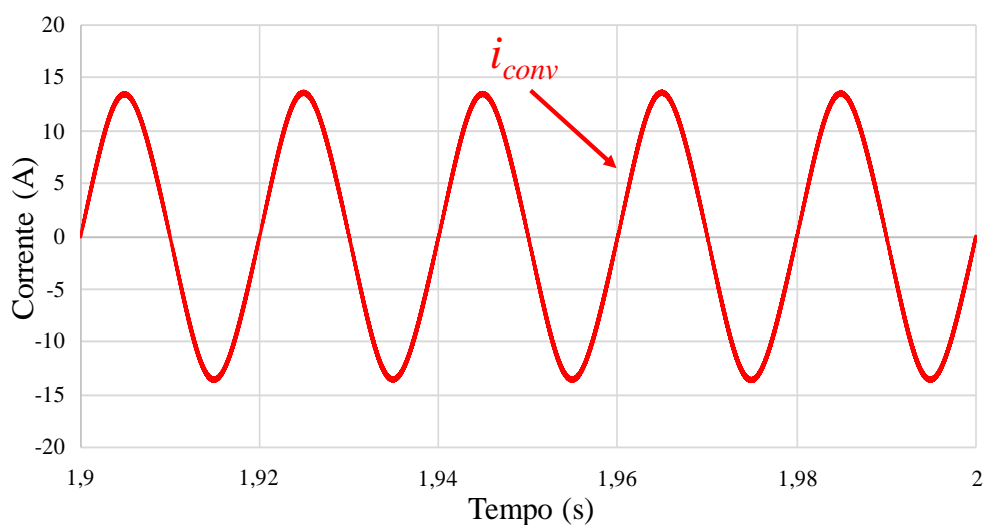


Figura 3.21 – Corrente do lado CA do conversor durante o carregamento das baterias do VE.

Através da Figura 3.22 pode-se observar que a corrente de entrada do conversor CA-CC *front-end* encontra-se em fase com a tensão da rede elétrica, operando com um fator de potência quase unitário como se verifica na Tabela 3.5. Cumpre-se assim outro dos requisitos de operação do conversor no modo G2V.

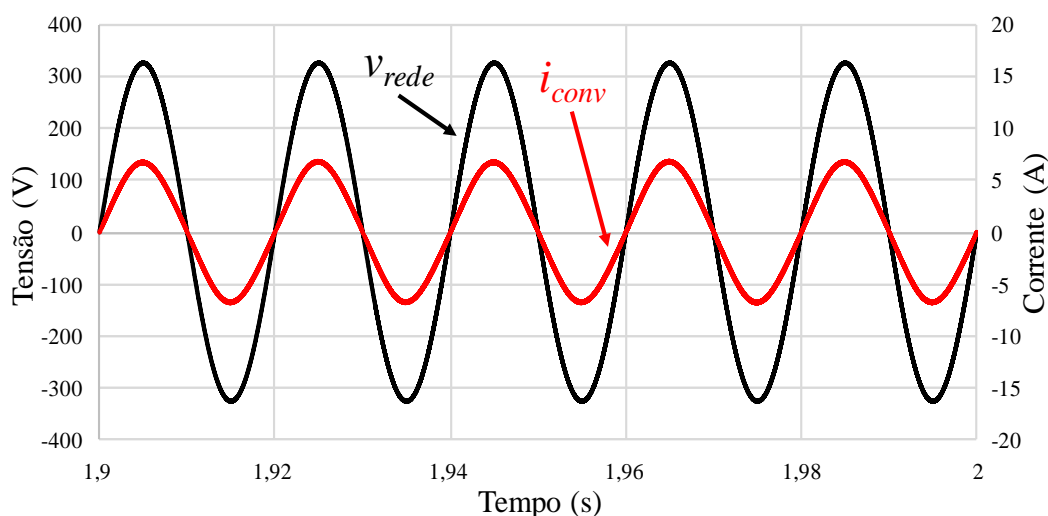


Figura 3.22 – Tensão da rede elétrica e corrente de entrada do conversor CA-CC durante o carregamento de baterias.

Tabela 3.5 – Valor de THD na corrente de entrada do conversor e fator de potência do conversor CA-CC *front-end*.

THD na corrente i_{conv}	2,14%
Fator potência	0,999

3.3.4 Controlo de Tensão

Para o controlo de tensão foi igualmente utilizado um modelo de controlo preditivo, desenvolvido a partir do esquema elétrico da Figura 3.23. Este algoritmo de controlo é utilizado no modo de operação do VE como V2H, e tem como objetivo colocar o sistema de carregamento de baterias para o VE a produzir um sinal de tensão com os valores nominais de tensão e frequência iguais aos da rede elétrica.

O facto do controlo preditivo não incluir ganhos no seu modelo de controlo, dependendo este apenas dos parâmetros constituintes do conversor CA-CC *front-end* é bastante vantajoso nesta aplicação dada a imprevisibilidade das cargas às quais o sistema de carregamento de baterias tem de fornecer energia.

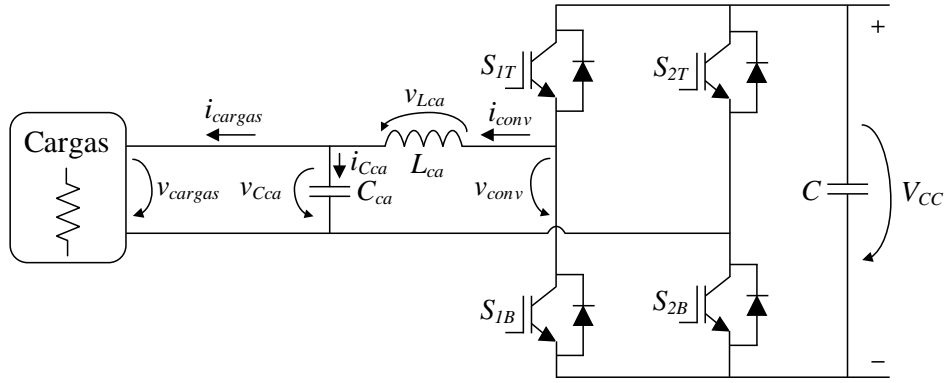


Figura 3.23 – Esquema elétrico do circuito modulado.

Aplicando a primeira lei de Kirchhoff (lei dos nós), a relação entre a corrente de saída do conversor (i_{conv}), e a corrente das cargas (i_{cargas}) pode ser expressa através da equação (3.18).

$$i_{conv} = i_{Cca} + i_{cargas} \quad (3.18)$$

Por sua vez, para obtenção da relação entre a tensão produzida pelo conversor (v_{conv}) e a tensão aplicada às cargas (v_{cargas}) é utilizada a segunda lei de Kirchhoff (lei das malhas). Esta relação é demonstrada pela equação (3.19).

$$v_{conv} = v_{Lca} + v_{cargas} \quad (3.19)$$

A queda da tensão aos terminais da bobina L_{ca} , pode ser expressa pela equação (3.20).

$$v_{Lca} = L_{ca} \frac{di_{conv}}{dt} \quad (3.20)$$

Procedendo-se à substituição do termo da equação (3.20) na equação (3.19) obtém-se a equação (3.21).

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{di_{conv}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.21)$$

Sabendo que a corrente i_{conv} é fornecida pela expressão (3.18), e existindo a possibilidade de determinar a corrente que percorre o condensador C_{ca} recorrendo à equação (3.22), efetuando as devidas substituições obtém-se a equação (3.23).

$$i_{Cca} = C_{ca} \frac{dv_{Cca}}{dt} \quad (3.22)$$

$$v_{conv} = L_{ca} \frac{d}{dt} \left(C_{ca} \frac{dv_{Cca}}{dt} + i_{cargas} \right) + v_{cargas} \quad (3.23)$$

Rearranjado os termos da equação (3.23), e considerando a tensão de saída igual à variação da tensão aos terminais do condensador é obtida a equação (3.24).

$$v_{conv} = L_{ca}C_{ca} \frac{d^2 v_{cca}}{dt^2} + L_{ca} \frac{di_{cargas}}{dt} + v_{cargas} \quad (3.24)$$

Tal como no desenvolvimento de controlo de corrente preditivo, as derivadas da corrente e de tensão podem ser aproximadas a variações lineares sem que se introduzam erros significativos no controlo, devido à elevada frequência de amostragem ($f_a=40$ kHz). Assim, e fazendo a descaracterização da equação anterior, obtém-se a equação (3.25).

$$v_{conv} = \frac{L_{ca}C_{ca}}{T_a^2} (v_{PLL_V2H}[k] - 2 v_{cargas}[k] + v_{cargas}[k-1]) + \frac{L_{ca}}{T_a} (i_{cargas}[k] - i_{cargas}[k-1]) + v_{cargas}[k] \quad (3.25)$$

Seguindo a equação (3.25), foi possível construir o diagrama da malha de controlo preditivo de tensão, encontrando-se este representado na Figura 3.24.

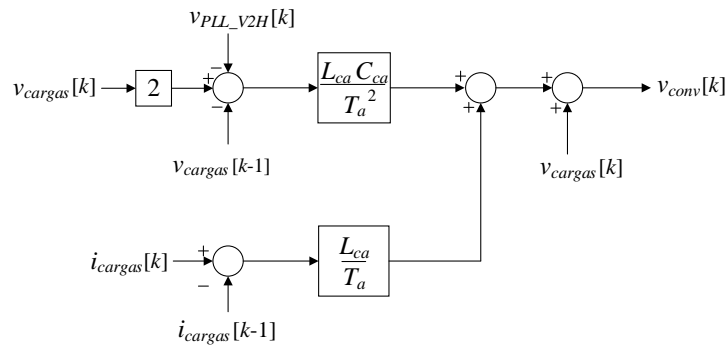


Figura 3.24 – Diagrama de blocos da malha de controlo preditivo de tensão do conversor CA-CC.

Após a implementação do sistema de controlo de tensão no conversor CA-CC *full-bridge* procedeu-se à sua simulação. Como se pode verificar através da Figura 3.25, a tensão aplicada às cargas, produzida pelo sistema de carregamento de baterias é sinusoidal, com os valores nominais de frequência e tensão iguais aos da rede elétrica, estando estes parametrizados pela referência gerada pelo bloco da PLL (v_{PLL_V2H}).

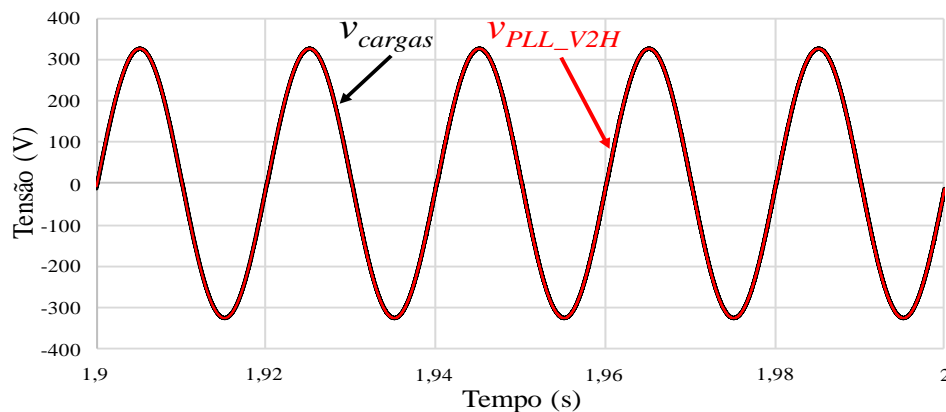


Figura 3.25 – Tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias (v_{cargas}) e sinal de referência produzido pelo bloco PLL.

Num item posterior (item 3.6), é demonstrada a tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias para diferentes tipos de cargas, lineares e não lineares, de modo a avaliar o desempenho do controlo preditivo de tensão aqui apresentado.

3.3.5 Modulação PWM Sinusoidal

Na literatura são inúmeras as técnicas de modulação de sinais PWM [96], no entanto, atendendo ao facto do conversor CA-CC *front-end* ser um conversor de ponte completa, optou-se pela modulação sinusoidal PWM (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) unipolar, de modo a potenciar todas as vantagens desta topologia de conversor.

A técnica de modulação SPWM unipolar consiste na comparação de um sinal triangular portador com o sinal de referência e o seu negado (referências estas obtidas dos controlos anteriores). Devido à utilização de dois sinais de referência são necessários dois comparadores, resultando assim desta comparação quatro sinais de PWM aplicáveis a cada um dos IGBTs do conversor CA-CC *full-bridge*.

A frequência de comutação é definida pela frequência da onda triangular portadora. Esta técnica de comutação garante uma frequência de comutação fixa, representando isto uma grande vantagem no dimensionamento dos filtros passivos para filtrar as harmónicas provocadas pelas comutações dos IGBTs. Além desta vantagem, a utilização da modulação unipolar permite que o conversor produza sinais de saída/entrada com três níveis de tensão ($+V_{CC}$, 0 e $-V_{CC}$).

Na Figura 3.26 encontra-se representada a modulação SPWM unipolar (a frequência da onda portadora demonstrada na referida figura não expressa a que foi utilizada na simulação).

Na Figura 3.26 é possível observar a comparação da onda triangular portadora (v_{tri}) com o sinal de referência (v_{conv}) e o seu negado (\bar{v}_{conv}). Esta comparação resulta nos sinais de PWM que posteriormente são enviados para as gates dos IGBTs que também se encontram representados na figura citada. Uma vez que os IGBTs do mesmo braço da ponte não podem conduzir ao mesmo tempo o sinal de PWM do IGBT inferior (IGBT Bot) é complementar do sinal de PWM do IGBT superior (IGBT Top).

A comparação do sinal de referência com a portadora triangular, controla os IGBTs de um braço da ponte (IGBT 1 Top e IGBT 1 Bot). Por sua vez, a comparação do sinal de

referência negado com a portadora triangular controla os IGBTs do outro braço do conversor CA-CC *full-bridge* (IGBT 2 Top e IGBT 2 Bot).

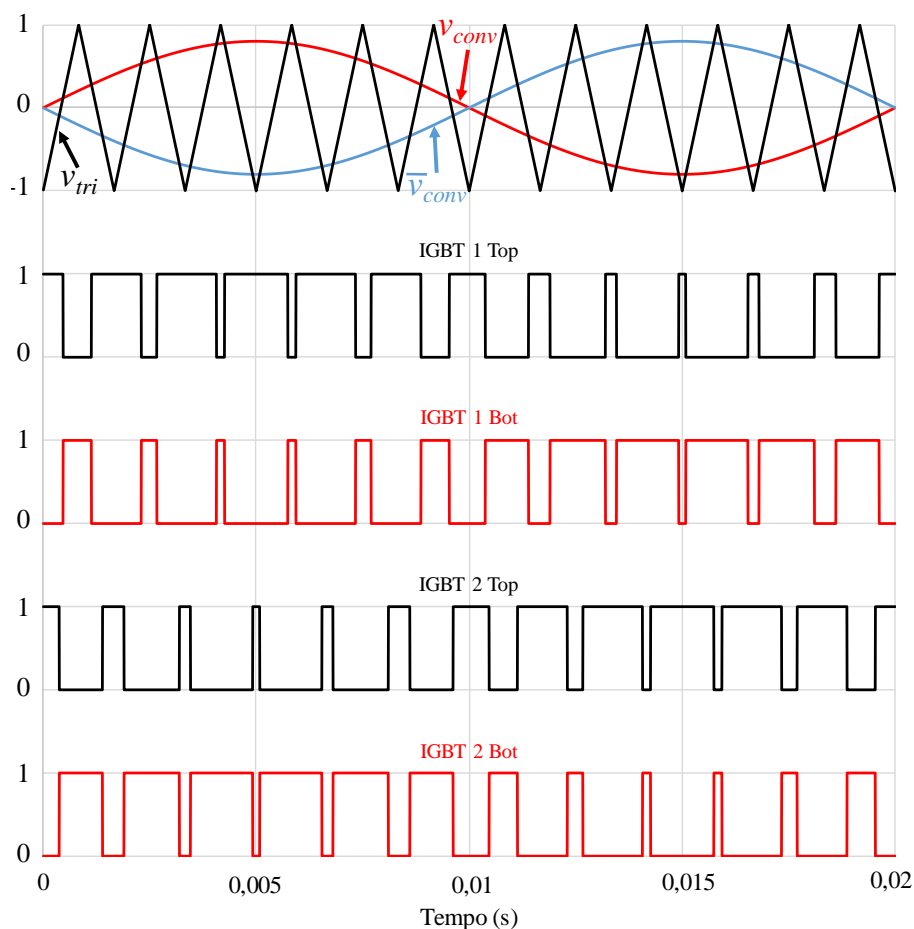


Figura 3.26 – Modulação SPWM unipolar e sinais de PWM dos IGBTs.

Como é possível verificar através da Figura 3.26, quando o valor do sinal de referência é superior ao valor da portadora triangular, o IGBT 1 Top fica a 1, e o IGBT 1 Bot fica a 0. O oposto acontece quando o valor do sinal de referência é inferior ao valor da portadora triangular. No que diz respeito ao sinal de referência negado, quando o valor deste é superior ao valor da portadora triangular o IGBT 2 Top fica a 1, e o IGBT 2 Bot fica a 0, sucedendo-se o inverso quando o valor de referência negado é inferior ao valor da portadora triangular.

O circuito implementado na ferramenta de simulação *PSIM* utilizado na modulação SPWM unipolar encontra-se representado na Figura 3.27.

No modelo da figura anteriormente apresentada, é possível verificar os sinais de referência (S_1 e S_2 correspondentes a v_{conv} e \bar{v}_{conv} , respetivamente) provenientes dos controlos já apresentados nos itens 3.3.3 e 3.3.4. Estes são posteriormente comparados com uma portadora triangular, com uma frequência de 20 kHz, ou seja, a frequência de comutação dos IGBTs constituintes do conversor CA-CC *front-end*. Como já referido, resultam desta

comparação dois sinais de PWM. Estes são enviados aos IGBTs superiores dos braços do conversor CA-CC *full-bridge*. Os sinais de PWM a serem enviados aos IGBTs inferiores são obtidos, como é visível através da negação dos sinais de PWM, a partir da comparação referida anteriormente.

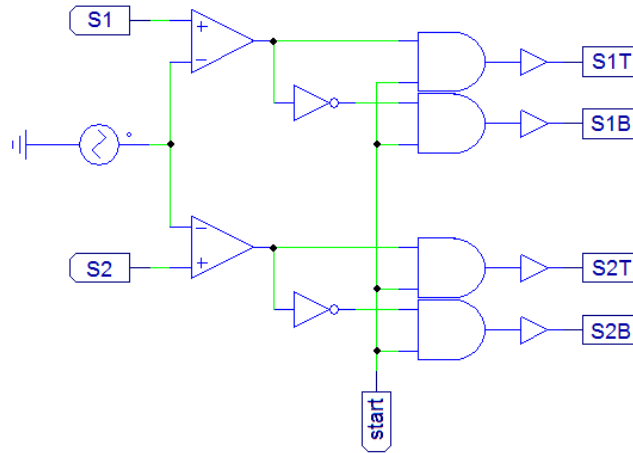


Figura 3.27 – Modulador SPWM unipolar do conversor CA-CC implementado no PSIM.

Por último, as portas AND visíveis na Figura 3.27 permitem ou não o envio dos sinais de PWM às *gates* dos IGBTs em função do valor da *label* designada de “*start*”. A referida *label* serve como garantia de que não são enviados sinais de PWM aos IGBTs durante o período de tempo em que se está a proceder à pré-carga dos condensadores do barramento CC. Mantendo-se a 0 durante este período, ficando apenas a 1 após a conclusão da pré-carga de modo aos sinais de PWM chegarem às *gates* do IGBTs para se iniciar o controlo do conversor CA-CC. Estas portas AND, servem também para, em caso de ocorrer alguma falha no controlo, desligar por completo a comutação dos IGBTs.

3.4 Controlo do Conversor CC-CC

Para implementar o controlo do conversor CC-CC *back-end* foi utilizado o mesmo bloco de controlo do conversor CA-CC *front-end*, que se encontra ilustrado na Figura 3.5.

No que concerne ao carregamento das baterias, para se proceder ao seu correto carregamento, durante o modo de operação do VE como G2V é amostrada a tensão das baterias (V_{bat}), e a corrente das baterias (I_{bat}). Contudo, quando se procede ao descarregamento das baterias, durante o modo de operação do VE como V2H, apenas é necessário proceder à leitura da tensão no barramento CC (V_{cc}).

Na saída do bloco de controlo é visível o sinal de referência S_3 e dois sinais de controlo (*Up* e *Down*). O sinal de referência é enviado ao modulador de sinal PWM, visível na

Figura 3.28 onde é comparado com a portadora triangular com frequência de 20 kHz, resultando desta comparação um sinal de PWM com frequência fixa de 20 kHz. Por sua vez, os sinais de controlo têm como função definir se o sinal de PWM resultante do modulador é aplicado à *gate* do IGBT S_{3T} ou à *gate* IGBT S_{3B} , dependendo neste caso se o sistema de carregamento de baterias do VE está a operar no modo G2V ou V2H respetivamente. Para o modo de funcionamento do sistema de carregamento de baterias como G2V, o sinal de controlo *Down* é colocado a 1 e o sinal de controlo *Up* a 0. No modo de funcionamento do carregador de baterias do VE como V2H, os estados das variáveis de comando são invertidos. No período em que se está a proceder à pré-carga do barramento CC, ou em caso de falha no sistema de carregamento de baterias do VE, ambos os sinais de controlo são colocados a 0, ou seja, não é enviado nenhum sinal de PWM às *gates* dos IGBTs IGBT S_{3T} e IGBT S_{3B} .

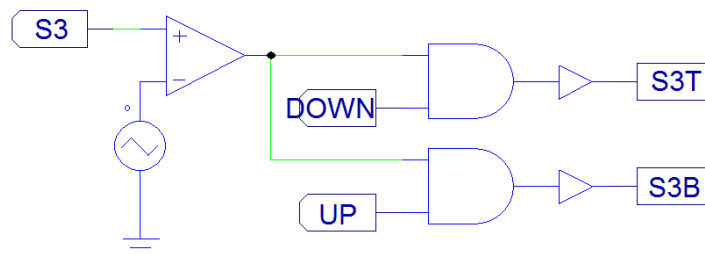


Figura 3.28 – Modulador PWM do conversor CC-CC implementado no *PSIM*.

De modo a tornar mais implícito todo o sistema de controlo do conversor CC-CC encontra-se representado na Figura 3.29 um diagrama de blocos deste.

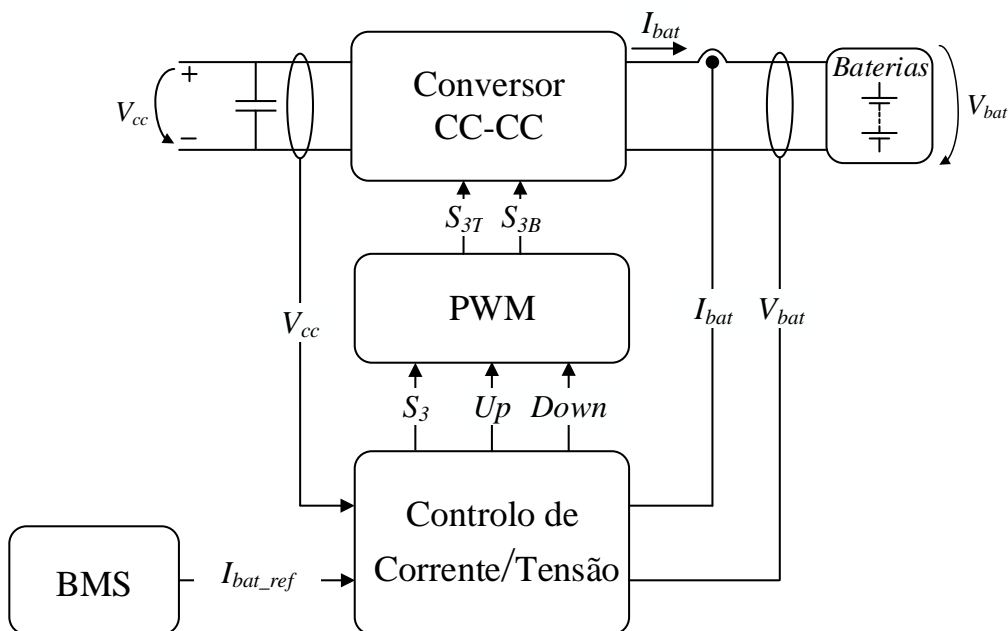


Figura 3.29 – Diagrama de blocos do controlo aplicado ao conversor CC-CC *back-end*.

3.4.1 Algoritmo de Carregamento

Existem diferentes algoritmos que podem ser implementados para proceder ao carregamento das baterias do VE, variando entre eles a sua eficiência no carregamento [97]. No entanto, os métodos adotados para se proceder ao carregamento das baterias têm de ir de encontro à sua tecnologia, não se pode assim optar por um algoritmo de carregamento aleatoriamente [98], [99].

O algoritmo de carregamento de baterias adotado nesta dissertação, e que pode ser aplicado às baterias existentes no GEPE, ou seja, às baterias de ácido-chumbo, foi o algoritmo de corrente contante – tensão contante. Este método de carregamento resulta da junção do algoritmo de carregamento de corrente constante e do algoritmo de carregamento de tensão constante. Esta combinação tem como vantagem o facto de permitir um carregamento mais rápido das baterias respeitando sempre os seus limites de segurança de corrente e tensão recomendados pelos fabricantes [97], [100].

O carregamento das baterias efetuado através do algoritmo escolhido é realizado em duas etapas distintas. Durante a primeira etapa, as baterias são carregadas com um valor de corrente constante até o valor de tensão aos terminais destas atingir o valor predefinido. Concluída esta primeira etapa inicia-se a segunda etapa do carregamento, aplicando-se uma tensão constante aos terminais das baterias provocando deste modo a diminuição gradual da corrente de carregamento das baterias ao longo do tempo. Quando a corrente de carregamento é quase nula as baterias encontram-se totalmente carregadas. Terminando assim o processo de carregamento [97].

Tendo como base preponderante este algoritmo, para controlar o conversor CC-CC *back-end* optou-se pelo controlo PI para os dois estágios de carregamento das baterias. Sendo o primeiro estágio o carregamento das baterias do VE por corrente contante, inicia-se com o cálculo da diferença existente entre a corrente de referência das baterias (I_{bat_ref}) e a corrente medida (I_{bat}). Obtém-se assim o erro da corrente de carregamento das baterias ($erro_{I_{bat}}$). Encontra-se representado este cálculo na equação (3.26).

$$erro_{I_{bat}} = I_{bat_ref} - I_{bat} \quad (3.26)$$

Após ser determinado o erro da corrente de carregamento, este é aplicado ao controlador PI, que por seu turno gera o sinal (S_3), utilizado no modulador para produzir o sinal de PWM a ser enviado à *gate* do IGBT S_{3T} . Na equação (3.27) podem-se visualizar os cálculos efetuados para a obtenção do sinal S_3 .

$$S_3 = K_{pi} \text{ erro}_{I_{bat}} - K_{ii} \text{ sum_erro}_{I_{bat}} \quad (3.27)$$

Os termos K_{pi} , K_{ii} e $\text{sum_erro}_{I_{bat}}$ representam o ganho proporcional, o ganho integral e o somatório do erro da corrente, respetivamente.

Encontra-se representado na Figura 3.30 um diagrama de blocos do controlo PI aplicado para proceder ao carregamento das baterias com corrente constante.

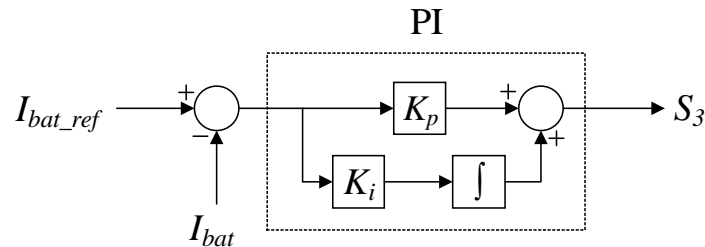


Figura 3.30 – Diagrama de blocos do controlo PI utilizado no primeiro estágio do carregamento das baterias do VE.

O segundo estágio do carregamento das baterias do VE é efetuado com tensão constante, sendo utilizado o mesmo método de controlo do primeiro estágio, apenas diferindo nos valores dos ganhos proporcional e integral. Como tal, inicia-se com o cálculo do erro da tensão de carregamento das baterias ($\text{erro}_{V_{bat}}$). Este cálculo é expresso pela equação (3.28).

$$\text{erro}_{V_{bat}} = V_{bat_ref} - V_{bat} \quad (3.28)$$

Após efetuado o cálculo anteriormente descrito, é determinado o sinal S_3 a ser aplicado ao modulador do sinal PWM. Esta operação é descrita pela equação (3.29).

$$S_3 = K_{pv} \text{ erro}_{V_{bat}} - K_{iv} \text{ sum_erro}_{V_{bat}} \quad (3.29)$$

Seguindo a equação anterior desenhou-se a malha de controlo utilizada para se alcançar o carregamento das baterias por tensão constante, encontrando-se esta representada na Figura 3.31.

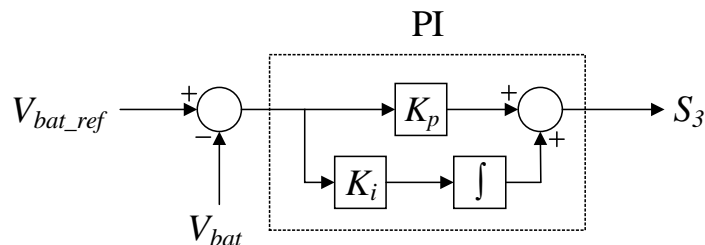


Figura 3.31 – Diagrama de blocos do controlo PI utilizado no segundo estágio do carregamento das baterias do VE.

Depois de escolhido e desenvolvido o algoritmo de controlo para o carregamento correto das baterias existentes no GEPE, procedeu-se às simulações com o intuito de validar a

escolha efetuada. De frisar que a referência da corrente de carregamento I_{bat_ref} não é fornecida pelo *Battery Management System* (BMS), tal como se encontra representado na Figura 3.29 dada a inexistência de tal bloco na ferramenta *PSIM*. Como tal, foi definido um valor constante para esse propósito.

Na Figura 3.32 está representada a corrente com a qual se procede ao carregamento das baterias (I_{bat}), bem como a corrente de referência (I_{bat_ref}), correspondendo a figura ao período de carregamento das baterias do VE por corrente constante. Como é possível observar através da figura citada, a corrente de referência definida para proceder ao carregamento das baterias foi de 10 A e, através do controlo PI, consegue-se visualizar que a corrente com a qual se procede ao carregamento das baterias (I_{bat}) segue, ao longo do tempo de carregamento por corrente constante, a corrente de referência (I_{bat_ref}), mesmo quando houve uma variação mais brusca desta.

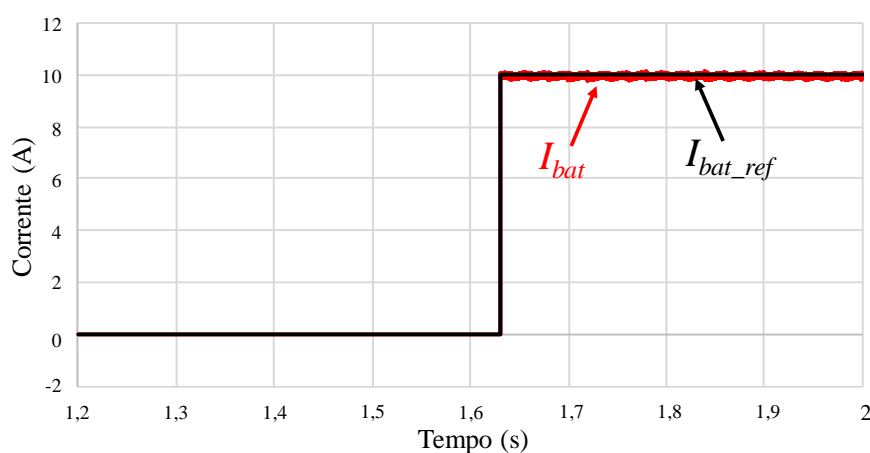


Figura 3.32 – Corrente de carregamento das baterias (I_{bat}) e corrente de referência (I_{bat_ref}).

Durante o carregamento por corrente constante, a tensão aos terminais das baterias vai aumentando gradualmente, como já foi referido anteriormente. Após a tensão das baterias atingir o seu valor nominal calculado no item 3.2.3, ou seja, os 178,5 V, inicia-se o carregamento das baterias por tensão constante até a corrente das baterias I_{bat} ser praticamente nula. Este período de carregamento das baterias encontra-se representado na Figura 3.33.

É necessário ter em atenção que o tempo de carregamento das baterias observado na Figura 3.33 é impossível de se alcançar na prática, tal como mencionado no item 3.2.3, pois o valor da capacitância que representa a capacidade da bateria foi drasticamente reduzido (no item 3.2.3 o valor calculado de capacitância calculado foi de 33000 F, enquanto que na simulação o valor de capacitância utilizado foi de 80 mF) para se conseguir simular e validar o algoritmo de carregamento na ferramenta de simulação *PSIM*.

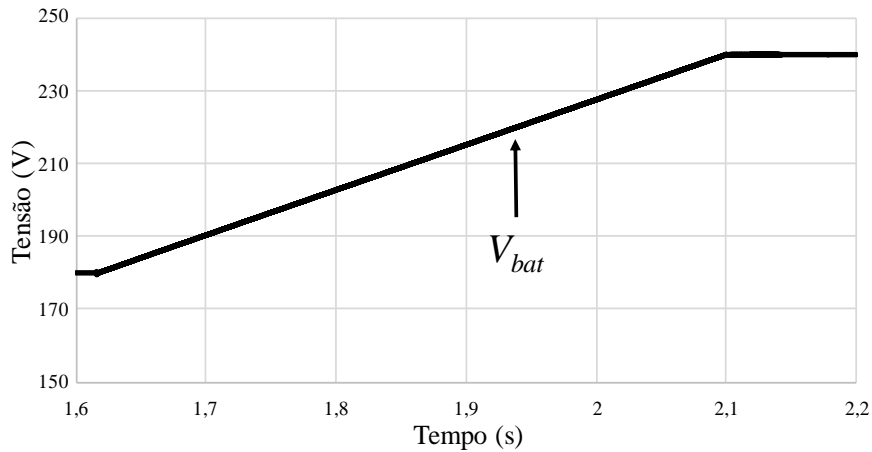


Figura 3.33 – Tensão nas baterias ao longo do carregamento.

Por fim, e não menos importante, é possível observar na Figura 3.34 com mais precisão a corrente das baterias (I_{bat}) e a tensão das baterias (V_{bat}) durante a transição do estágio de carregamento das baterias do VE por corrente constante para o estágio de carregamento por tensão constante. Como é possível verificar, durante o estágio de carregamento por tensão constante, a corrente que percorre o *pack* de baterias diminui gradualmente ao longo deste estágio de carregamento, até atingir um valor quase nulo, dando-se assim por terminado o carregamento das baterias. De frisar, que a figura citada valida o que foi descrito anteriormente, ou seja, durante o estágio de carregamento das baterias por tensão constante, a corrente destas, vai diminuindo gradualmente ao longo do tempo até ser praticamente nula, terminando-se aí o carregamento das baterias.

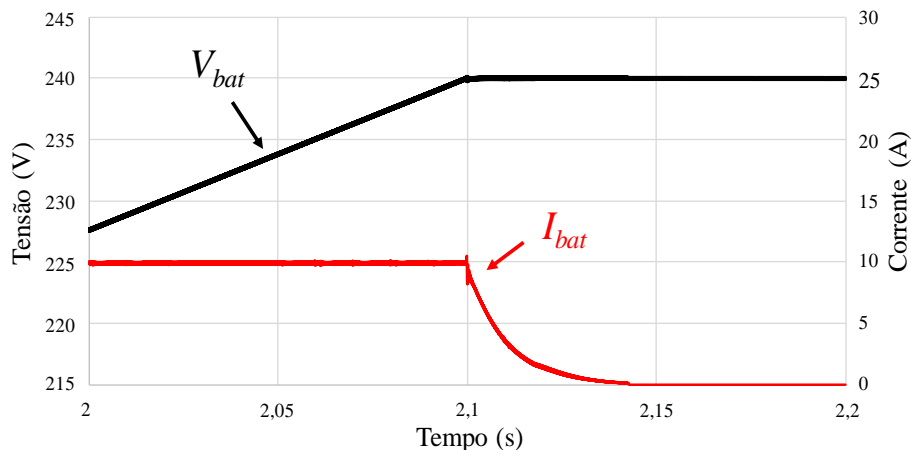


Figura 3.34 – Transição do estágio de carregamento por corrente constante para o estágio de carregamento por tensão constante.

3.4.2 Algoritmo de Descarregamento

No modo de operação do VE como V2H, a tensão do barramento CC é regulada através do conversor CC-CC *back-end*, uma vez que neste caso a fonte de energia são as baterias do VE, procedendo-se assim ao descarregamento destas.

Ao contrário do que acontece durante o processo de carregamento, durante o processo de descarregamento, não existe qualquer algoritmo de controlo. Isto deve-se em parte, às baterias suportarem durante o seu descarregamento um *ripple* e uma variação de corrente mais bruscos sem sofrer qualquer tipo de dano e afetar o seu SoH. De referir ainda que durante o período de tempo em que se procede ao descarregamento das baterias, o conversor CC-CC *half-bridge* funciona como um conversor *boost* convencional, regulando a tensão do barramento CC para os 400 V de modo a permitir que o conversor CA-CC *front-end* sintetize uma tensão de valores nominais iguais aos da rede elétrica.

Como a potência absorvida pelas cargas conectadas ao sistema de carregamento de baterias não é constante, existindo variações ao longo do tempo, a potência fornecida pelas baterias deve seguir estas variações de modo a manter a correta regulação da tensão do barramento CC. Para se conseguir cumprir este objetivo, optou-se uma vez mais por um controlador PI, cuja malha de controlo se encontra expressa na Figura 3.35.

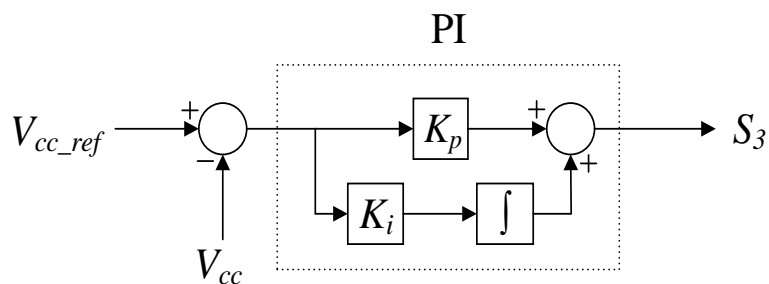


Figura 3.35 – Diagrama de blocos do controlo do barramento CC no modo de operação V2H.

Na Figura 3.36 é possível observar a tensão no barramento CC regulada pelo conversor CC-CC *back-end* durante a sua operação como *boost*. Como é possível verificar, através do conversor CC-CC *half-bridge* controlado pela malha de controlo apresentada anteriormente, consegue-se uma correta regulação da tensão do barramento CC.

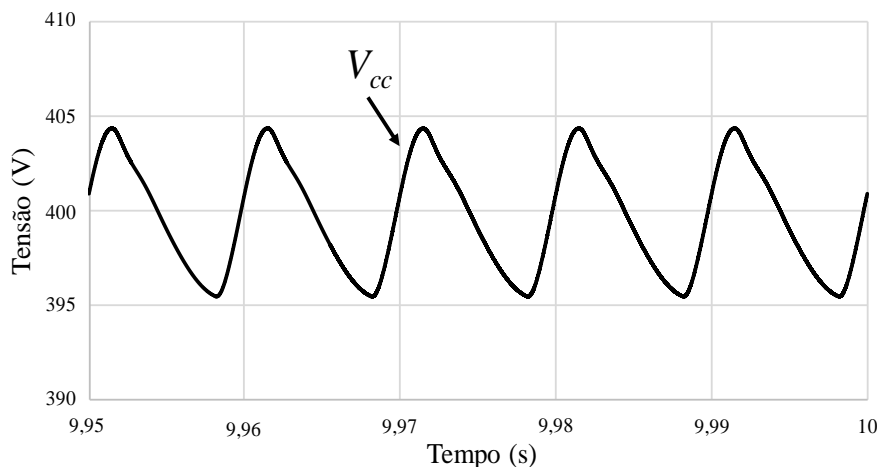


Figura 3.36 – Tensão no barramento CC durante a operação do conversor CC-CC como *boost*.

3.5 Algoritmo de Controlo de Detecção de Falhas

Existem diferentes métodos que podem ser implementados com o intuito de identificar as falhas de tensão da rede elétrica. No entanto, no âmbito desta dissertação apenas são abordados dois métodos. O estudo efetuado entre os dois métodos aqui apresentados visa perceber qual dos dois apresenta mais rapidez na deteção das falhas.

A redução do tempo de transição da rede elétrica para a *Uninterruptible Power Supply* (UPS), correspondente ao modo de funcionamento do VE como V2H é fundamental, dada a existência de cargas elétricas mais sensíveis, cujo funcionamento é afetado por períodos de transição mais lentos.

O primeiro algoritmo abordado nesta secção efetua o cálculo do valor eficaz da tensão da rede elétrica utilizando o método tradicional [95]. Já o segundo algoritmo baseia-se na determinação do valor eficaz da tensão utilizando um filtro de *Kalman* [101], [102] [103]. Nos dois algoritmos, apenas é considerada a existência de uma falha de tensão da rede elétrica quando o valor eficaz da tensão da rede ($V_{rede(RMS)}$) é inferior a 90% do seu valor eficaz (Norma 301.1.1.2 do manual RTIEBT [104]).

Para simular as falhas da rede elétrica no ambiente de simulação *PSIM* colocou-se um interruptor em série com a fase da rede, interruptor este controlado pela *label* designada de “falha”, como se pode observar através da Figura 3.37. Quando o valor do sinal de comando “falha” fica a 0, o interruptor é aberto, interrompendo-se assim o fornecimento de energia da rede elétrica às cargas a esta acopladas e ao sistema de carregamento de baterias. Iniciando assim o sistema de carregamento de baterias o seu funcionamento como uma UPS.

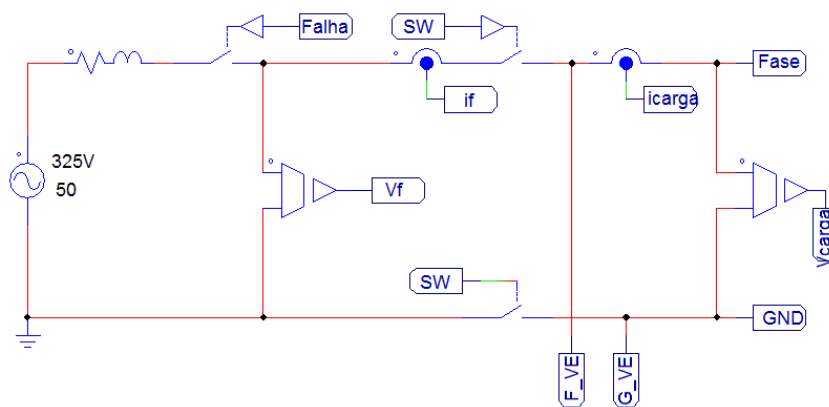


Figura 3.37 – Esquema elétrico da rede elétrica no ambiente de simulação *PSIM*.

Para salvaguardar a integridade do carregador de baterias do VE e das cargas, procede-se ao seu isolamento abrindo os interruptores controlados pelas *labels* “ S_w ”. Caso este isolamento

não fosse executado, a rede elétrica poderia voltar com uma fase de tensão diferente da fase da tensão produzida pelo carregador de baterias, acarretando consequências graves quer para o sistema de carregamento quer para as cargas. Com este procedimento, quando o fornecimento de energia por parte da rede é reestabelecido, através do fecho do interruptor controlado pela *label* “falha”, o sinal resultante da PLL (V_{PLL}) é sincronizado novamente com tensão da rede, e conseqüentemente, a tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias a operar no modo V2H é também sincronizada com a tensão da rede. Após o sinal v_{PLL} se encontrar sincronizado com a tensão da rede, o carregador de baterias interrompe o seu funcionamento como uma UPS, e os interruptores “Falha” são fechados, reestabelecendo-se assim o fornecimento de energia às cargas por parte da rede elétrica, sem qualquer tipo de transitório.

3.5.1 Cálculo Tradicional do Valor Eficaz (RMS)

O cálculo tradicional do valor eficaz da tensão da rede elétrica ($V_{rede(RMS)}$) é um método bastante simples. Este consiste em determinar o valor eficaz durante um ciclo da tensão da rede elétrica e detetar se o resultado deste cálculo é superior ou inferior ao limite referido anteriormente para se iniciar assim o modo de operação V2H. O valor eficaz da tensão da rede é calculado de acordo com a equação (3.30).

$$V_{rede(RMS)}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{rede}^2(t) dt} \quad (3.30)$$

A implementação digital da equação (3.30) pode-se observar na equação (3.31).

$$V_{rede(RMS)}[k] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{k=N} V_{rede}^2[k]} \quad (3.31)$$

Na equação (3.31) N representa o número de amostras obtidas em cada ciclo completo da tensão da rede. Para alcançar uma deteção da variação do valor eficaz da tensão da rede de forma mais rápida, este pode ser calculado utilizando apenas as amostras de meio ciclo e recorrendo-se ao cálculo de uma média deslizante determinada pelo quadrado dos valores instantâneos da tensão da rede elétrica. O vetor deslizante da soma do quadrado dos valores instantâneos da tensão da rede elétrica é determinado pela equação (3.32).

$$sum[k] = sum[k - 1] - V_{rede}^2[k - N] + V_{rede}^2 \quad (3.32)$$

O valor eficaz da tensão da rede elétrica determinado através de meio ciclo é conseguido através da aplicação da equação (3.33).

$$V_{rede(RMS)}[k] = \sqrt{2 \frac{sum[k]}{N}} \quad (3.33)$$

Após a implementação digital das equações (3.32) e (3.33) procedeu-se à simulação para determinar a rapidez da deteção de uma falha utilizando o algoritmo aqui presente. Na Figura 3.38 é demonstrado o resultado dessa simulação.

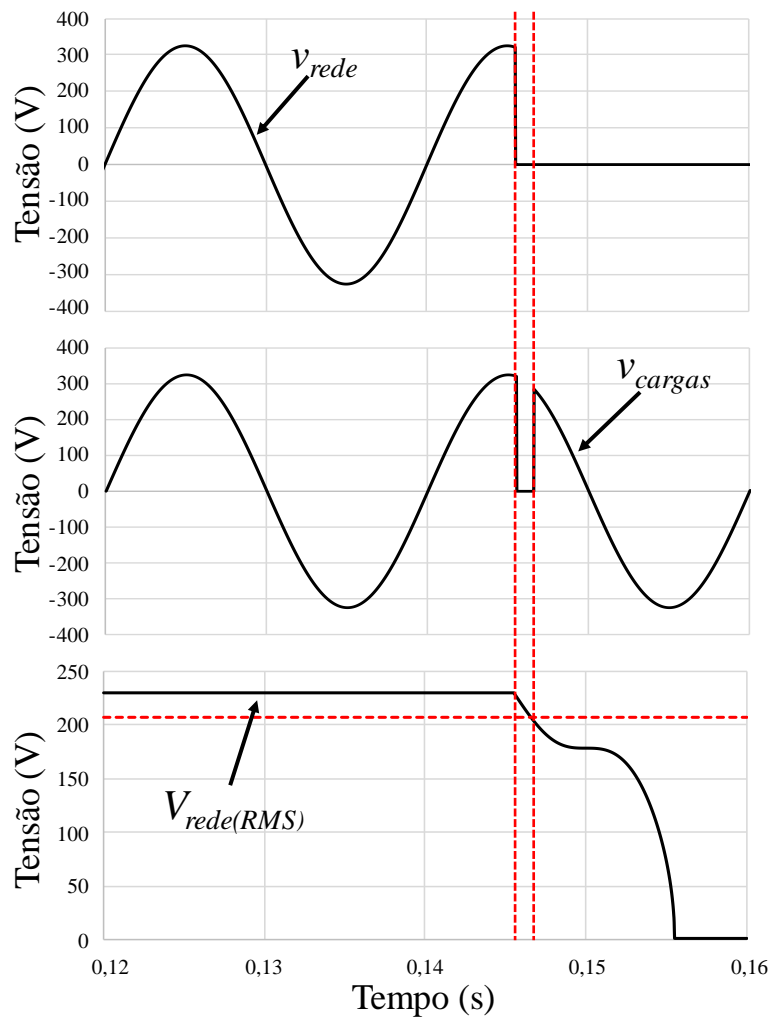


Figura 3.38 – Deteção de falha da tensão da rede elétrica utilizando o método tradicional do cálculo do valor RMS.

É possível verificar na Figura 3.38, a tensão da rede elétrica, a tensão de alimentação das cargas e o valor eficaz da tensão da rede elétrica. No instante $t=0,1455$ s é interrompido o fornecimento de energia por parte da rede. A partir deste instante, o valor eficaz da tensão da rede elétrica começa a diminuir, atingindo 90% do seu valor 2.05 ms após a ocorrência da falha da rede elétrica. Nesse instante, o sistema de carregamento de baterias do VE,

iniciou o seu funcionamento como uma UPS. Este período de transição da rede elétrica para a UPS é perceptível na forma de onda da tensão de alimentação das cargas.

3.5.2 Estimativa do Valor Eficaz (RMS) Baseado no Filtro de *Kalman*

A estimativa do valor eficaz ($V_{rede(RMS)}$) utilizando o algoritmo baseado no filtro de *Kalman* é mais complexa comparativamente ao algoritmo apresentado no item anterior. No entanto, na maioria das situações, o algoritmo baseado no filtro de *Kalman*, demonstra ser mais rápido a detetar as variações do valor eficaz da tensão. O algoritmo aqui descrito é baseado na estimativa da amplitude instantânea da componente fundamental da tensão da rede elétrica (3.34) e do seu sinal em quadratura (3.35).

$$s[k] = V_{rede} \sin(\omega k T_a) \quad (3.34)$$

$$q[k] = V_{rede} \cos(\omega k T_a) \quad (3.35)$$

De frisar que ω corresponde à frequência angular da tensão da rede elétrica e T_a corresponde ao período de amostragem.

Assumindo que apenas existe ruído branco gaussiano (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*) na componente média do sinal, é possível estabelecer o modelo de estados da estimativa, demonstrado na equação (3.36).

$$\hat{x}[k] = A \hat{x}[k - 1] \quad (3.36)$$

O modelo de estados da estimativa (\hat{x}) compreende o sinal em fase com a tensão da rede, a sua quadratura, e ainda a matriz de transição de estado (A) vislumbrando-se isto na equação (3.37) e (3.38) respetivamente.

$$x[k] = \begin{bmatrix} s[k] \\ q[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{rede} \sin(\omega k T) \\ V_{rede} \cos(\omega k T) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$A = \begin{pmatrix} \cos(\omega T) & \sin(\omega T) \\ -\sin(\omega T) & \cos(\omega T) \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

O primeiro passo para estimar o valor eficaz da tensão da rede elétrica ($V_{rede(RMS)}$) passa por determinar o ganho de *Kalman* utilizando a equação (3.39).

$$k[k] = \hat{P}[k] H^T (H \hat{P}[k] H^T + R)^{-1} \quad (3.39)$$

Posteriormente procede-se à atualização do modelo de estados da estimativa usando o ganho de *Kalman*, estando isto demonstrado na equação (3.40).

$$\hat{x}[k] = \hat{x}[k - 1] + K (V_{rede} - H \hat{x}[k - 1]) \quad (3.40)$$

Após se proceder à atualização do modelo de estados da estimativa efetua-se o cálculo da covariância utilizando a equação (3.41).

$$P[k] = (I - KH) \hat{P}[k] \quad (3.41)$$

O termo H é definido pela matriz (3.42).

$$H = [1 \quad 0] \quad (3.42)$$

Com a conclusão do cálculo das variáveis referidas anteriormente, torna-se possível determinar os estados futuros da estimação do estado e da covariância utilizando as equações (3.43) e (3.44) respetivamente.

$$\hat{x}[k + 1] = A \hat{x}[k] \quad (3.43)$$

$$\hat{P}[k + 1] = A P[k] A^T + Q \quad (3.44)$$

A estimativa do valor eficaz da rede elétrica é efetuada utilizando a equação (3.45).

$$\hat{V}_{rede(RMS)}[k] = \sqrt{\frac{\hat{s}[k]^2 + \hat{q}[k]^2}{2}} \quad (3.45)$$

Uma vez mais, após a conclusão do desenvolvimento teórico da estimativa do valor eficaz da tensão da rede elétrica, procedeu-se à simulação no *PSIM*, com o intuito de avaliar o desempenho deste algoritmo.

De forma a se proceder a uma comparação justa do desempenho do algoritmo de deteção de falhas aqui apresentado face ao apresentado no item anterior, foram mantidos todos os parâmetros no que respeita às cargas e ao instante em que ocorre a falha da tensão da rede elétrica.

A Figura 3.39 ilustra o resultado obtido da simulação utilizando o filtro de *Kalman* para estimar o valor eficaz da tensão da rede.

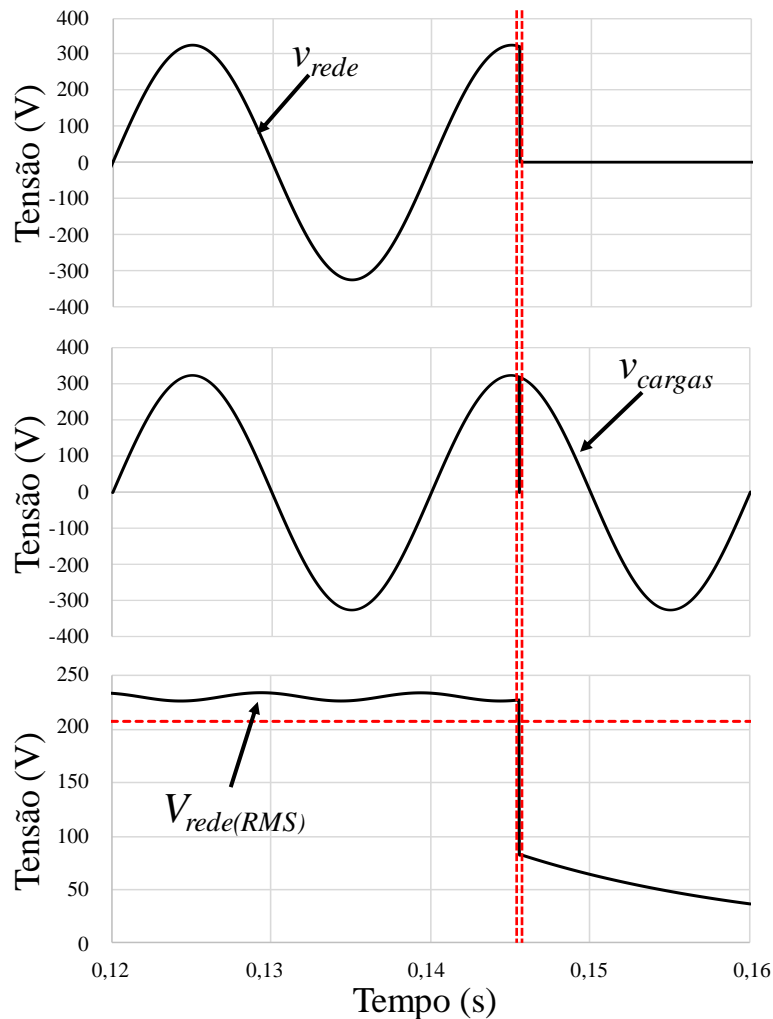


Figura 3.39 – Detecção de falha da tensão da rede elétrica utilizando o filtro de *Kalman* para estimar o valor RMS.

Analisando os resultados obtidos através da Figura 3.39 verifica-se que a deteção da falha da rede elétrica ocorre de forma mais rápida utilizando o algoritmo da estimativa do valor eficaz da tensão da rede elétrica recorrendo ao filtro de *Kalman*. A falha da rede elétrica ocorre no instante $t=0,1455$ s, e cerca de $50 \mu\text{s}$ após ter ocorrido a falha, o carregador de baterias do VE inicia o seu funcionamento, mitigando deste modo o transitório na tensão de alimentação das cargas.

3.6 Simulações do Modo de Operação V2H

Neste item são apresentados alguns resultados de simulação obtidos durante a operação do sistema de carregamento de baterias do VE como UPS, ou seja, durante o modo de operação do VE como V2H. As simulações realizadas têm como propósito a avaliação do controlo de tensão para diferentes tipos de cargas, pois é fundamental que se consiga alcançar uma tensão sinusoidal de valores nominais de frequência e tensão iguais aos da

rede elétrica, independentemente do tipo de carga. Neste sentido o controlo de tensão deve ser genérico.

3.6.1 Carga Resistiva (R)

Neste item foi simulado o sistema de carregamento de baterias do VE a alimentar uma carga resistiva com um valor de 30Ω . Este tipo de cargas caracteriza-se pelo consumo de corrente sinusoidal em fase com a tensão. Devido a estes fatores, este tipo de carga tem as características essenciais para verificar se o controlo de tensão foi corretamente desenvolvido.

Após o desenvolvimento do modelo da carga procedeu-se à simulação. Os resultados obtidos da forma de onda da tensão produzida pelo carregador de baterias do VE e a corrente consumida pela carga apresentados na Figura 3.40 comprovam o funcionamento do controlo de tensão desenvolvido para o conversor CA-CC *front-end* para cargas lineares resistivas.

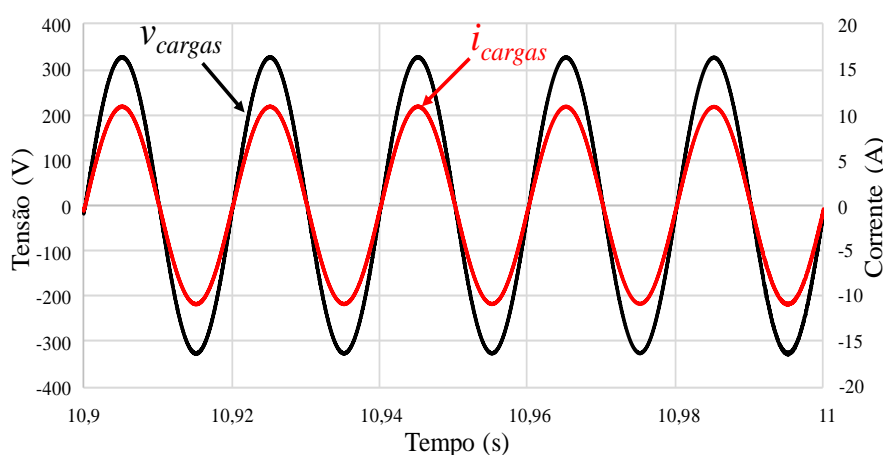


Figura 3.40 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

O valor eficaz e de THD da tensão produzida, bem como da corrente consumida pela carga, estão apresentados na Tabela 3.6. Como esperado o valor de THD, quer da tensão, quer da corrente é bastante reduzido, uma vez que se trata de uma carga puramente resistiva.

Tabela 3.6 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

	Tensão	Corrente
Valor eficaz	230,0 V	7,681 A
THD	0,95%	0,95%

3.6.2 Carga Resistiva-Indutiva (RL)

Após ser validado o funcionamento do controlo de tensão para o conversor CA-CC *full-bridge* procedeu-se à simulação com uma carga RL, com o intuito de avaliar o desempenho do controlo quando a corrente não está em fase com a tensão. A resistência do modelo da carga RL desenvolvido tem o valor de 30Ω , por sua vez, a bobina tem um valor de 50 mH.

Após se proceder à simulação do sistema de carregamento de baterias do VE no modo de operação V2H, a alimentar a carga RL referida anteriormente, obtiveram-se as formas de onda da tensão e da corrente apresentadas na Figura 3.41. Como é possível verificar, apesar da corrente consumida pela carga apresentar um desfasamento da tensão, a tensão produzida pelo carregador de baterias do VE consegue sintetizar uma tensão sinusoidal sem qualquer distorção, apresentando um resultado bastante satisfatório. Isto é validado pelo valor de THD da tensão apresentado na Tabela 3.7. Nesta tabela está também patente o valor eficaz da tensão produzida e da corrente consumida bem como o valor de THD da corrente consumida.

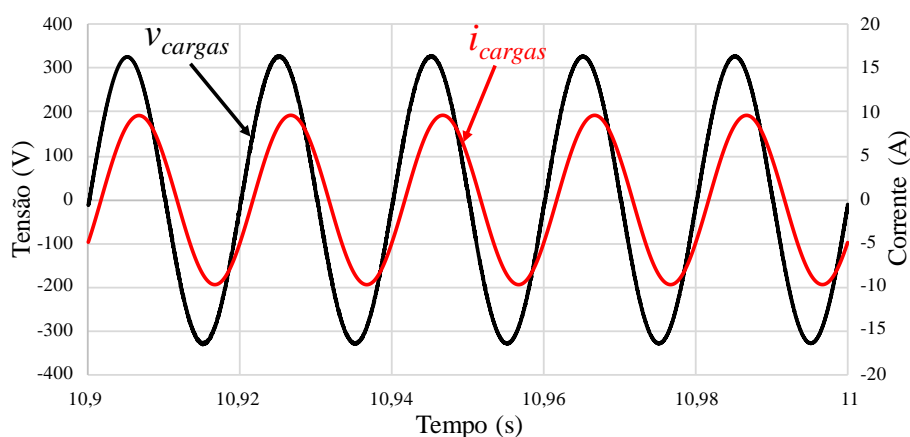


Figura 3.41 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

Tabela 3.7 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

	Tensão (V)	Corrente (A)
Valor eficaz	230,0 V	6,801 A
THD	0,88%	0,28%

3.6.3 Retificador Monofásico com Carga RC

Por fim, é necessário avaliar o desempenho do controlo de tensão desenvolvido no item 3.3.3, quando o sistema de carregamento de baterias do VE é colocado a alimentar

uma carga não-linear, pois estas cargas caracterizam-se pelo seu consumo de harmónicas de corrente, o que leva à distorção da tensão. Para tal, optou-se pelo retificador monofásico a diodos com um filtro capacitivo à sua saída e com carga resistiva, como se pode observar na Figura 3.42. Esta escolha deve-se ao facto de na última década este tipo de carga ter aumentado consideravelmente.

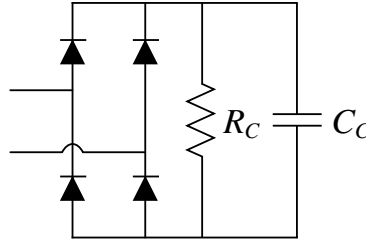


Figura 3.42 – Retificador monofásico com carga RC: Esquema elétrico equivalente da carga.

Os valores dos componentes constituintes do retificador a diodos encontram-se presentes na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Valor dos componentes da carga.

Componente	Valor	Unidade
Resistência (R_C)	60	Ω
Condensador (C_C)	1	mF

Na Figura 3.43 encontram-se as formas de onda da tensão produzida pelo carregador de baterias do VE a operar como uma UPS, e da corrente consumida pela carga. É possível verificar que a carga consome uma corrente com elevado valor de THD, no entanto, o sistema de carregamento de baterias do VE consegue sintetizar uma tensão sinusoidal com um valor de THD reduzido, cumprindo assim o requisito exigido, ou seja, produzir uma tensão sinusoidal de valores nominais de tensão e frequência iguais aos da rede elétrica independentemente do tipo de carga.

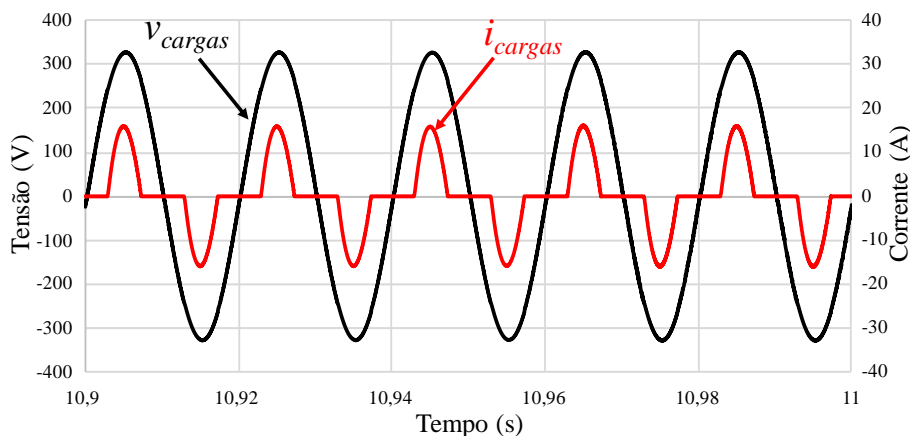


Figura 3.43 – Formas de onda da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

Através da Tabela 3.9 é possível validar o que foi anteriormente descrito, através da análise dos valores de THD da tensão e da corrente, apresentados na referida tabela.

Tabela 3.9 – Valor eficaz e de THD da corrente consumida pela carga e da tensão produzida pelo sistema de carregamento de baterias do VE.

	Tensão (V)	Corrente (A)
Valor eficaz	230,0 V	7,593 A
THD	1,6%	8,3%

3.7 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram abordados os conversores (*CA-CC front-end* e *CC-CC back-end*) que constituem o sistema de carregamento de baterias do VE utilizado no desenvolvimento desta dissertação, bem como foram documentadas todas as técnicas de controlo aplicadas aos respetivos conversores.

Recorrendo à ferramenta de simulação *PSIM*, efetuaram-se diferentes simulações visando validar o modo de funcionamento do VE como G2V e V2H. Com os resultados de simulação obtidos validou-se que durante o carregamento das baterias, correspondente ao modo de operação G2V, a teoria de controlo empregue no conversor *CA-CC front-end* garante a correta regulação da tensão do barramento CC, ou seja, consegue que a tensão do barramento CC se mantenha nos 400 V definidos como referência durante todo o tempo de funcionamento do VE como G2V. Estes mesmos resultados comprovaram também o bom funcionamento da PLL e da técnica de controlo de corrente, uma vez que se consegue obter corrente sinusoidal com reduzido valor de THD e com fator de potência unitário durante o carregamento das baterias do VE.

Por sua vez, os resultados obtidos durante a operação do VE como V2H comprovaram o funcionamento da técnica de controlo de tensão empregue no conversor *CA-CC front-end*, pois nas diferentes simulações efetuadas com os diferentes tipos de cargas, no funcionamento do sistema de carregamento de baterias do VE como uma UPS, alcançou-se a sintetização de um sinal sinusoidal, com valor nominal eficaz e frequência iguais aos da tensão da rede elétrica.

Por fim, os resultados de simulação alusivos ao conversor *CC-CC back-end* permitem concluir que o algoritmo de controlo utilizado para efetuar o carregamento das baterias do VE está a funcionar de forma correta. Numa primeira fase as baterias são carregadas com

uma corrente de 10 A (corrente essa definida como referência) e, após a tensão aos terminais das baterias atingir o seu valor nominal de 239,7 V, é efetuada a transição para o carregamento por tensão constante. No que concerne ao funcionamento do conversor CC-CC durante a operação do carregador de baterias como UPS, comprovou-se também o seu correto funcionamento utilizando o controlo de tensão escolhido, uma vez que garante durante o referido período uma tensão constante no barramento CC de 400 V, permitindo o correto funcionamento do conversor CA-CC *front-end*.

Capítulo 4

Descrição do Sistema de Controlo do Carregador de Baterias para Veículos Elétricos

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados todos os componentes de hardware utilizados no sistema de controlo digital a ser aplicado no carregamento de baterias para veículos elétricos (VEs). Além dos componentes de hardware utilizados, são detalhadas as *Printed Circuit Boards* (PCBs) onde estes componentes se encontram integrados, sendo estas placas desenvolvidas na íntegra no Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho.

Inicialmente, é apresentada uma abordagem geral ao sistema integrado de controlo do carregador de baterias para veículos elétricos (VEs), referindo todos os seus constituintes, a sua localização e função dentro do sistema.

De seguida é detalhado cada componente que constitui o sistema de controlo, nomeadamente, sensores de tensão e de corrente, circuito de condicionamento de sinal, microcontrolador *Digital Signal Controller* (DSC), circuito de *Digital-to-Analog Converter* (DAC), e circuito de proteção e comando. Todos estes componentes, excetuando o microcontrolador DSC e seu programador, foram concebidos em projetos anteriores realizados no GEPE.

Por fim são apresentadas as conclusões retiradas da elaboração deste capítulo.

4.2 Sistema Integrado do Sistema Controlo

As diferentes placas utilizadas no controlo do carregador de baterias do VE resultam num sistema integrado de controlo. Este sistema encontra-se inserido dentro de uma caixa designada de *rack*. A disposição de todas as placas de controlo dentro de uma única caixa tem como objetivo a criação de um sistema compacto, e a redução do comprimento das ligações entre as placas, de modo a diminuir a probabilidade de interferências externas que introduzam ruído indesejado e que afetem o sistema de controlo.

Na Figura 4.1 é visível a integração de todas as placas responsáveis pelo controlo do sistema de carregamento de baterias do VE, no interior da *rack*.

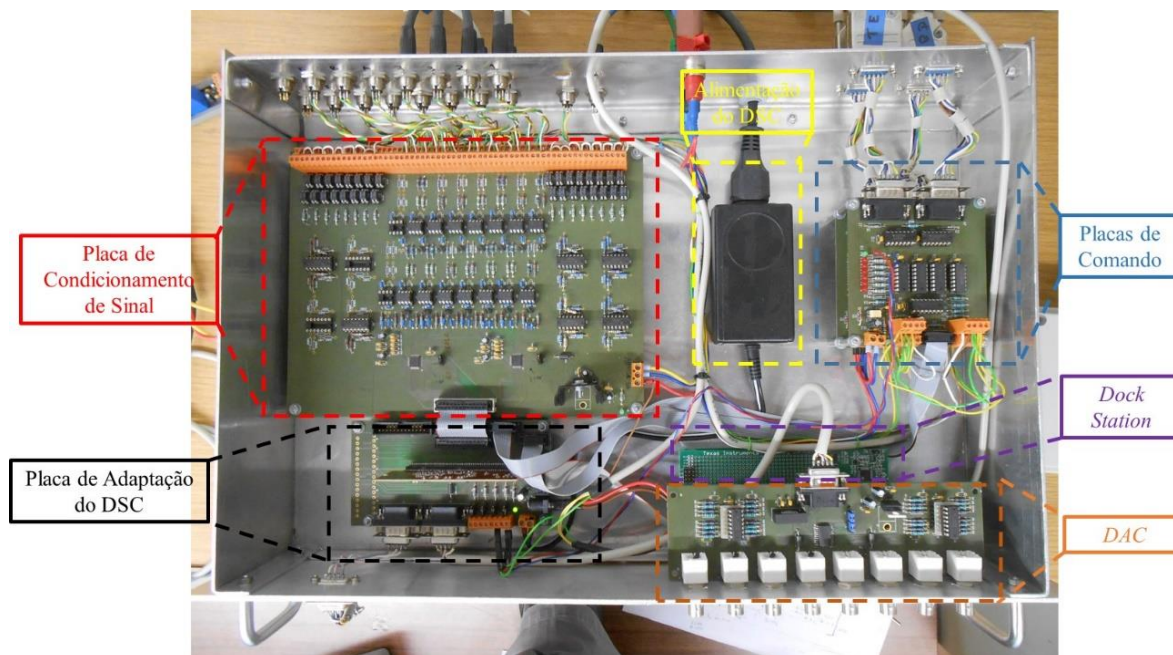


Figura 4.1 – *Rack* com todas as placas de controlo do sistema de carregamento de baterias para VEs.

Na parte superior esquerda da *rack* são visíveis as fichas XLR mini, onde são conectados os sensores de tensão e corrente que medem os parâmetros essenciais para o controlo do sistema. Estes sinais, após condicionados e convertidos para sinais digitais pela placa de condicionamento de sinal, são enviados para o DSC que se encontra na parte inferior esquerda da *rack*.

O DSC executa os algoritmos de controlo referidos no Capítulo 3 utilizando os sinais digitais de corrente e tensão recebidos da placa de condicionamento de sinal, determinando assim os sinais de PWM a serem aplicados aos IGBTs, de modo a que o sistema de carregamento de baterias funcione como desejado. Estes sinais de PWM são enviados pelo DSC à placa de proteção e comando, localizada na parte superior direita da *rack*, que, na inexistência de erros nas variáveis adquiridas pelos sensores, envia os sinais de PWM aos *drivers* dos IGBTs.

Na parte inferior direita encontra-se localizada a placa de DAC, que permite a sua conexão a um osciloscópio onde se podem visualizar os sinais das variáveis de controlo internas do DSC. Por baixo desta placa localiza-se a *dock station* que permite a programação do DSC através de uma porta *Universal Serial Bus* (USB).

Na parte inferior esquerda da caixa do sistema de controlo pode-se observar a existência de uma ficha DB9 que permite a ligação via porta série RS232 ao DSC para, por exemplo, ajustar os ganhos do controlo PI em tempo real.

A alimentação do DSC é efetuada por uma fonte visível no interior da *rack*, enquanto a alimentação das placas de condicionamento de sinal, de proteção e comando, DAC, adaptação e *dock station* é efetuada por uma fonte externa de tensão que fornece +15 V, -15 V e GND, cujos terminais de alimentação são visíveis na parte superior central da caixa.

Na Figura 4.2 é apresentado um diagrama de blocos da sequência de controlo do carregador de baterias para VEs.

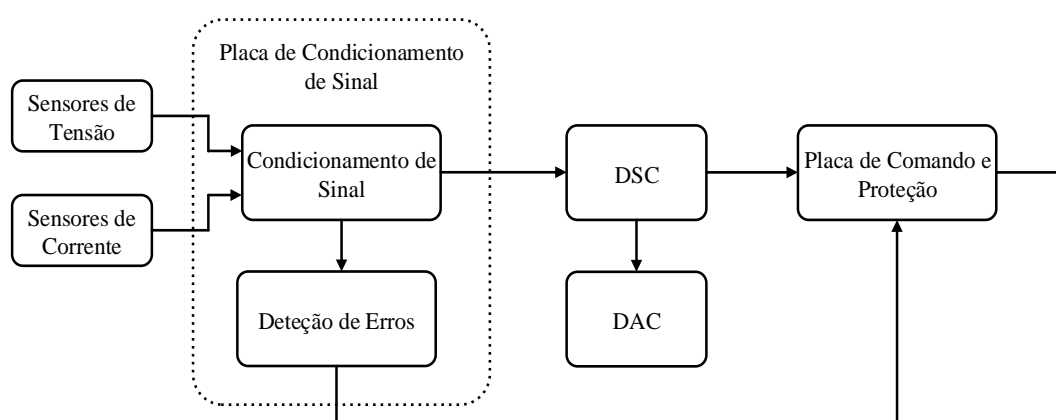


Figura 4.2 – Diagrama de blocos da sequência de controlo do sistema de carregamento de baterias do VE.

Ao longo dos próximos subcapítulos são abordadas e detalhadas cada uma das placas que integram o sistema de controlo do carregador de baterias para VEs.

4.3 Sensores de Tensão

Para se conseguir um controlo total do sistema de carregamento de baterias para VEs é necessário monitorizar diversos sinais de tensão, tais como, a tensão da rede, a tensão à entrada/saída do conversor CA-CC, a tensão do barramento CC e a tensão à entrada/saída do conversor CC-CC, sinais estes essenciais às técnicas de controlo dos conversores.

Tendo em conta a necessidade de adquirir sinais de CC e CA optou-se pelo sensor de tensão de efeito de *Hall CYHVS025A* fabricado pela empresa *Chen Yang*. Este sensor consegue medir tensões eficazes alternadas e contínuas até 1 kV. Caracteriza-se pela sua alta fiabilidade, precisão e linearidade, e pelo seu isolamento galvânico entre o primário e o secundário que apresenta uma relação de transformação de 5000:1000, suportando este isolamento até 2,5 kV [105]. Na Figura 4.3 pode-se observar o respetivo sensor na placa desenvolvida no GEPE.



Figura 4.3 – Sensor de tensão *CYHVS025A* inserido na placa.

Na Figura 4.4 encontra-se representado o esquema elétrico do sensor incorporado na placa. Como se pode observar, o sensor é alimentado com a tensão contínua de +15 V, -15 V e GND, tendo entre os terminais de alimentação condensadores responsáveis por filtrar ruído de alta e baixa frequência. É visível na figura uma resistência (R_i), em série com a entrada do sensor, que tem como função converter a tensão numa corrente e limitar a corrente máxima no primário do sensor.

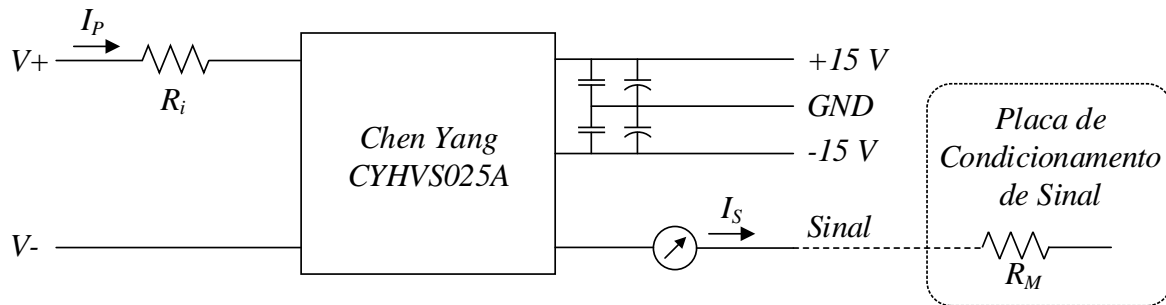


Figura 4.4 – Esquema elétrico do sensor de tensão *CYHVS025A* inserido na placa.

O valor da resistência R_i é calculado em função do valor eficaz da tensão que se pretende ler e da corrente nominal do primário do sensor (I_p), como se pode validar pela equação (4.1). No caso deste sensor o fabricante especifica uma corrente nominal no primário de 10 mA [105].

$$R_i = \frac{V_{P(RMS)}}{I_p} \quad (4.1)$$

Utilizando o sistema de controlo do carregador de baterias para VEs contendo quatro sensores de tensão, é necessário apenas proceder ao cálculo de três valores de resistência diferentes, uma vez que os valores das resistências dos sensores de tensão de entrada/saída do conversor CA-CC e da rede elétrica são dimensionados para o mesmo valor de tensão eficaz.

No âmbito desta dissertação foi apenas necessário determinar o valor das resistências do sensor responsável pela leitura da tensão da rede elétrica, uma vez que todas as outras resistências já se encontravam devidamente dimensionadas, pelo facto deste sistema de controlo ter sido desenvolvido, anteriormente a este trabalho. Posto isto, de forma a dimensionar a resistência do sensor de leitura da tensão da rede elétrica considerou-se que a sua tensão não ultrapassa os 360 V, conferindo assim uma margem no valor de tensão admitido pelo sensor. Após a seleção do valor de tensão, e utilizando-se a equação (4.1), obteve-se o valor de resistência R_i apresentado na equação (4.2).

$$R_i = \frac{360}{0,01} = 36 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

O valor de resistência determinado, foi dividido em duas resistências em série, de modo a dividir a potência dissipada por estas. Utilizaram-se assim duas resistências de 18 k Ω para o sensor responsável pela leitura da tensão da rede elétrica.

Como é visível através da Figura 4.4, no secundário do sensor, o resultado da leitura da tensão resulta numa corrente (I_S). Contudo, o ADC da placa de condicionamento de sinal apenas consegue converter valores sob a forma de tensão. Por este motivo é utilizada a resistência R_M para converter o sinal de corrente num sinal de tensão. O valor da resistência R_M deve ser mantido dentro de uma gama de valores definidos pelo fabricante, que varia consoante a corrente de saída do secundário do sensor (I_S), e se pode verificar no *datasheet* deste [105].

4.4 Sensores de Corrente

Para conseguir o controlo total do sistema de carregamento para VEs, tal como para a tensão, é necessário também recorrer a sensores de corrente capazes de amostrar valores de corrente contínua e alternada. Tendo em vista este requisito, foram utilizados sensores de efeito de *Hall* do fabricante *LEM* com a referência *LA 100-P*, podendo observar-se na Figura 4.5 um exemplar acoplado na placa desenvolvida no GEPE.



Figura 4.5 – Sensor de corrente *LA 100-P* inserido na placa.

Este sensor é capaz de medir um valor eficaz de corrente de 100 A, caracterizando-se pela sua excelente linearidade e precisão, e ainda pela sua razão de transformação do primário para o secundário de 1:2000, resultando assim um sinal de corrente no secundário duas mil vezes menor em relação ao primário [106].

Na Figura 4.6 encontra-se representado o esquema elétrico do sensor inserido na placa. Como é possível observar através da figura, tal como os sensores de tensão, também os sensores de corrente precisam de uma resistência na placa de condicionamento de sinal de forma a converter o sinal resultante da leitura do sensor num sinal de tensão capaz de ser convertido para sinal digital pelo ADC desta placa.

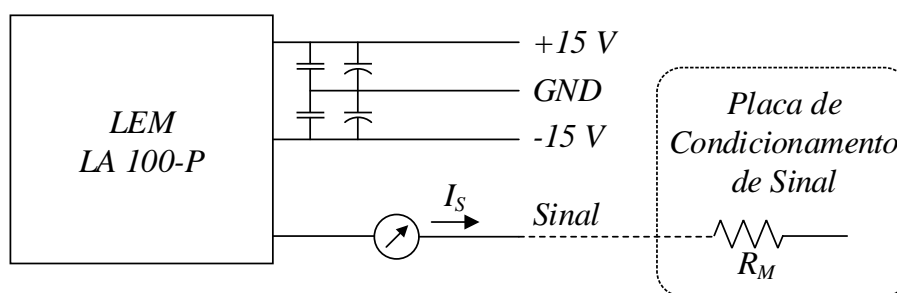


Figura 4.6 – Esquema elétrico do sensor de corrente LA 100-P inserido na placa.

Os sensores de corrente são também alimentados com uma tensão contínua de +15 V, -15 V e GND. De igual modo aos sensores de tensão, entre os terminais de alimentação do sensor, encontram-se condensadores para filtrar possível ruído de alta e baixa frequência existente na alimentação do sensor que pode influenciar negativamente os sinais amostrados.

De referir, por último, que nos ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias, os valores de corrente são inferiores ao valor nominal de corrente de medição do sensor, como tal, é necessário criar espiras em volta do orifício do sensor, aumentando assim, proporcionalmente, por cada volta, o valor da corrente medida.

4.5 Circuito de Condicionamento de Sinal

A placa de condicionamento de sinal exibida na Figura 4.7 tem como função receber os sinais provenientes das medições efetuadas pelos sensores, e fazer o referido condicionamento de sinal. Utilizando as resistências R_M converte os sinais de corrente em tensão e adiciona um *offset* aos sinais recebidos de modo a torná-los unipolares, para que posteriormente estes mesmos sinais sejam convertidos para sinais digitais através dos dois ADCs que se encontram nesta mesma placa. Uma vez que nesta dissertação não foram utilizados os ADCs internos do DSC, os ADCs da placa de condicionamento executam a

conversão dos sinais analógicos para digitais e, após esta conversão terminar, é originada uma interrupção externa no DSC para que este adquira os sinais digitais dos ADCs da placa de condicionamento de sinal.

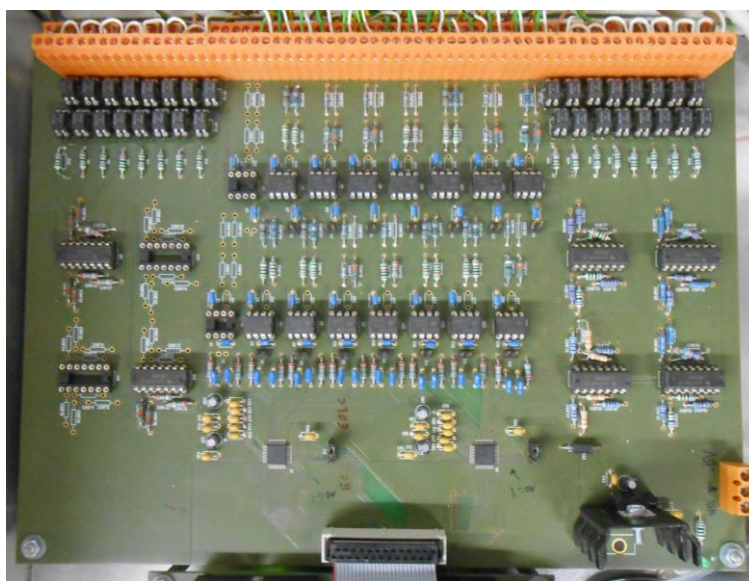


Figura 4.7 – Placa de condicionamento de Sinal.

A placa apresentada neste item, tem por defeito dois canais de entrada para tensões alternadas, dois canais de entrada para tensões contínuas, um canal de entrada para corrente alternada e um canal para corrente contínua. Além destes seis canais de entrada referidos, contém mais dez canais de entrada que podem ser configurados para tensão ou corrente, quer contínua quer alternada.

Além do condicionamento de sinal e dos ADCs, esta placa contém um circuito de deteção de erros. Quando são detetados erros envia um sinal para a placa de comando, interrompendo o envio dos sinais de PWM às placas de *driver* dos IGBTs.

4.6 Microcontrolador DSC

De forma a realizar a implementação de todos os algoritmos de controlo apresentados no capítulo anterior, foi utilizado o microcontrolador *TMS320F28335* do fabricante *Texas Instruments*. A escolha do DSC referido deve-se à sua elevada capacidade de processamento de sinais digitais e à sua vasta panóplia de funções utilizáveis em aplicações de eletrónica de potência, o que é importante garantir, uma vez que o microcontrolador é responsável pelo controlo de todo o sistema de carregamento de baterias para VEs.

Das imensas características patentes no DSC *TMS320F28335* destacam-se o seu processador de 32 bits com uma frequência máxima de *clock* de 150 MHz, a possibilidade

de executar operações com vírgula flutuante (*floating-point*), conseguindo-se assim mais precisão nos resultados obtidos, e ainda a existência de 18 canais de saída PWM e 14 canais de ADC com uma resolução de 12 bits e uma taxa de conversão de 80 ns. O DSC possui ainda 3 *timers* com uma resolução e 32 bits e quatro módulos de comunicação diferentes, sendo eles o *Serial Peripheral Interface* (SPI), o *Serial Communication Interface* (SCI), o *Inter Integrated Circuit* (I2C) e por último o *Controller Area Network*(CAN) [107].

A programação do DSC é efetuada com recurso a um *Integrated Development Environment* (IDE) disponibilizado pela própria *Texas Instruments* designado de *Code Composer Studio V6.1.2*. Este IDE permite a programação na linguagem *C* e *C++*, permite a visualização das variáveis em tempo real, e disponibiliza um *debugger* com um conjunto de funções importantes, de onde se destaca, por exemplo, a possibilidade de verificar quantos ciclos de *clock* demora uma instrução de código a ser executada.

O DSC encontra-se presente numa placa de desenvolvimento designada de *controlCard*, a qual contém alguns componentes essenciais para o funcionamento deste, podendo se observar esta mesma placa na Figura 4.8(a). A comunicação da *controlCard* com o exterior é realizada através de 100 pinos DIMM [108].

A programação do DSC, que se encontra na *controlCARD*, é efetuada através da porta USB ou então com recurso à interface *Join Test Action Group* (JTAG) da placa *dock station TMDSDOCK28355* (Figura 4.8 (b)) dedicada para o efeito e desenvolvida pela *Texas Instruments*. A *dock station* inclui o emulador *XDS 100V2* que permite a programação das memórias, o *debug* do código e a leitura de variáveis em tempo real, entre outras funções [109].

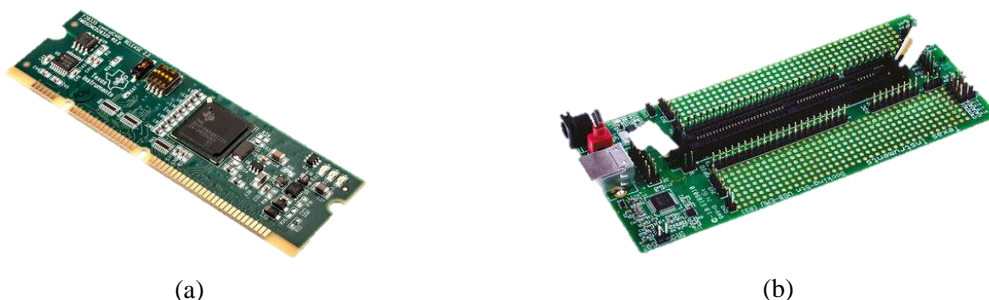


Figura 4.8 – (a) *ControlCard* com o DSC *TMS320F28335* integrado;
(b) *Docking Station TMDDOCK28355* [108], [109].

De forma a se conseguir uma total integração do sistema de controlo, foi desenvolvida uma placa no GEPE com diversas ligações às diferentes placas de controlo, estando esta placa de adaptação apresentada na Figura 4.9.

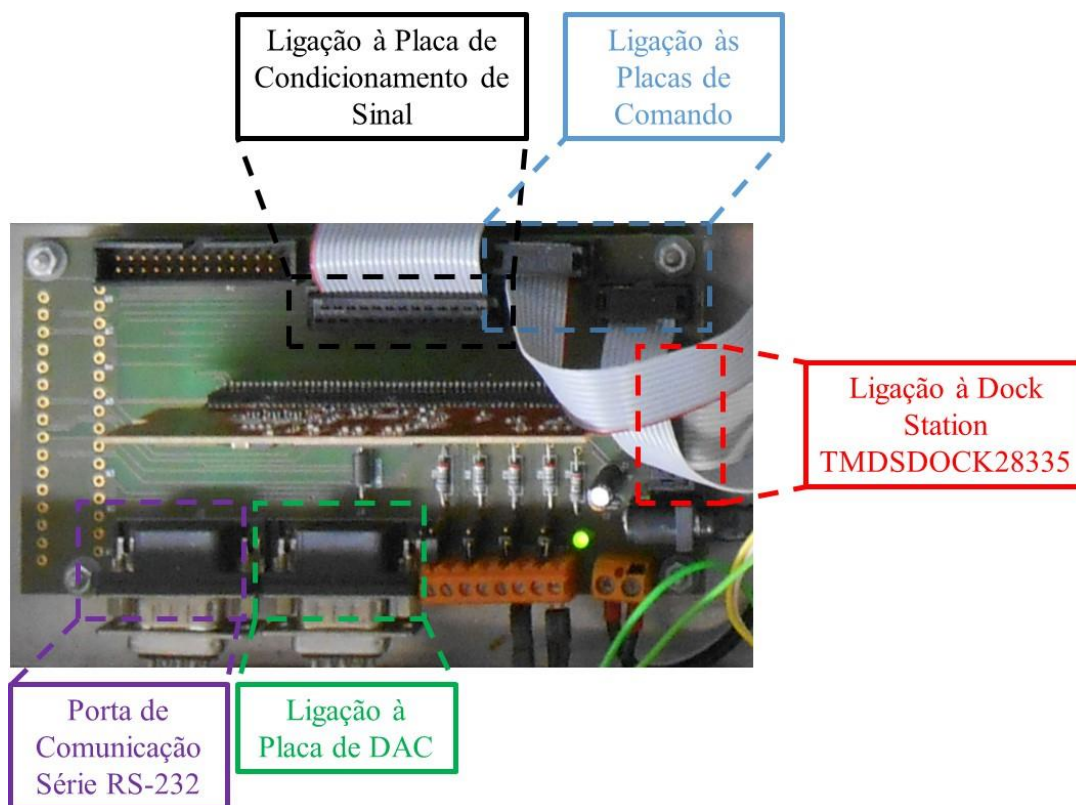


Figura 4.9 – Placa de adaptação da *controlCARD*.

A placa de adaptação da *controlCARD* contém ligações que permitem a comunicação com as diferentes placas utilizadas no sistema de controlo. Na parte superior da placa são visíveis as fichas de ligação *flat cable* que visam a interligação à placa de condicionamento de sinal, a qual é responsável pelo envio dos valores da leitura dos ADCs ao DSC, e a ligação à placa de comando para envio dos sinais de PWM gerados pelo DSC.

Do lado direito da placa encontra-se a ficha de ligação *flat cable* que estabelece a ligação à *dock station TMSDSDOCK28335*. Por fim, na parte inferior da placa, estão presentes duas fichas DB9. A do lado direito estabelece a ligação à placa de DAC com a utilização do protocolo SPI. Por sua vez, a do lado esquerdo é utilizada para comunicação com o DSC via porta série RS232. Do lado direito das fichas de DB9 é visível uma ficha laranja que permite a ligação a pinos de entrada/saída do DSC que, no âmbito desta dissertação, permitiu o controlo do disjuntor eletrónico, que executa o isolamento das cargas e do carregador de baterias do VE da rede elétrica.

Por último, a placa de adaptação desenvolvida pelo GEPE, é alimentada com uma tensão contínua de 5 V, e a conexão da *controlBoard* à placa é efetuada através de um *soquet DIMM* de 100 pinos.

4.7 Circuito de DAC

Durante a fase de ensaios ao sistema de carregamento de baterias do VE é necessário verificar o comportamento das variáveis de controlo do DSC. Para tal, recorreu-se à utilização de uma placa de DAC desenvolvida no GEPE, placa esta responsável por converter os sinais digitais do DSC em sinais analógicos para posterior visualização e análise no osciloscópio. Esta placa pode ser observada na Figura 4.10.

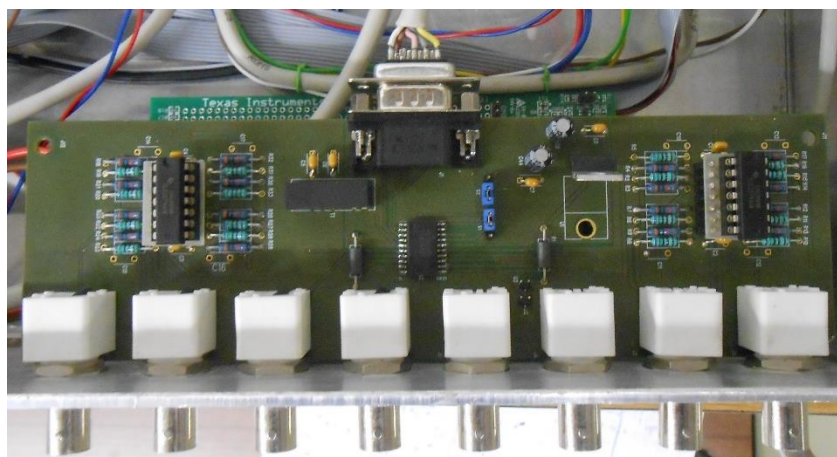


Figura 4.10 – Placa do DAC.

Esta placa é constituída por um DAC da *Texas Instruments* da série *TLV5610* que se caracteriza pelos seus 8 canais de saída com 12 bits de resolução e permite a sua comunicação com DSC através do protocolo SPI.

Como referido anteriormente, o DAC utilizado contém 8 canais de saída, estando estes acessíveis através de oito fichas BNC que possibilitam a ligação ao osciloscópio. Já a ligação da placa de DAC à placa de adaptação é realizada através de uma ficha DB9. De referir, por último, que os sinais de saída da placa de DAC podem variar entre os +5 V e os -5 V.

4.8 Circuito de Proteção e Comando

A placa de proteção e comando apresentada na Figura 4.11 é responsável pelo envio dos sinais de PWM gerados pelo DSC às placas de *driver* dos módulos de IGBTs. Uma vez que a tensão dos sinais de PWM do DSC varia entre os 0 V e os 3,3 V, esta placa é responsável por amplificar estes sinais para níveis de tensão entre os +15 V e os -15 V. Esta placa tem ainda uma componente de proteção, sendo que, quando recebido um sinal de erro da placa de condicionamento de sinal, a placa de comando prontamente interrompe o envio de sinais de PWM aos *drivers* dos IGBT e acende um *array* de LEDs vermelhos de modo a

transmitir ao utilizador a ocorrência de um erro e a sua localização, voltando a ficar operacional apenas quando recebido um sinal de *reset* por parte do DSC.

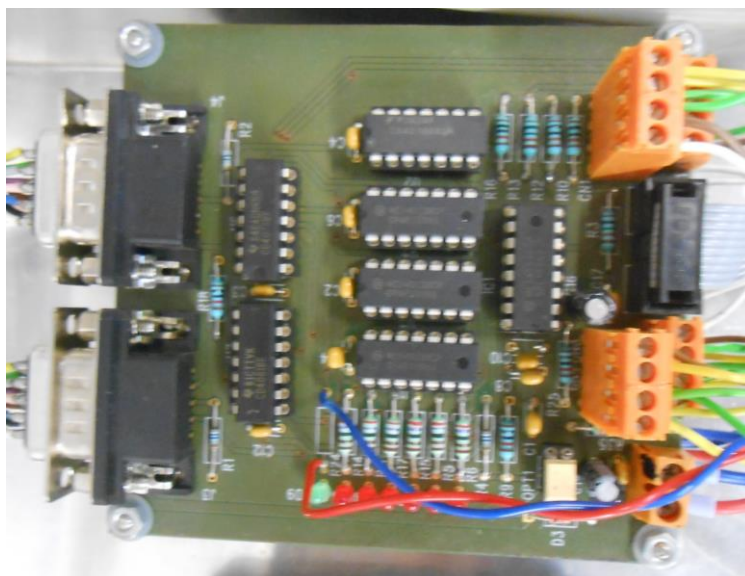


Figura 4.11 – Placa de proteção e comando.

Cada placa de comando e proteção consegue controlar quatro sinais de PWM. Sendo assim, tendo em conta a utilização de seis IGBTs pelo sistema de carregamento de baterias foi necessária a utilização de duas placas de comando.

A conexão da placa de comando e proteção à placa de adaptação do DSC efetua-se através de uma ficha *flat cable*, enquanto a conexão aos *drivers* dos IGBTs é realizada através de duas fichas DB9.

4.9 Conclusões

Neste capítulo fez-se uma primeira abordagem prática ao sistema de carregamento de baterias, iniciando-se esta abordagem pelo sistema integrado de controlo. Procedeu-se a uma breve descrição de todos os componentes que fazem parte do sistema integrado de controlo a fim de perceber como funcionam e se relacionam entre si.

De forma a verificar o correto funcionamento do sistema integrado de controlo foram realizados ensaios experimentais, inicialmente a cada componente, e posteriormente ao sistema integrado na sua totalidade.

O estudo de todo o sistema de controlo do carregador de baterias para VEs comprova que para se realizar uma dissertação na área da Eletrónica de Potência são também necessários

conhecimentos de Instrumentação para se perceber o funcionamento do condicionamento de sinal, e são também necessários conhecimentos na área da Informática e Computadores para a programação do microcontrolador DSC. Além disso é necessário também ter conhecimentos na área de *Design* de PCBs.

Capítulo 5

Descrição do Andar de Potência do Carregador de Baterias para Veículos Elétricos

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados todos os componentes de hardware utilizados e desenvolvidos a serem aplicados no sistema integrado de potência constituinte do carregador de baterias para veículos elétricos (VEs)

Inicialmente, é apresentada uma abordagem geral ao quadro de transferência que engloba o disjuntor eletrônico, bem como o seu *driver*, ambos desenvolvidos no âmbito desta dissertação. Este disjuntor eletrônico foi desenvolvido com o intuito de criar um sistema autónomo, isto é, para isolar as cargas e o sistema de carregamento de baterias durante a falha da rede elétrica, não necessitando assim de intervenção do utilizador. Este disjuntor eletrônico também é utilizado para conseguir a conexão das cargas elétrica e do sistema de carregamento de baterias à rede elétrica, sem ocorrência de transitórios e sem intervenção do utilizador, quando a tensão da rede elétrica é restabelecida.

De seguida é detalhado cada componente integrante do andar de potência do sistema de carregamento de baterias, tais como os módulos de *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) utilizados, as placas de *driver* dos IGBTs utilizadas. São detalhados os filtros passivos, tais como os condensadores do barramento CC, os condensadores de *snubber* e os condensadores do filtro passivo *LC*, assim como a bobina do filtro *LC* do conversor CA-CC e a bobina do conversor CC-CC.

5.2 Sistema Integrado de Potência

Na Figura 5.1 está apresentado o andar de potência do sistema de carregamento de baterias para VEs utilizado nesta dissertação. Este andar de potência engloba o conversor CA-CC *front-end*, o conversor CC-CC *back-end* e o barramento CC inerente aos dois conversores.

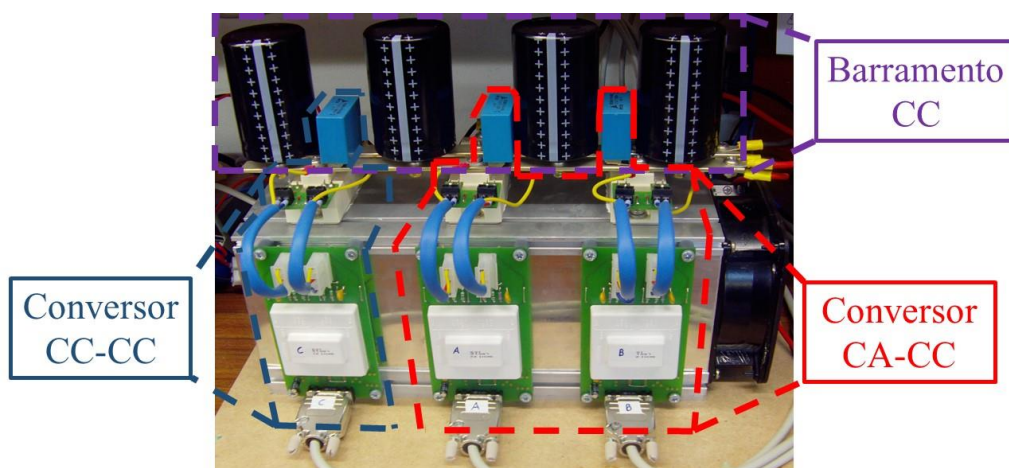


Figura 5.1 – Andar de potência do sistema de carregamento de baterias para VEs.

Como se pode verificar, o andar de potência do sistema de carregamento de baterias para VEs encontra-se montado em volta do dissipador, tornando-se bastante compacto. Em caso de ensaios mais rigorosos ao protótipo do carregador de baterias existe um ventilador (visível no lado direito do dissipador) que pode ser ligado, fazendo circular ar pelo núcleo do dissipador, ajudando a evitar o sobreaquecimento dos módulos dos IGBTs. Cada um dos elementos do hardware de potência visualizados na Figura 5.1 são apresentados e detalhados em itens posteriores.

5.3 Quadro de Transferência

Entre a rede elétrica e o sistema de carregamento de baterias para VEs encontra-se uma caixa responsável por isolar da rede elétrica as cargas e o carregador de baterias quando este se encontra a operar no modo *Vehicle-to-Home* (V2H). A esta caixa deu-se o nome de “quadro de transferência” o qual pode ser observado na Figura 5.2.



Figura 5.2 – Quadro de transferência.

Este quadro de transferência é constituído por dois disjuntores convencionais, um disjuntor eletrónico atuado por uma placa de *driver* que recebe o sinal de comando do DSC (*Digital Signal Controller*) e um sensor de tensão. O esquema elétrico do quadro de transferência pode ser observado na Figura 5.3.

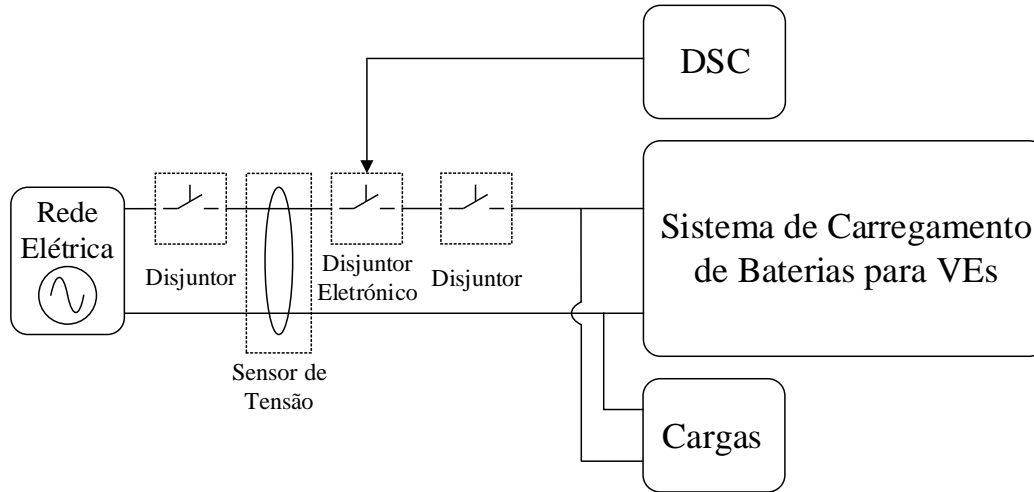


Figura 5.3 – Esquema elétrico do quadro de transferência.

O primeiro disjuntor do quadro de transferência é responsável por simular a falha de energia da rede elétrica quando este é aberto, e por reestabelecer o fornecimento de energia às cargas e ao sistema de carregamento de baterias quando é fechado. O sensor de tensão é utilizado para medir os valores da tensão da rede elétrica a fim de se efetuar o sincronismo da *Phase-Locked Loop* (PLL) e o cálculo do valor eficaz da tensão da rede elétrica.

O disjuntor eletrónico é atuado por um sinal de comando do DSC e tem como finalidade isolar o sistema de carregamento e as cargas da rede elétrica durante as interrupções de energia por parte da rede, voltando a conectar o carregador de baterias do VE e as cargas à rede elétrica quando o fornecimento de energia é reestabelecido e a PLL é sincronizada com a tensão da rede elétrica. O terceiro disjuntor corresponde a um disjuntor tradicional e serve para proteção do sistema de carregamento de baterias para VEs e das cargas que se encontrem a jusante deste disjuntor.

5.3.1 Disjuntor Eletrónico

O disjuntor eletrónico foi desenvolvido exclusivamente para utilização neste projeto de dissertação. Como se pode verificar através do seu esquema elétrico, apresentado na Figura 5.4, este é constituído por quatro díodos e um IGBT. Quando o IGBT S_1 se encontra no estado *on*, durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, a corrente flui pelo díodo D_1 , pelo IGBT S_1 e pelo díodo D_4 . Por sua vez, durante o semiciclo negativo da

tensão da rede elétrica, a corrente flui pelo diódo D_2 , pelo IGBT S_1 e pelo diódo D_3 . Quando o IGBT S_1 se encontra no estado *off* o caminho da corrente é interrompido, isolando-se assim as cargas e o sistema de carregamento de baterias da rede elétrica.

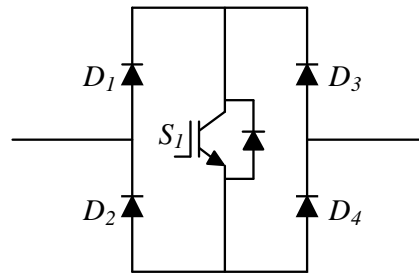


Figura 5.4 – Esquema elétrico do disjuntor eletrônico.

Este dispositivo é constituído por quatro diodos do modelo *STTH3012W* (Figura 5.5) do fabricante *STMicroelectronics*. Os diodos utilizados caracterizam-se por serem rápidos, suportarem tensões reversas de até 1200 V e correntes de condução nominais de 30 A [110].



Figura 5.5 – Diodo rápido *STTH3012W* da *STMicroelectronics* [110]:

(a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.

Além dos diodos, o disjuntor eletrônico utiliza ainda um IGBT da empresa *FAIRCHILD* com a referência *FGA25N120AN*. O IGBT utilizado suporta uma tensão nominal de 1200 V e uma corrente em condução contínua de 25 A até temperaturas de 100°C [111]. Na Figura 5.6 (a) é visível o encapsulamento do IGBT, já na Figura 5.6 (b) pode-se observar o seu símbolo elétrico.

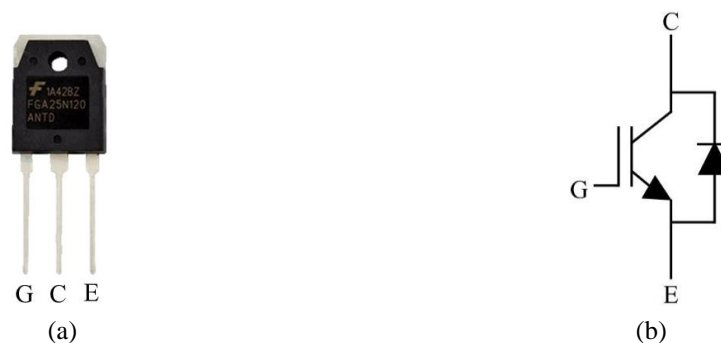


Figura 5.6 – IGBT *FGA25N120AN* da *FAIRCHILD* [112]: (a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.

Na Figura 5.7 é possível visualizar a *Printed Circuit Board* (PCB) criada para integrar os componentes referidos anteriormente, constituintes do disjuntor eletrônico. Um dos objetivos cumpridos nesta dissertação passou por criar uma placa compacta para integrar no quadro de transferência apresentado na Figura 5.2. Como tal optou-se por colocar o dissipador de calor no exterior da caixa de modo ocupar o menos espaço possível, o que é visível no lado esquerdo da caixa de plástico anteriormente referida. É visível ainda na PCB desenvolvida dois díodos de *zener* com o ânodo comum para proteger a *gate* do IGBT contra picos tensão, positivos e negativos, superiores aos admissíveis pelo IGBT. Pode-se ainda observar uma a resistência em paralelo com os díodos, servindo esta para evitar comutações indesejadas do IGBT.



Figura 5.7 – Placa de potência do disjuntor eletrônico desenvolvido.

5.3.2 Driver do Disjuntor Eletrónico

A comunicação do DSC com o disjuntor não é efetuada diretamente, existindo uma placa de *driver* a intermediar esta comunicação, de modo a isolar eletricamente do DSC da placa de potência correspondente ao disjuntor. Pode-se verificar através do diagrama de blocos da Figura 5.8 os componentes existentes na placa de *driver* que executam este isolamento elétrico.

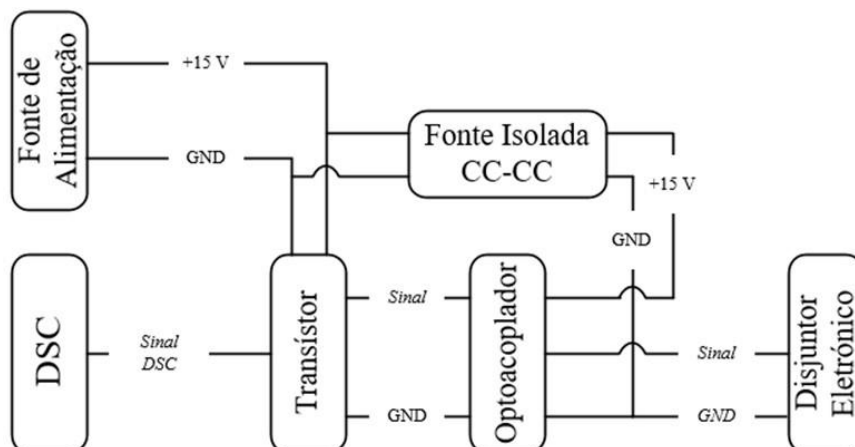


Figura 5.8 – Diagrama de blocos do circuito de *driver* do disjuntor eletrônico.

Na Figura 5.4 pode-se observar a placa de *driver* desenvolvida, esta caracteriza-se por ser bastante compacta, uma vez que o objetivo era a sua integração com os disjuntores convencionais e com o disjuntor eletrônico, dentro da caixa de plástico apresentada na Figura 5.2.



Figura 5.9 – Placa de *driver* do disjuntor eletrônico.

Esta placa utiliza um transistor com a referência *BC546B* fabricado pela empresa *ON Semiconductor*. O transistor utilizado é responsável por amplificar o sinal proveniente do DSC de 3.3 V para 15 V. Este caracteriza-se por suportar tensão nominal de 80 V e uma corrente em condução contínua de 100 mA [113]. Na Figura 5.10 (a) pode-se observar o encapsulamento do semiconductor, por sua vez, na Figura 5.10 (b) pode-se observar o seu símbolo elétrico



Figura 5.10 – Transistor *BC546B* da *ON Semiconductor* [113]: (a) Encapsulamento; (b) Símbolo elétrico.

Após o sinal de comando proveniente do DSC ser convertido de 3,3 V para 15 V é aplicado ao optoacoplador responsável por garantir isolamento elétrico entre o DSC e o disjuntor eletrônico. O optoacoplador utilizado é do fabricante *Avago-Technologies* e tem a referência *HCPL-3120*. De referir que o optoacoplador utilizado é limitado por corrente, devendo esta situar-se entre os 7 mA e os 16 mA. Do lado do sinal que é aplicado à *gate* do IGBT do disjuntor eletrônico, a tensão de alimentação de ser superior a 15 V e inferior a 30 V, sendo que a saída é capaz de fornecer uma corrente de pico de 2 A [114]. Na Figura 5.11 pode-se observar o encapsulamento do optoacoplador utilizado.



Figura 5.11 – Encapsulamento do optoacoplador *HCPL-3120* [115].

Para garantir total isolamento entre o DSC e o disjuntor eletrônico utilizou-se uma fonte CC-CC isolada do fabricante *Morata* com a referência *MEVID1515SC*, cujo encapsulamento pode ser observado na Figura 5.12.



Figura 5.12 – Encapsulamento da fonte CC-CC isolada *MEVID1515SC* [116].

Na placa de *driver* desenvolvida (Figura 5.9) pode-se observar na vertical do lado esquerdo da placa as resistências de base e emissor do transistor, tendo estas valores de 10 k Ω e 20 k Ω , respetivamente. Em paralelo com a fonte isolada podem-se observar dois díodos de *zener* de 16 V (1 W), responsáveis por proteger a fonte de sobretensões positivas e negativas, e uma resistência de 10 k Ω responsável por limitar a corrente de saída da fonte. Na mesma placa é ainda visível uma resistência de 13 Ω em paralelo com o optoacoplador, sendo esta a resistência de *gate* do IGBT do disjuntor eletrônico.

5.4 Módulo de IGBTs

Na conceção dos conversores CA-CC *front-end* e CC-CC *back-end* utilizaram-se IGBTs do fabricante *Semikron* com a referência *SKM100GB125DN*, podendo estes ser observados na Figura 5.13 (a). Estes módulos de IGBTs suportam uma tensão nominal entre o coletor e o emissor de 1200 V e uma corrente de condução contínua de 100 A para temperaturas de operação inferiores a 150°C [117].

Cada módulo é composto por dois IGBTs em série, existindo assim a necessidade de utilizar três módulos para a construção do sistema de carregamento de baterias para VEs. Cada IGBT existente no módulo tem em antiparalelo um diodo de *freewheeling* capaz de suportar correntes reversas de 95 A para temperaturas de operação inferiores a 150°C [117].

A estrutura interna correspondente ao módulo de IGBTs aqui apresentado encontra-se apresentada na Figura 5.13 (b).

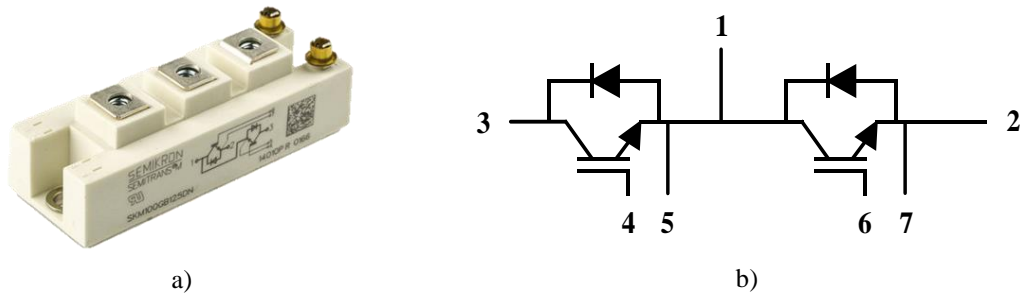


Figura 5.13 – Módulo de IGBTs *SKM100GB125DN* da *Semikron*:

(a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [118].

5.5 Placa de *Driver* dos IGBTs

Para efetuar a correta comunicação entre os módulos de IGBTs e as placas de comando é necessário recorrer aos *drivers* dos IGBTs. Para a escolha do *driver* teve de ser tido em linha de conta os módulos de IGBTs que se estavam a usar. Posto isto, foram utilizados os *drivers SKHI 22AH4 R* da *Semikron*, o mesmo fabricante dos módulos de IGBTs. O *driver* pode ser observado inserido na placa desenvolvida no GEPE através da Figura 5.14.



Figura 5.14 – *Driver* dos IGBTs na respetiva placa.

Os *drivers* utilizados são responsáveis por garantir o isolamento elétrico entre o sistema integrado de controlo e os módulos dos IGBTs, permitirão configurar *deadtimes* para garantir que os IGBTs do mesmo módulo nunca conduzem ao mesmo tempo, evitando-se assim curto-circuitos. São ainda responsáveis por enviar os sinais de tensão de +15 V e -7 V a ser aplicados entre as *gates* e os emissores (V_{GE}) dos IGBTs para que estes entrem na zona de saturação ou na zona de corte, respetivamente. As placas de *driver* desenvolvidas no GEPE contêm ainda a resistência de *gate* dos IGBTs aconselhada pelo fabricante, ou seja, uma resistência de 15 Ω para cada *gate* [119].

5.6 Placa de Proteção de *Gate* dos IGBTs

Conectados entre os terminais das *gates* e dos emissores dos módulos de IGBTs, encontram-se placas de proteção de *gate* dos IGBTs desenvolvidas no GEPE para o efeito, podendo ser observada uma dessas placas na Figura 5.15. Estas placas, tal como o seu nome indica, são responsáveis por proteger as *gates* dos IGBTs contra sobretensões e subtensões, além disto, previne comutações indesejadas dos IGBTs provocadas por ruído que possa surgir ao terminal das *gates* destes.

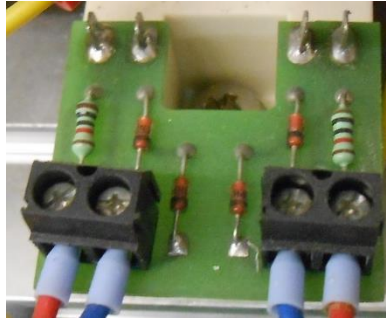


Figura 5.15 – Placa de proteção de *gate* dos IGBTs.

Na Figura 5.16 está apresentado o esquema elétrico do circuito de proteção de *gate*. Cada placa de proteção de *gate* é constituída por dois circuitos elétricos, uma vez que, cada módulo de IGBTs tem duas *gates* que devem ser protegidas. Esta placa foi desenvolvida de modo a ser diretamente acoplada ao módulo de IGBTs. É visível através da figura, que o circuito elétrico é constituído por uma resistência entre a *gate* e o emissor do IGBT, com um valor de 10 k Ω responsável por evitar que pequenos sinais provocados por ruído externo possam provocar uma comutação indesejada do IGBT. Pode-se ainda observar a existência de dois díodos de *zener* de 16 V com ânodo em comum para evitar que sinais de *gate* com picos de tensão positivos ou negativos acima do suportado pela *gate* do IGBT o danifiquem.

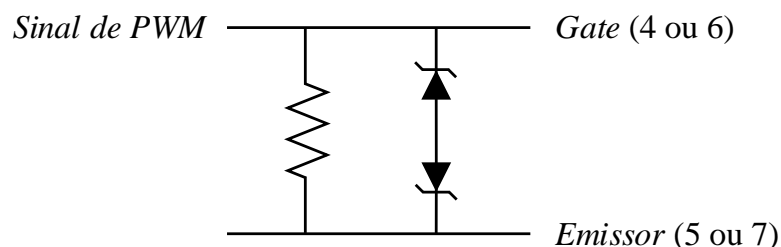


Figura 5.16 – Esquema elétrico do circuito de proteção de *gate*.

De frisar que os números visíveis na Figura 5.16 representam as ligações que os circuitos de proteção de *gate* efetuam no esquema elétrico dos módulos de IGBTs representado na Figura 5.13 (b).

5.7 Condensador de *Snubber*

Os conversores CA-CC e CC-CC do sistema de carregamento de baterias apresentam à sua entrada, ou saída (dependendo do sentido do fluxo de energia), filtros indutivos. A comutação dos IGBTs provoca interrupções no caminho da corrente dos elementos indutivos em intervalos de tempo muito reduzidos, e também devido a indutâncias parasitas, podem levar ao aparecimento de tensões elevadas sobre os IGBTs com valores superiores aos que estes conseguem suportar. Os condensadores de *snubber* têm como principal função amortecer estes picos de tensão que surgem aos terminais dos IGBTs, oferecendo um caminho para a corrente durante um período de tempo muito curto. Por este motivo, é utilizado um condensador de *snubber* por cada módulo de IGBTs (dois no conversor CA-CC e um no conversor CC-CC), contando-se estes entre os pontos 1 e 2 apresentados no esquema elétrico da Figura 5.13 (b). Na Figura 5.17 é visível o condensador de *snubber* utilizado no sistema de carregamento de baterias para VEs.



Figura 5.17 – Condensador de *Snubber*.

O condensador apresentado na Figura 5.17 é fabricado pela empresa *EPCOS/TKD* e tem a referência *B32686-S1104-K503*. É um condensador em que o seu material dielétrico é fabricado em filme de polipropileno metalizado, com uma capacitância de $0,1 \mu\text{F}$, capaz de suportar tensões até 1600 V [120].

5.8 Condensadores do Barramento CC

Na conceção do barramento CC do sistema de carregamento de baterias para VEs foram utilizados condensadores do fabricante *EPCOS/TKD*, modelo *B43456-A5108M*. Este modelo de condensador têm uma capacidade de $1000 \mu\text{F}$, suporta uma tensão de 450 V e uma temperatura máxima de 85°C [121]. Sendo a tensão nominal do barramento CC de 400 V , a utilização destes condensadores garante uma margem de segurança de 50 V .

No barramento CC foram utilizados quatro condensadores em paralelo perfazendo uma capacitância total de 4 mF para uma tensão nominal de 450 V. Na Figura 5.18 pode-se observar a disposição dos condensadores *B43456-A5108M* no barramento CC conjuntamente com os condensadores de *snubber*.

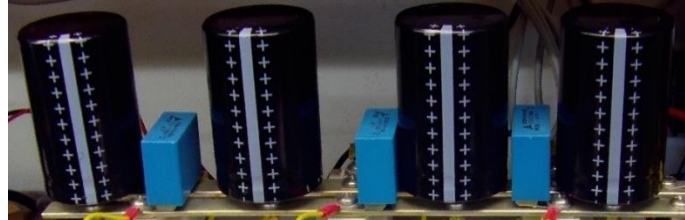


Figura 5.18 – Banco de condensadores do barramento CC.

5.9 Condensador do Conversor CA-CC

Na implementação do filtro passivo *LC* conectado à entrada do conversor CA-CC, foram utilizados dois condensadores de 10 μ F ligados em paralelo de modo a totalizar um valor de capacitância de 20 μ F.

Um dos condensadores utilizados é do fabricante *VISHAY*, têm a referência *1848C MKP*, e pode ser observado na Figura 5.19. Este caracteriza-se por ser um condensador em que o seu material dielétrico é constituído por um filme de polipropileno capaz de suportar tensões até 500 V e temperaturas até 85°C [122].



Figura 5.19 – Condensador do filtro *LC* [123].

Por sua vez, o outro condensador utilizado é do fabricante *EPCOS/TKD* e tem a referência *B32926C3106M*, sendo este capaz de suportar tensões nominais de 305 V e temperaturas de operação até 110°C, e tal como o condensador anterior, o seu material dielétrico é construído em filme de polipropileno [124]. Este pode ser observado na Figura 5.20.



Figura 5.20 – Condensador do filtro *LC* [125].

5.10 Bobinas dos Conversores CA-CC e CC-CC

No filtro passivo LC ligado em série com o conversor CA-CC foi utilizada a bobina que pode ser observada na Figura 5.21.



Figura 5.21 – Bobina do filtro LC conectada em série com o conversor CA-CC.

A bobina utilizada apresenta dois enrolamentos em volta do mesmo núcleo, através da ligação em série dois enrolamentos consegue-se um valor de indutância de 5 mH, valor este igual ao de indutância utilizado nas simulações realizadas e apresentadas no capítulo anterior. Por último, a bobina utilizada suporta correntes nominais até 20 A.

Na Figura 5.22 pode-se observar a bobina utilizada no conversor CC-CC. Tal como a bobina do conversor CA-CC, esta apresenta dois enrolamentos em volta do mesmo núcleo de ferro. Com a conexão em série dos dois enrolamentos da bobina, consegue-se um valor de indutância de 5 mH, sendo esta capaz de suportar valores nominais de corrente até 20 A.



Figura 5.22 – Bobina do conversor CC-CC.

5.11 Conclusões

Neste capítulo fez-se uma segunda abordagem prática ao sistema de carregamento de baterias, sendo esta referente ao sistema integrado de potência. Procedeu-se a uma breve descrição de todos os componentes que integram o sistema integrado de potência a fim de perceber como funcionam e se relacionam entre si. A seleção de cada componente utilizado no andar de potência teve como objetivo a sua utilização em valores de potência e tensão nominais de 3,5 kW e 230 V. No entanto, modo a garantir a robustez do sistema integrado de potência, cada componente selecionado suporta valores de tensão e de corrente superiores aos valores nominais de operação do sistema de carregamento de baterias para VEs.

Além da descrição de cada componente constituinte do andar de potência do carregador de baterias para VEs, foi ainda demonstrado neste capítulo o desenvolvimento do quadro de transferência que engloba o disjuntor eletrónico, bem como o seu *driver*. A construção do quadro de transferência demonstra ser bastante compacta, objetivo este delineado no início do seu desenvolvimento.

De referir ainda que, de forma a verificar o correto funcionamento do sistema integrado de potência foram realizados ensaios experimentais, inicialmente a cada componente, e posteriormente ao sistema integrado na sua totalidade, mas com valores de tensão bastante inferiores aos nominais.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais resultantes dos ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias para Veículos Elétricos (VEs), tendo sido estes efetuados de modo a validar os resultados obtidos nas simulações realizadas no Capítulo 3.

Por questões de segurança os resultados experimentais foram obtidos com o sistema de carregamento de baterias conectado à rede elétrica através de um transformador com razão de transformação de 23:5, obtendo-se assim uma tensão eficaz à saída do transformador de 50 V. Contudo, apesar dos ensaios realizados serem feitos com um valor de tensão eficaz inferior ao da rede elétrica, isto em nada invalida os resultados obtidos. Deste modo podem ser validados os conceitos de operação associados aos VEs, tais como o modo de operação *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Home* (V2H). Associados aos modos de operação do VE encontram-se os algoritmos de controlo de todo o sistema de carregamento de baterias. Assim, com os resultados obtidos neste capítulo pretende-se a validação do algoritmo de sincronização com a componente fundamental da tensão da rede elétrica (PLL), do algoritmo de regulação da tensão do barramento CC, do algoritmo do controlo de corrente de entrada do carregador de baterias durante o modo de operação do VE como G2V, do algoritmo de controlo do carregamento e descarregamento das baterias, do algoritmo do controlo da tensão durante o modo de operação do VE como V2H e por fim do algoritmo de deteção de falhas da tensão da rede elétrica.

Por questões logísticas, durante os ensaios experimentais realizados ao sistema de carregamento de baterias, de todas as baterias existentes no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE), apenas foi possível utilizar 3 baterias em perfeitas condições. Inicialmente foram testadas outras baterias, mas o nível de deterioração não permitia obter resultados fidedignos para o âmbito do trabalho. No entanto, como já referido, apesar dos ensaios não terem sido realizados com os níveis de tensão nominais, isto não invalida a verificação dos algoritmos de controlo, e consequentemente os resultados obtidos.

Na Figura 6.1 observa-se a bancada do laboratório do GEPE onde foram realizados todos os testes experimentais ao sistema de carregamento de baterias para VEs. De referir ainda que todos os resultados experimentais apresentados neste capítulo foram obtidos recorrendo ao osciloscópio *Yokogawa DL708E*.



Figura 6.1 – Vista geral da bancada onde foram realizados os ensaios experimentais.

6.2 Quadro de Transferência

Para comprovar o correto funcionamento do disjuntor eletrónico e do seu circuito de *driver* foram realizados ensaios preliminares antes de se iniciarem os ensaios com o quadro de transferência integrado com o sistema de carregamento de baterias.

Inicialmente o quadro de transferência foi conectado à rede elétrica e na sua saída colocou-se uma carga resistiva existente no GEPE de $26\ \Omega$ e $2\ \text{kW}$. Utilizando o sensor de tensão existente no quadro de transferência procedeu-se à leitura dos valores da tensão da rede elétrica para, através do *Digital-to-Analog Converter* (DAC), ser possível a visualização gráfica no osciloscópio da tensão da rede elétrica.

Utilizando o *Integrated Development Environment* (IDE) de programação do *Digital Signal Controller* (DSC), alterou-se manualmente o estado do pino do DSC responsável por controlar o IGBT do disjuntor eletrónico constituinte do quadro de transferência, verificando-se que, quando colocado a 0 o estado do pino responsável pelo controlo do IGBT, o fornecimento de energia da rede à carga era interrompido, isolando a carga da rede

elétrica como se pode verificar através da Figura 6.2. De frisar que a transição do estado do IGBT ocorre de forma praticamente instantânea, sem provocar qualquer tipo de transitório.

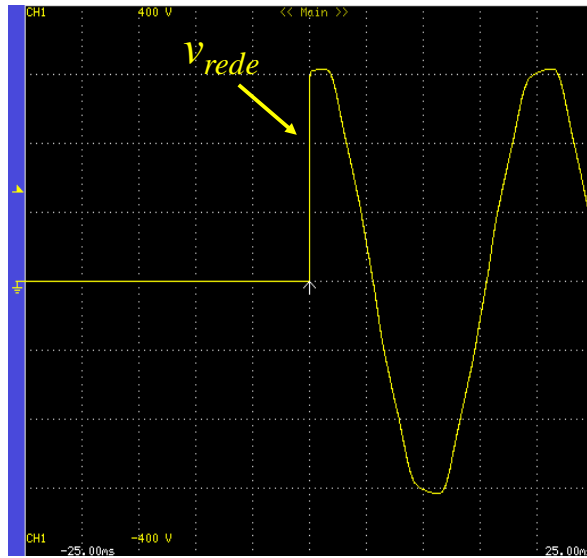


Figura 6.2 – Falha da tensão da rede elétrica (100 V/div).

Quando colocado no estado 1 o pino do DSC responsável pelo controlo do disjuntor eletrónico, o fornecimento de energia da rede à carga voltava a ser reestabelecido, mais uma vez sem qualquer tipo de transitório como se pode observar através da Figura 6.3.

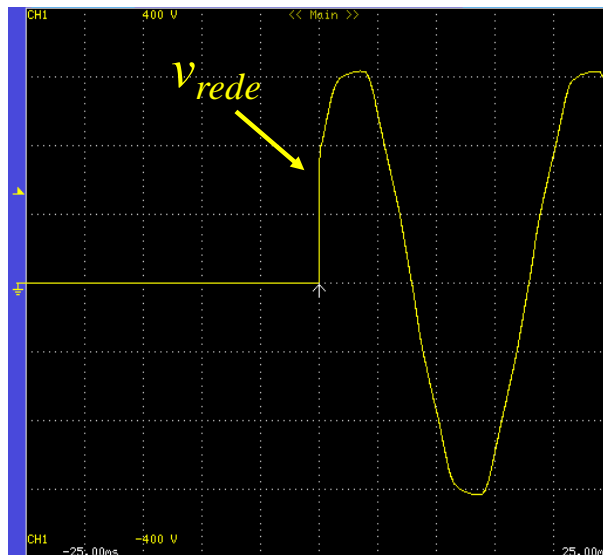


Figura 6.3 – Restabelecimento da tensão da rede elétrica (100 V/div).

Anteriormente à escolha do disjuntor eletrónico, foram realizados ensaios experimentais com um contactor com o intuito de perceber se este poderia ser utilizado para integrar o quadro de transferência de modo a proceder ao isolamento das cargas e do sistema de carregamento de baterias para VEs durante o funcionamento do carregador de baterias no modo de operação V2H. No entanto, os resultados obtidos mostraram-se insatisfatórios. Como se pode comprovar através da Figura 6.4, no instante em que o contactor é fechado,

surge um transitório na tensão, resultante do “*bouncing*” associado aos contactos mecânicos do contactor.

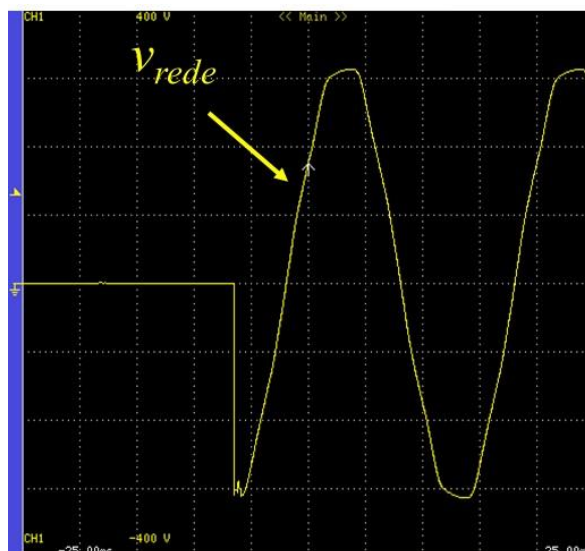


Figura 6.4 – Restabelecimento da tensão da rede elétrica (100 V/div).

6.3 Resultados Experimentais do Modo de Operação G2V

Como referido ao longo desta dissertação, e como demonstrado teoricamente no Capítulo 3, no modo de operação do sistema de carregamento de baterias como G2V o carregador de baterias deve consumir uma corrente sinusoidal com controlo de fator de potência, e proceder ao correto carregamento das baterias para preservar o seu estado de “saúde” (SoH - *State-of-Health*). Deste modo, neste item são apresentados os resultados obtidos nos ensaios experimentais realizados ao sistema de carregamento de baterias de modo a validar o seu funcionamento da maneira almejada.

6.3.1 *Phase-Locked Loop* (PLL)

Para efetuar o correto controlo do sistema de carregamento de baterias, alcançando-se os objetivos delineados, torna-se necessária a implementação de um algoritmo de sincronismo com a componente fundamental da tensão da rede elétrica. Posto isto, e como demonstrado nas simulações realizadas no item 3.3.1, optou-se pela utilização de uma *Phase Locked Loop* (PLL), sendo este item dedicado aos resultados obtidos com a utilização da PLL para se conseguir um sincronismo com a tensão da rede elétrica.

Na Figura 6.5 pode-se observar o sincronismo do sinal de PLL (v_{PLL}), gerado pelo algoritmo de controlo com a tensão da rede elétrica durante dois ciclos e meio da tensão da rede elétrica. É de frisar que o resultado demonstrado foi obtido em regime permanente, ou

seja, já depois da PLL se encontrar completamente sincronizada com a tensão da rede elétrica.

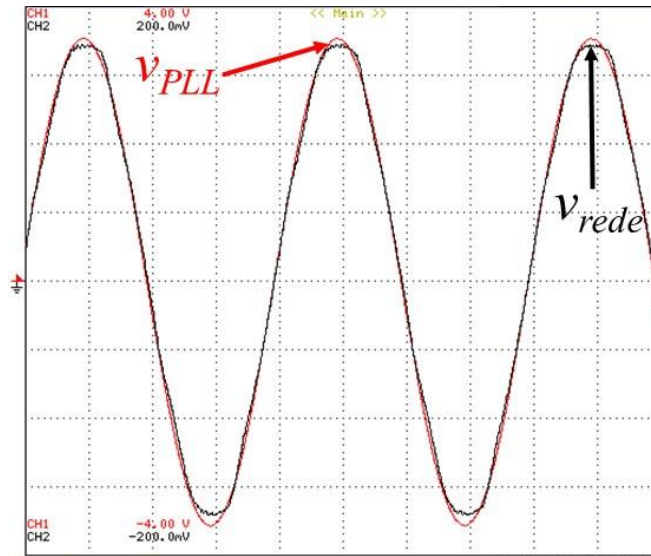


Figura 6.5 – Sinal da PLL (v_{PLL}) sincronizado com a rede elétrica (v_{rede}).

Como se pode verificar através do resultado experimental obtido no ensaio realizado ao sistema de carregamento de baterias, que se pode observar na Figura 6.5, a tensão da rede elétrica apresenta-se bastante distorcida. Contudo, e apesar desta tensão servir de referência para a malha de controlo da PLL, o sinal resultante desta (v_{PLL}) encontra-se em fase com a tensão da rede elétrica e não apresenta qualquer distorção, sendo um sinal sinusoidal perfeito.

Na Figura 6.6 pode-se observar em mais detalhe o sinal da PLL obtido da malha de controlo aplicada no DSC durante meio ciclo da tensão da rede elétrica.

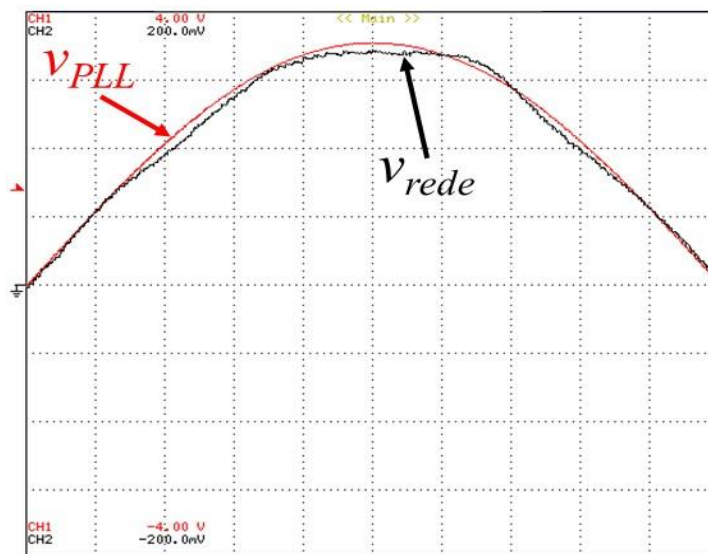


Figura 6.6 – Sinal da PLL (v_{PLL}) sincronizado com a rede elétrica (v_{rede}) em detalhe durante meio ciclo da tensão da rede elétrica.

Como se pode verificar na Figura 6.6, a tensão da rede elétrica encontra-se bastante distorcida próxima do seu valor de pico, contudo, como já referido anteriormente, o sinal de tensão obtido da malha de controlo da PLL (v_{PLL}) não é afetado por esta condição, conseguindo-se obter um sinal sinusoidal perfeito.

Para analisar por inteiro o sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica, foi obtido um resultado desde o instante em que se liga o DSC até esta se encontrar completamente sincronizada. Este resultado pode ser observado na Figura 6.7.

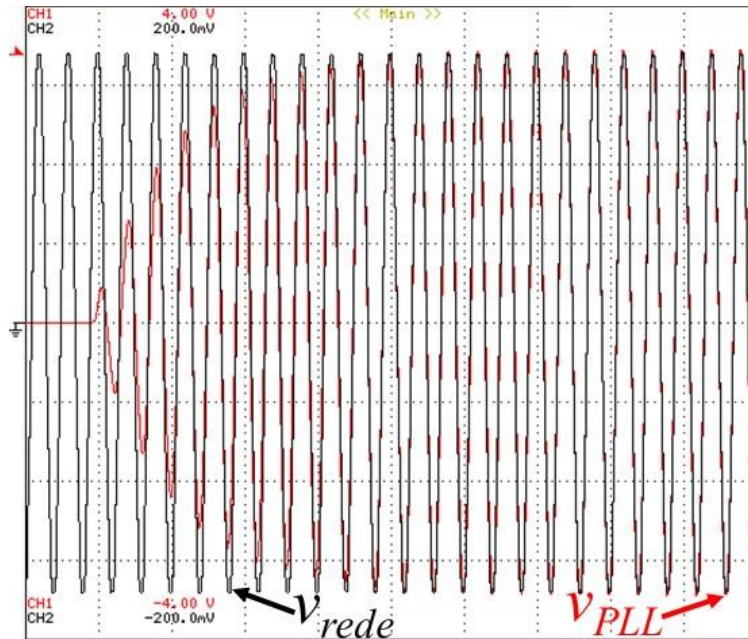


Figura 6.7 – Sinal da PLL (v_{PLL}) a sincronizar com a rede elétrica (v_{rede}).

Como se pode verificar através da Figura 6.7, o sinal da malha de controlo da PLL (v_{PLL}) demorou cerca de dezasseis ciclos da tensão da rede elétrica a atingir o completo sincronismo.

6.3.2 Tensão no Barramento CC

Como demonstrado no capítulo das simulações computacionais dos modos de operação dos VEs, um dos objetivos definidos para o sistema de carregamento de baterias, e mais precisamente para o conversor CA-CC *front-end*, é o controlo da tensão do barramento CC para se alcançar o correto funcionamento do conversor CA-CC.

Tendo em consideração que as oscilações na tensão no barramento CC provocam oscilações na corrente de referência da malha de controlo de corrente consumida pelo conversor deve-se então tentar mitigar este efeito. Assim, na implementação prática da malha de controlo da tensão do barramento CC, que é responsável por gerar a corrente de

referência, em vez de se utilizar diretamente a tensão do barramento CC medida naquele instante pelo sensor de tensão, utiliza-se o valor resultante do cálculo da média da tensão do barramento CC.

No cálculo da média do valor da tensão do barramento CC são utilizadas 800 amostras, sendo este valor a quantidade de amostras obtidas em cada ciclo completo da tensão da rede para a frequência de amostragem (f_a) de 40 kHz utilizada no controlo do sistema de carregamento de baterias.

Na Figura 6.8 pode-se observar a evolução da tensão do barramento CC obtida através do DAC conectado ao DSC.

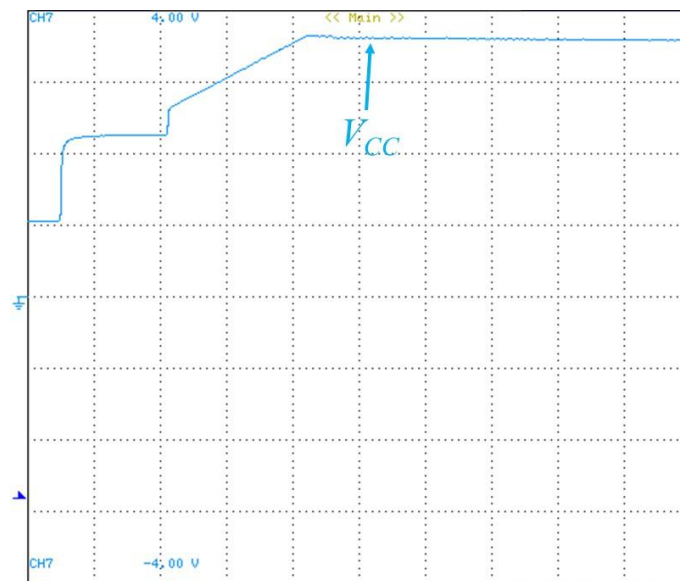


Figura 6.8 – Regulação da tensão do barramento CC V_{cc} (30 V/div).

Através da Figura 6.8, pode-se observar as diferentes etapas correspondentes à regulação da tensão do barramento CC. Inicialmente, a tensão do barramento CC encontra-se com um valor da tensão de 30 V correspondente ao valor de tensão das baterias do VE. Isto deve-se ao facto da tensão no barramento CC, inicialmente, ser inferior à tensão das baterias do VE, colocando deste modo o diódo interno do IGBT superior do conversor CC-CC diretamente polarizado. De seguida é realizada a pré-carga do barramento CC, ou seja, o sistema de carregamento de baterias é ligado à rede elétrica utilizando uma resistência em série (de modo a limitar a corrente) até a tensão do barramento CC se aproximar do valor de pico da tensão da rede elétrica, ou seja, 70 V. Quando este valor de tensão é atingido, é feito manualmente um *bypass* à resistência utilizando um contactor. Iniciando-se neste momento a regulação da tensão do barramento CC, através da comutação dos IGBTs, para os 100 V definidos como referência.

6.3.3 Corrente de Entrada do Sistema de Carregamento de Baterias

Após os ensaios realizados à malha de controlo da PLL e da regulação da tensão do barramento CC e obtenção dos resultados desejados, iniciaram-se então os ensaios ao sistema de carregamento de baterias utilizando neste passo a malha de controlo de corrente implementada no DSC, com o objetivo de colocar o carregador de baterias a consumir uma corrente sinusoidal com um valor de THD reduzido.

Na Figura 6.9 pode-se observar a forma de onda da corrente consumida pelo sistema de carregamento de baterias no modo de operação como G2V medida com o auxílio de uma pinça de corrente da *Fluke i400s*. Como se pode verificar através da referida figura, a forma de onda da corrente de entrada do sistema de carregamento de baterias (i_{conv}) em regime permanente, no processo de carregamento das baterias do VE, é sinusoidal, apresentando reduzida distorção harmónica.

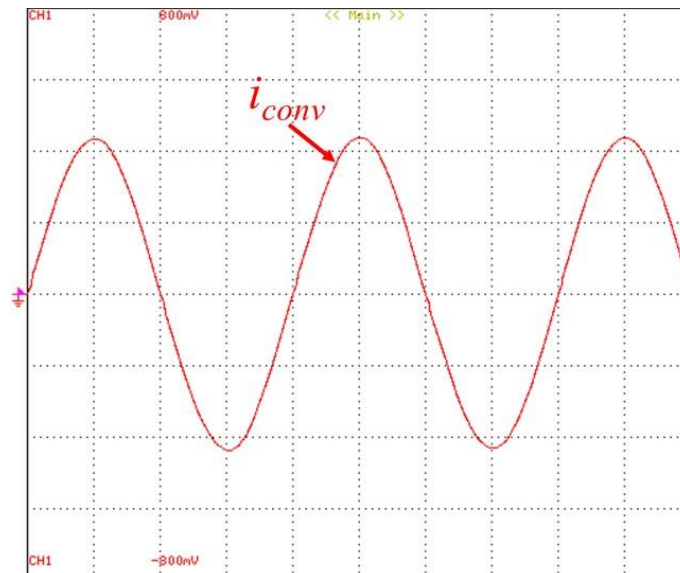


Figura 6.9 – Forma de onda da corrente de entrada do carregador de baterias i_{conv} (2 A/div).

Como referido no item 3.3.3 a malha de controlo da corrente do conversor CA-CC *front-end* do sistema de carregamento de baterias necessita de uma corrente de referência sinusoidal para comparar com a corrente de entrada do conversor CA-CC de forma a obter os sinais de PWM a gerar, para que o consumo de corrente do carregador de baterias seja sinusoidal. Assim, na Figura 6.10 é apresentada uma comparação entre a corrente de referência sinusoidal enviada pelo DSC ao DAC para visualização no osciloscópio.

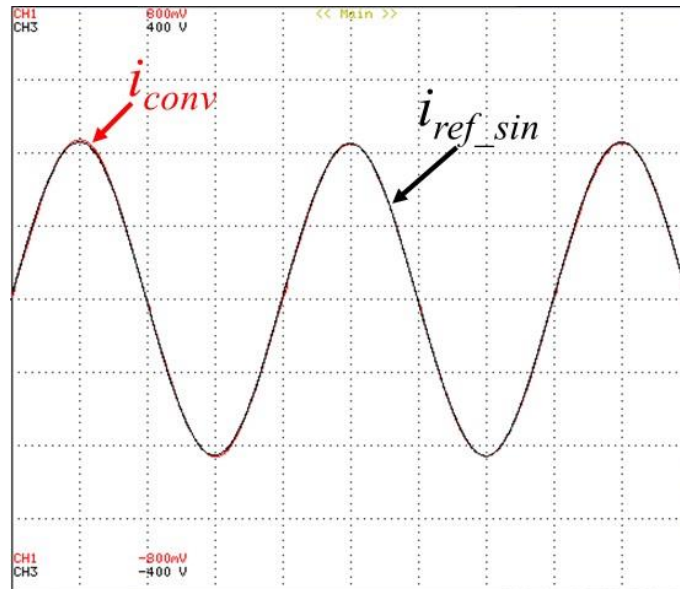


Figura 6.10 – Corrente de referência i_{ref_sin} e corrente de entrada do carregador de baterias i_{conv} (2 A/div).

Como se pode validar através da Figura 6.10, a corrente de entrada do conversor CA-CC *front-end* acompanha a corrente de referência gerada pela malha de controlo da tensão do barramento CC, comprova-se assim o excelente funcionamento da malha de controlo de corrente introduzida no 3.3.3.

O consumo de corrente em fase com a tensão da rede elétrica é outro dos objetivos delineados. Na Figura 6.11 pode-se observar a tensão da rede elétrica v_{rede} e a corrente consumida pelo conversor i_{conv} .

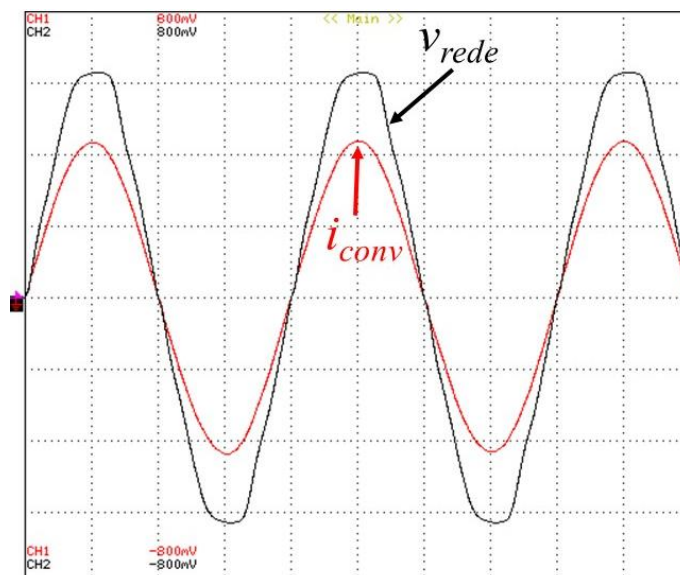


Figura 6.11 – Tensão da rede elétrica v_{rede} (20 V/div) e corrente consumida pelo conversor i_{conv} (2 A/div).

Verifica-se através do resultado obtido apresentado na Figura 6.11 que o objetivo do consumo de corrente sinusoidal sem distorção harmónica com fator de potência unitário foi cumprido integralmente.

6.3.4 Corrente nas Baterias

Para avaliar o funcionamento do conversor CC-CC do sistema de carregamento de baterias e o algoritmo de carregamento de baterias a este aplicado e referido no item 3.4.1, no mesmo período em que se analisava a regulação da tensão do barramento CC e a corrente consumida pelo carregador de baterias para VEs, procedia-se ao carregamento de duas baterias WGC-U1 já descritas no item 3.2.3.

Na Figura 6.12 pode-se observar a corrente de carregamento das baterias desde o início do carregamento das baterias até ao regime permanente. Esta corrente foi medida com uma pinça de corrente *GMC-1 PROSyS*.

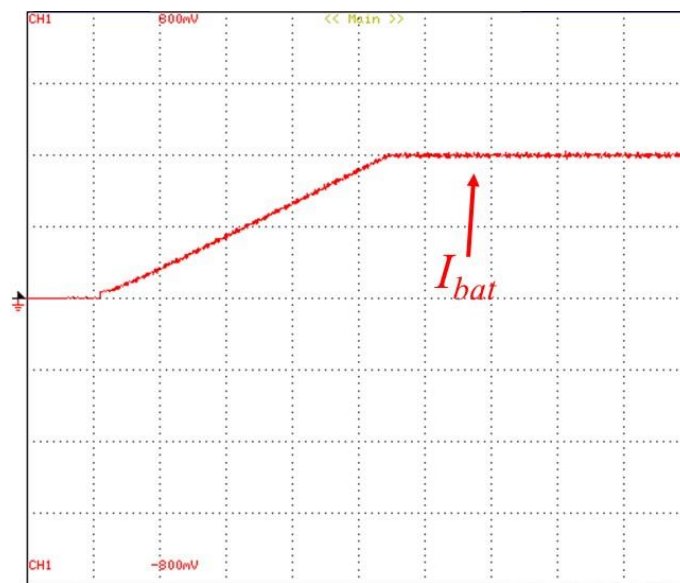


Figura 6.12 – Resultado experimental do carregamento das baterias:
Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).

Para efetuar o carregamento das baterias utilizou-se uma corrente de referência constante de 4 A. Como se pode validar através da Figura 6.12, a corrente de carregamento das baterias em regime permanente é constante e segue a referência de 4 A, validando-se deste modo o funcionamento do conversor CC-CC e o algoritmo de carregamento de baterias. Contudo, como se pode verificar através da Figura 6.12, o valor de corrente de referência, não toma logo o valor máximo, isto é, o valor é incrementado gradualmente até atingir o valor desejado, com isto pretende-se evitar oscilações da tensão do barramento CC, o que se conseguiu alcançar como se pode observar através da Figura 6.13.

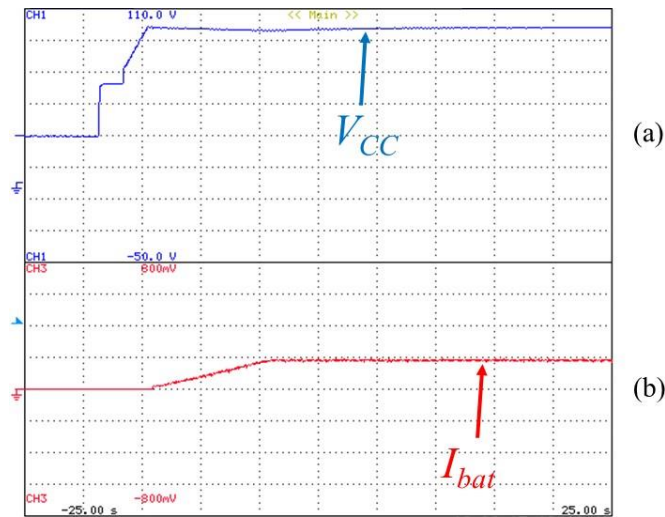


Figura 6.13 – Resultado experimental do carregamento das baterias:

(a) Tensão no barramento CC V_{cc} (20 V/div); (b) Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).

6.4 Detecção de Falhas

Durante os ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias para VEs foi realizada uma comparação entre o cálculo do valor eficaz da tensão da rede elétrica ($V_{rede(RMS)}$) utilizando o método tradicional e o método baseado no filtro de *Kalman*. Esta comparação teve como principal propósito verificar se na prática o cálculo baseado no filtro de *Kalman* é de facto mais rápido em relação ao método tradicional, como visto teoricamente quando se procedeu às simulações computacionais.

O resultado obtido do ensaio experimental utilizando o cálculo do valor eficaz da tensão da rede elétrica pelo método tradicional pode ser observado na Figura 6.14.

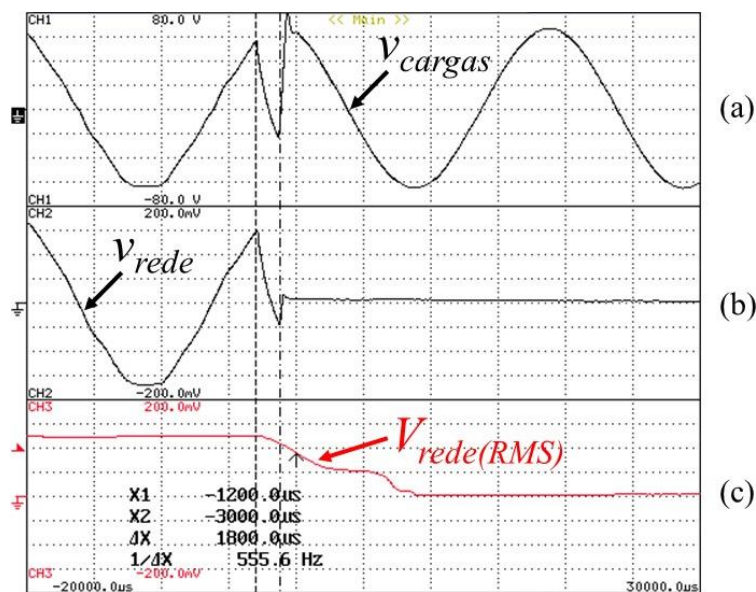


Figura 6.14 – Detecção de falha da rede utilizando o método tradicional do cálculo do valor RMS: (a) Tensão nas cargas (20 V/div); (b) Tensão da rede elétrica (20 V/div); (c) Valor eficaz da tensão da rede (20 V/div).

Na Figura 6.14 (a) pode-se observar a tensão aos terminais das cargas (v_{cargas}); na Figura 6.14 (b) é visível a tensão da rede elétrica (v_{rede}) e, por último, na Figura 6.14 (c) pode-se observar o valor eficaz desta ($V_{rede(RMS)}$), enviado pelo DSC ao DAC para visualização no osciloscópio. Como se pode verificar através da representação gráfica, o valor eficaz da tensão da rede demorou aproximadamente 1,8 ms a atingir 90% do seu valor após a falha da rede elétrica, implicando isto num período longo em que as cargas se encontram sem alimentação.

Por outro lado, na Figura 6.15 pode-se observar o resultado experimental do ensaio realizado utilizando o filtro de *Kalman* para estimar o valor eficaz da tensão da rede elétrica.

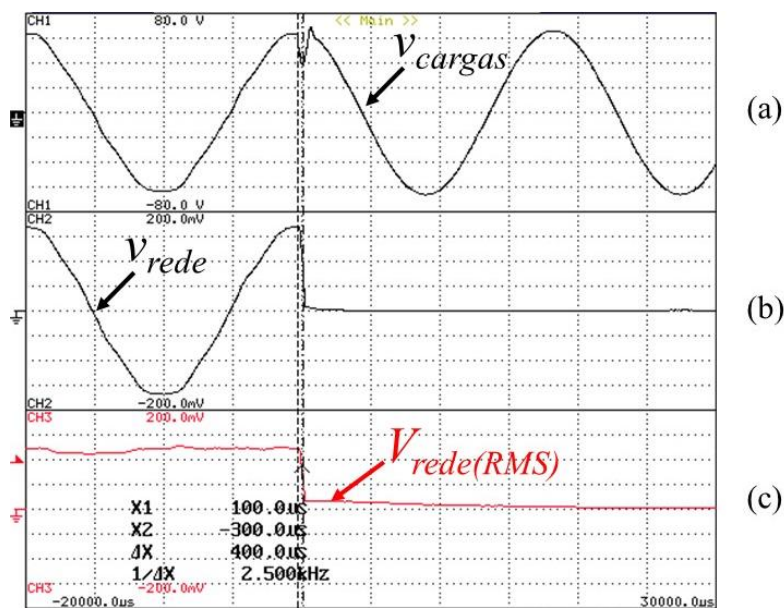


Figura 6.15 – Detecção de falha da rede utilizando o filtro de *Kalman* para estimar o valor RMS: (a) Tensão nas cargas (20 V/div); (b) Tensão da rede elétrica (20 V/div); (c) Valor eficaz da tensão da rede (20 V/div).

Como se pode validar através da representação gráfica da Figura 6.15 com a utilização do filtro de *Kalman*, o valor eficaz da tensão da rede ($V_{rede(RMS)}$) demorou aproximadamente 0,4 ms a decair para 90% do seu valor, ou seja, a falha da rede elétrica foi detetada pelo sistema de controlo cerca de 0,4 ms depois de ter ocorrido a falha da rede elétrica, diminuindo o período de tempo em que as cargas ficam sem energia elétrica. Conseguiu-se comprovar assim o que se tinha observado através das simulações, ou seja, a deteção de falhas de energia por parte da rede elétrica é mais rápida utilizando o cálculo do valor eficaz da tensão da rede elétrica baseado no filtro de *Kalman*.

6.5 Resultados Experimentais do Modo de Operação V2H

Para validar o funcionamento do sistema de carregamento de baterias para VEs no modo V2H, tal como no item 3.6, foram utilizados nos ensaios experimentais diferentes tipos de carga. Os ensaios iniciaram-se com cargas lineares de modo a verificar se a malha de controlo de tensão implementada no item 3.3.4 funciona de forma correta. De seguida foram realizados ensaios experimentais ao sistema de carregamento de baterias a funcionar como uma UPS a alimentar cargas não lineares de modo a avaliar se, apesar destas cargas consumirem harmónicas de corrente, a tensão se mantém sinusoidal.

Por último, de referir que nos ensaios experimentais realizados ao sistema de carregamento de baterias no funcionamento como UPS associado ao modo de operação como V2H, foram utilizadas duas baterias WGC-U1 descritas no item 3.2.3, não sendo assim utilizada qualquer fonte de alimentação externa, garantindo deste modo um sistema completamente autónomo e isolado da tensão da rede eléctrica.

6.5.1 Modo de Operação V2H: Carga Resistiva

Como referido anteriormente, o primeiro teste efetuado ao sistema de carregamento de baterias a funcionar como uma UPS, utilizou-se uma carga resistiva de 26Ω (carga linear) para avaliar a performance do controlo preditivo de tensão desenvolvido.

Na Figura 6.16 pode-se observar a tensão sintetizada pelo carregador de baterias para VEs que é aplicada à carga resistiva (v_{carga}) e a corrente consumida pela carga (i_{carga}).

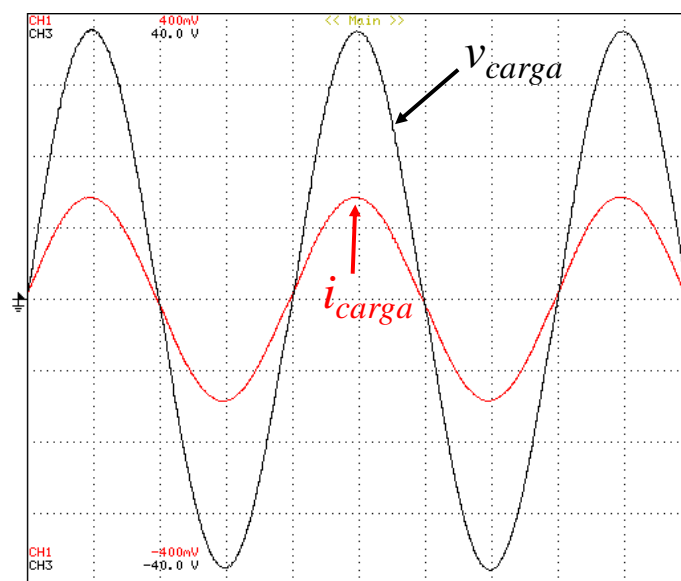


Figura 6.16 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (1 A/div).

Como se pode validar através da Figura 6.16 neste primeiro ensaio realizado com o carregador de baterias para VEs a funcionar como UPS, a tensão sintetizada pelo sistema de carregamento de baterias é totalmente sinusoidal, não apresenta qualquer distorção como pretendido, validando-se assim neste ensaio preliminar o bom funcionamento da malha de controlo de tensão do conversor CA-CC.

Após o ensaio inicial realizado com uma carga resistiva, foi adicionada outra carga resistiva em paralelo de modo a aumentar a corrente consumida pelo conjunto das cargas e avaliar qual o comportamento do algoritmo de controlo de tensão utilizado à variação da corrente consumida pelas cargas. O resultado deste ensaio pode ser observado na Figura 6.17.

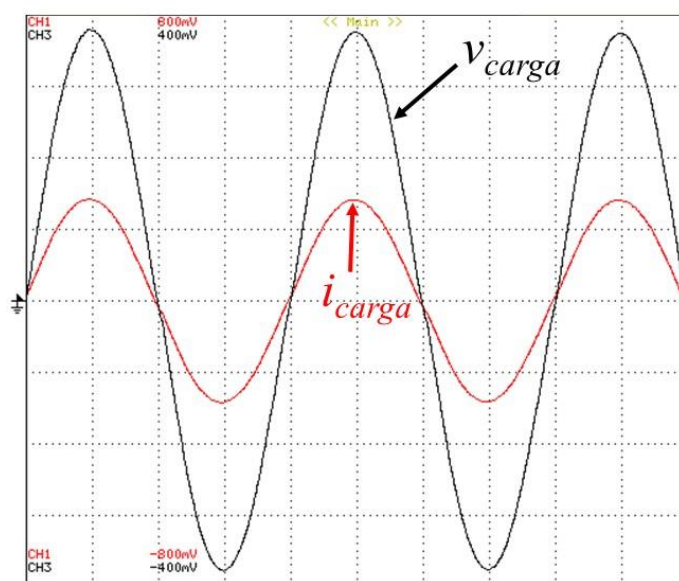


Figura 6.17 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (2 A/div).

Como se pode verificar na Figura 6.17, a tensão sintetizada pelo sistema de carregamento de baterias não foi afetada pelo aumento de corrente consumida pelas cargas resistivas, mantendo-se inalterada face ao resultado obtido anteriormente, ou seja, a tensão sintetizada pelo carregador de baterias a funcionar no modo de operação como V2H manteve-se sinusoidal sem qualquer distorção.

6.5.2 Modo de Operação V2H: Retificador a Díodos com Carga RC

Após a validação do funcionamento da malha de controlo de tensão do conversor CA-CC para cargas lineares, foi realizado um ensaio experimental ao carregador de baterias para VEs a alimentar uma carga não linear durante o seu funcionamento como UPS associado ao modo de operação como V2H.

A carga não linear utilizada neste teste consiste numa ponte retificadora a díodos com um filtro capacitivo à saída com um valor de capacitância de 470 μF em paralelo com uma resistência com um valor de 26 Ω .

Na Figura 6.18 pode-se observar a tensão sintetizada pelo carregador de baterias para VEs que é aplicada à carga utilizada neste ensaio experimental (v_{carga}) e a corrente consumida pela carga (i_{carga}).

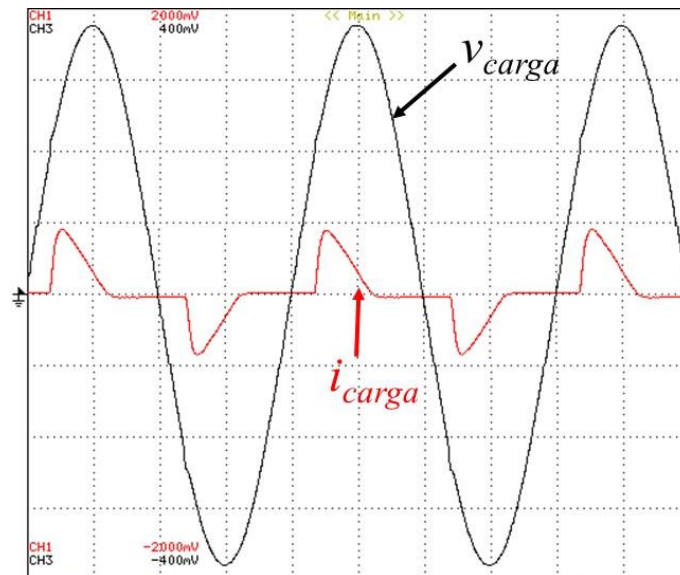


Figura 6.18 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (5 A/div).

Na Figura 6.18 pode-se verificar que a carga utilizada consome uma corrente com um valor de THD elevado, contudo, a tensão sintetizada pelo sistema de carregamento de baterias para VEs é sinusoidal e apresenta uma distorção harmónica muito reduzida. Apenas no instante em que a corrente varia muito rapidamente, ou seja, vai do seu valor quase nulo ao valor máximo a tensão fica distorcida, consequência da resposta mais lenta ao transiente associado ao controlo preditivo (consequência abordada no item 2.6.4). Verifica-se então que o resultado do ensaio da malha de controlo de tensão do conversor CA-CC é bastante satisfatório, conseguindo-se a sintetização de um sinal de tensão sinusoidal e com pouca distorção harmónica para cargas não lineares, cumprindo-se assim mais um dos objetivos propostos nesta dissertação.

6.5.3 Modo de Operação V2H: Carga Resistiva com Retificador a Díodos com Carga RC

Após a realização de ensaios experimentais ao sistema de carregamento de baterias para VEs no seu modo de operação como UPS a alimentar uma carga linear e, posteriormente,

uma carga não linear, procederam-se a testes experimentais com estas duas cargas ligadas em conjunto por forma a, mais uma vez, conseguir avaliar o algoritmo de controlo de tensão desenvolvido. Na Figura 6.19 pode-se observar o resultado deste ensaio experimental onde se encontram acopladas à saída do carregador de baterias uma carga resistiva com um valor de 26Ω e um retificador a díodos com um filtro capacitivo à saída com um valor de capacitância de $470 \mu\text{F}$ em paralelo com uma resistência com um valor de 26Ω .

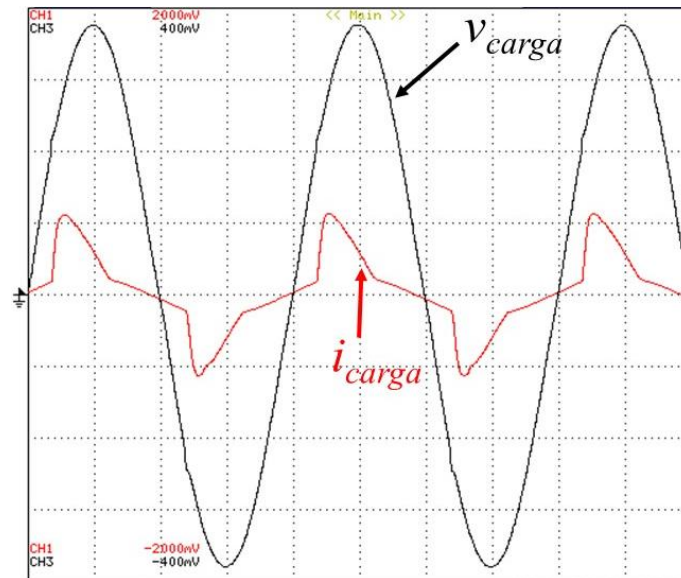


Figura 6.19 – Tensão sintetizada pelo carregador de baterias v_{carga} (10 V/div) e corrente consumida pela carga i_{carga} (5 A/div).

Como se pode constatar através do resultado obtido apresentado na Figura 6.19, apesar de ter sido utilizado uma carga diferente face aos ensaios apresentados anteriormente, o sistema de carregamento de baterias para VEs utilizando a malha de controlo de tensão desenvolvida conseguiu sintetizar um sinal de tensão sinusoidal com reduzida distorção harmónica, sendo apenas visível distorção no sinal de tensão produzido quando o valor de corrente consumida pela carga varia bruscamente.

6.5.4 Corrente nas Baterias e Tensão no Barramento CC

Durante os testes realizados ao sistema de carregamento de baterias para VEs a operar como uma UPS correspondente ao modo de operação V2H, foi também analisada a tensão no barramento CC e a corrente nas baterias com o intuito de perceber se a malha de controlo da tensão do barramento CC, detalhada no item 3.4.2 e que é aplicada ao conversor CC-CC em conjunto com as baterias, se encontra a funcionar de forma correta tal como nas simulações computacionais. O resultado deste ensaio experimental pode ser

observado na Figura 6.20, sendo o resultado da tensão do barramento CC (Figura 6.20 (a)) obtido através do DAC e a corrente das baterias (Figura 6.20 (b)) obtida através de uma pinça de corrente da *Fluke*.

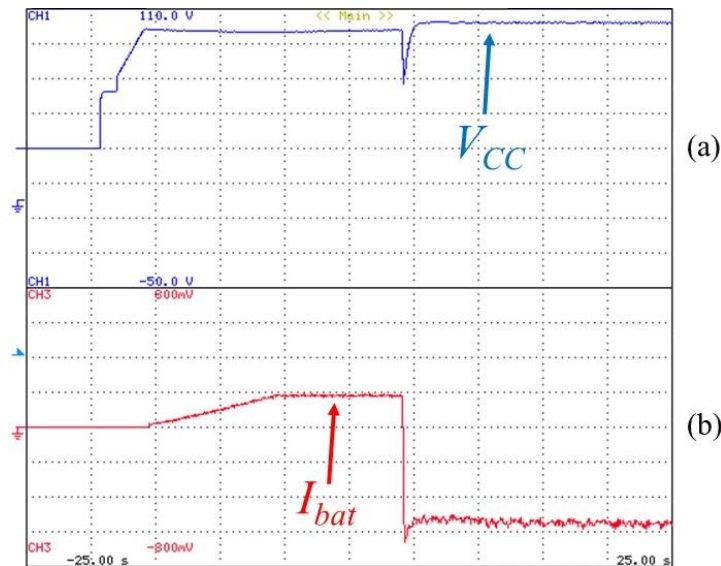


Figura 6.20 – Resultado experimental do descarregamento das baterias:

(a) Tensão no barramento CC V_{cc} (20 V/div); (b) Corrente de carregamento das baterias I_{bat} (2 A/div).

Na Figura 6.20 (a) pode-se verificar a regulação da tensão no barramento CC e na Figura 6.20 (b) pode-se observar a corrente das baterias. Inicialmente, a regulação do barramento CC é realizada através do modo de operação do carregador de baterias como G2V. Posteriormente, quando a tensão do barramento CC se encontra no seu valor de referência, ou seja, os 100 V, é interrompido o fornecimento de energia da rede elétrica, iniciando o sistema de carregamento o seu funcionamento no modo de operação como V2H. Como se verifica através da Figura 6.20 (a), a transição do modo de operação do carregador de baterias do modo de operação como G2V para o modo de operação como V2H existe uma queda de tensão no barramento CC prontamente recuperada pelo algoritmo de descarregamento de baterias inerente ao conversor CC-CC, mantendo-se a tensão no barramento CC em regime permanente próximo dos 100 V definidos como referência para a tensão do barramento CC. De referir que a queda de tensão no barramento CC pode ser minimizada, contudo, a corrente de descarregamento das baterias nesse instante apresentaria um pico de corrente elevado. Tendo este fator em consideração, foi realizada uma relação custo-benefício, optando-se por diminuir o pico de corrente das baterias e aumentar a queda de tensão do barramento CC na transição dos modos de operação. Na Figura 6.20 (b) pode-se também verificar a corrente de descarregamento das baterias constante durante o funcionamento do carregador de baterias no modo de operação como V2H.

Por fim, de referir que, em todas as cargas ligadas à saída do sistema de carregamento de baterias, quando este se encontra a operar como V2H, o resultado da tensão do barramento CC e a corrente de descarregamento das baterias é igual, alterando-se apenas o valor de descarregamento das baterias, tal como apresentado neste resultado experimental.

6.5.5 Transição do Modo de Operação V2H para o Modo G2V

Além dos objetivos referidos anteriormente, com o desenvolvimento do disjuntor eletrónico e a utilização de uma PLL, pretende-se, com recurso a estes, conseguir uma transição da alimentação de energia das cargas por parte do carregador de baterias a operar no modo V2H para a rede elétrica, sem que ocorra qualquer tipo de transitório, quer na corrente, quer na tensão. Como tal, procedeu-se a um ensaio experimental com o intuito de analisar se este objetivo foi cumprido integralmente, sendo que o resultado deste teste pode ser observado na Figura 6.21.

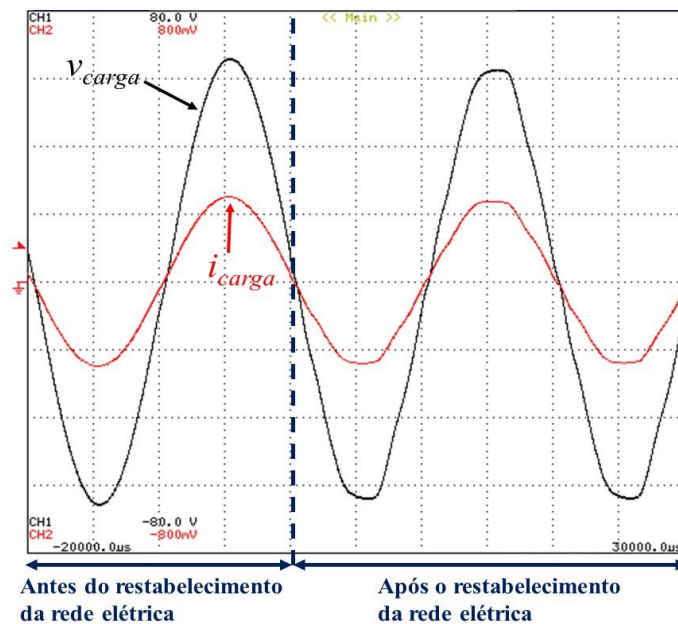


Figura 6.21 – Transição do sistema de carregamento de baterias a operar como UPS para a rede elétrica.

Na Figura 6.21 pode-se observar que a transição do fornecimento de energia às cargas, por parte do carregador de baterias para VEs a operar como UPS para a rede elétrica, ocorre sem qualquer tipo de transitório. Isto deve-se ao facto de a transição não acontecer instantaneamente após a rede elétrica ser reestabelecida, mas sim após o sinal resultante da malha de controlo da PLL (v_{PLL}) se encontrar totalmente sincronizado com a tensão da rede elétrica e o sistema de controlo aguardar um período de 5 s de modo a verificar que não voltou a existir outra falha da rede elétrica.

6.6 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram demonstrados os diferentes resultados experimentais obtidos nos vários ensaios ao sistema de carregamento de baterias para VEs.

No início foram demonstrados os resultados experimentais obtidos com o disjuntor eletrónico e com um contactor a isolar as cargas da rede elétrica e a efetuar a sua conexão de volta à rede. Estes foram realizados com o objetivo de perceber qual o melhor para incorporar no quadro de transferência. Com os resultados obtidos comprovou-se que o disjuntor eletrónico oferecia melhor resposta à alteração de estado, pois o contactor, devido aos seus contactos mecânicos, apresenta “*bouncing*” provocado por estes.

Posteriormente, foram apresentados e detalhados todos os resultados obtidos dos ensaios experimentais realizados ao sistema de carregamento de baterias no modo de operação G2V. Verificou-se que a malha da PLL utilizada consegue gerar um sinal sinusoidal sem distorção e em fase com a tensão da rede elétrica, mesmo que a tensão da rede esteja distorcida. Comprovou-se que a técnica de controlo da corrente de entrada do conversor CA-CC, inerente ao carregador de baterias, cumpre os objetivos delineados, ou seja, conseguiu-se um consumo de corrente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica bem como a regulação da tensão do barramento CC. Além da técnica de controlo de corrente do conversor CA-CC validou-se também o algoritmo de carregamento das baterias aplicado ao conversor CC-CC do sistema de carregamento de baterias, conseguindo-se um carregamento das baterias com corrente constante.

Após a validação das malhas de controlo do carregador de baterias no modo de operação G2V, foram realizados testes ao sistema de carregamento de baterias no modo de operação V2H com o objetivo de validar a técnica de controlo de tensão desenvolvida. Foram realizados ensaios com uma carga resistiva (carga linear) e com um retificador monofásico com carga RC à sua saída (carga não linear). Os resultados experimentais obtidos destes ensaios realizados validaram a malha de controlo de tensão aplicada ao conversor CA-CC, uma vez que, independentemente da carga consumir corrente com distorção harmónica, a tensão sintetizada pelo carregador de baterias mantém-se sinusoidal, cumprindo-se assim mais um objetivo delineado no âmbito da dissertação. Comprovou-se também, com resultados experimentais, o algoritmo de descarregamento de baterias aplicado ao conversor CC-CC, uma vez que no modo de operação do carregador de baterias como um UPS este manteve a tensão do barramento CC no valor de referência definido, o que permitiu o funcionamento correto do conversor CA-CC.

Foram ainda demonstrados os resultados experimentais obtidos com os algoritmos de deteção de falhas da rede elétrica. Primeiramente, com o algoritmo de cálculo do valor eficaz da tensão da rede utilizando o método tradicional e de seguida com o algoritmo de estimativa do valor eficaz da tensão da rede elétrica baseado no filtro de *Kalman*. Através de resultados experimentais foi possível comprovar que na prática, tal como na teoria, o algoritmo baseado no filtro de *Kalman* é mais rápido a determinar a falha de tensão da rede elétrica, conseguindo-se com este, a diminuição do período de tempo em que as cargas ficam sem alimentação.

Por fim, de frisar que apesar dos ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias para VEs serem efetuados com níveis de tensão e potência inferiores aos valores nominais, foi possível validar os algoritmos de controlo de corrente, de controlo de tensão e de deteção de falhas da tensão da rede elétrica.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Conclusões

Ao longo desta dissertação de mestrado integrado foram demonstradas as diferentes etapas do desenvolvimento de um sistema de carregamento de baterias *on-board* para Veículos Elétricos (VEs). Este projeto teve como finalidade demonstrar o funcionamento do VE como uma UPS (*Uninterruptible Power Supply*) associado ao modo de funcionamento do VE como *Vehicle-to-Home* (V2H), além do tradicional carregamento de baterias, designado de *Grid-to-Vehicle* (G2V). Neste item são apresentadas as conclusões retidas após a elaboração desta dissertação.

Inicialmente, foi realizado um levantamento histórico dos VEs, onde se demonstra que o início do VE se sucedeu anteriormente ao dos veículos com motor de combustão interna. Posteriormente, foram descritas as medidas tomadas por alguns governos de países europeus para que os seus cidadãos optem por adquirir VEs em detrimento dos veículos com motor de combustão interna. Além dos incentivos proporcionados pelos diferentes países europeus foram também descritas as diferentes topologias de VEs disponibilizadas atualmente pela indústria automóvel. Por último, nesta abordagem, foram demonstradas as dificuldades que a integração dos VEs acarreta para a gestão da rede elétrica, bem como as novas oportunidades que advêm da integração dos VEs na rede elétrica e que podem ajudar a estabilizar a sua operação.

No segundo capítulo foi realizado um levantamento do estado da arte dos conversores CA-CC e CC-CC unidirecionais e bidirecionais utilizados em sistemas de carregamento de baterias para VEs. Apenas foram versados conversores CA-CC que permitem consumo de corrente sinusoidal e controlo do fator de potência, ou seja, conversores com características *Power Factor Correction* (PFC), e conversores CC-CC que permitem o controlo de corrente ou tensão, de modo a efetuar o correto carregamento das baterias do VE. Foram detalhadas as vantagens e desvantagens de cada topologia de conversor, assim como, o seu modo de funcionamento, com o intuito de perceber quais os conversores que melhor se adequam ao objetivo desejado. No referido capítulo foram ainda detalhadas quatro técnicas de controlo de corrente que podem ser aplicadas aos conversores CA-CC estudados. As técnicas de controlo de corrente por histerese e *periodic sampling* caracterizam-se por

serem técnicas de controlo não lineares, de simples implementação e pela sua excelente resposta transiente, no entanto, apresentam níveis de *ripple* de corrente consideráveis. Em contrapartida, as técnicas lineares de controlo de corrente PI e preditivo, apesar da sua maior complexidade de implementação e da sua menor rapidez na resposta a transitórios na corrente de referência, apresentam níveis de *ripple* de corrente menores.

Após o término do estudo teórico dos conversores CA-CC e CC-CC e das técnicas de controlo de corrente a estes aplicáveis, demonstraram-se, no terceiro capítulo, as simulações computacionais, utilizando o ambiente de simulação *PSIM* da empresa *PowerSim Tech*. No início deste capítulo é abordado o modelo de simulação do sistema de carregamento de baterias para VEs e a descrição das especificações que este deve cumprir. Posteriormente, procedeu-se a uma descrição detalhada dos diferentes controlos aplicados a cada um dos conversores durante os modos de operação do VE como G2V e V2G. Em conjunto com a descrição dos diferentes controlos foram demonstrados os resultados de simulação obtidos utilizando os mesmos modos de operação. Os resultados obtidos nas simulações cumpriram os requisitos exigidos à partida, ou seja, durante o funcionamento do sistema de carregamento de baterias no modo G2V, o carregador de baterias demonstrou consumir uma corrente sinusoidal e em fase com a tensão, bem como efetuar o carregamento das baterias em dois estágios, primeiro com corrente constante e, posteriormente, com tensão constante. Durante o modo de funcionamento como V2H, o sistema de carregamento de baterias foi capaz de produzir uma tensão sinusoidal com valores nominais iguais aos da rede elétrica e com reduzido valor de THD, independentemente da carga a este acoplado.

Após se proceder às simulações computacionais do sistema de carregamento de baterias, seguiu-se a descrição dos sistemas integrados de potência e controlo, nos capítulos quatro e cinco, respetivamente.

No que respeita ao sistema integrado de controlo foram descritos os sensores de tensão e de corrente utilizados, bem como a placa de condicionamento de sinal, o microcontrolador DSC utilizado, a placa DAC e a placa de proteção e comando.

Por sua vez, no sistema integrado de potência foi descrito o quadro de transferência desenvolvido, os IGBTs utilizados, as placas de *driver* dos IGBTs, as placas de proteção de *gate* dos IGBTs, bem como todos os elementos passivos utilizados (bobinas e condensadores).

Por último, no capítulo seis, foram descritos os diferentes ensaios experimentais realizados, e apresentados os resultados experimentais obtidos nestes. Inicialmente, demonstraram-se os resultados experimentais obtidos com o quadro de transferência utilizando o disjuntor eletrónico e um contactor, a fim de aferir qual o mais adequado. Comprovou-se nestes testes que o disjuntor eletrónico apresenta resultados mais satisfatórios nesta aplicação. Isto deve-se ao facto de não apresentar qualquer tipo de contacto mecânico, sendo as suas transições, entre os estados *on* e *off* praticamente instantâneas.

Foi realizada também uma comparação entre os algoritmos de deteção de falhas da rede elétrica, utilizando o cálculo tradicional do valor eficaz da tensão, e a estimativa do valor eficaz baseada no filtro de *Kalman*, tendo-se validado, assim como nas simulações computacionais, que o filtro de *Kalman* é mais rápido na deteção de uma falha.

De seguida, demonstraram-se os resultados experimentais da operação do carregador de baterias no modo G2V, comprovando o consumo de corrente sinusoidal e em fase com a tensão, a regulação do barramento CC e o correto carregamento das baterias, tal como alcançado nas simulações.

Finalmente, demonstraram-se os resultados obtidos no funcionamento do carregador de baterias no modo de operação V2H em diferentes condições de carga, comprovando que durante este modo de funcionamento, independentemente da carga, o carregador de baterias consegue sintetizar uma tensão sinusoidal de valores nominais de frequência e tensão iguais aos da rede elétrica e com pouca distorção harmônica.

Conclui-se deste modo que os objetivos delineados no início desta dissertação foram alcançados, tendo-se conseguido que o carregador bidirecional de baterias desenvolvido para veículos elétricos opere com um consumo de corrente sinusoidal e em fase com a tensão da rede, durante o carregamento das baterias do veículo elétrico, no modo de operação G2V, bem como que o mesmo produza uma tensão sinusoidal no descarregamento das baterias, no funcionamento como UPS, associado ao modo de operação V2H.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Os diferentes ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias para VEs comprovaram e validaram o seu correto funcionamento no modo de operação como G2V e V2H. Contudo, estes ensaios não potenciam todas as capacidades do sistema de

carregamento, assim, de seguida, são descritas algumas propostas do que se pode fazer futuramente de modo a melhor rentabilizar o sistema de carregamento de baterias para VEs:

- Aumentar gradualmente a tensão da rede elétrica, nos ensaios realizados ao sistema de carregamento de baterias, inicialmente para os 115 V, e posteriormente para os 230 V até se atingir o valor de potência nominal.
- Otimizar o código da estimativa do valor eficaz da tensão da rede elétrica utilizando o filtro de *Kalman*, de modo a que as suas instruções demorem o menor tempo possível a serem processadas, deixando tempo vago para outras operações necessárias ao controlo do sistema de carregamento de baterias.
- Otimizar o filtro passivo *LC*, diminuindo o valor de capacitância e indutância, de forma a aumentar a eficiência, sem aumentar o THD da corrente consumida pelo sistema de carregamento de baterias no modo de operação como G2V, e da tensão sintetizada no modo de operação como V2H.
- Validar também o modo de operação V2G do sistema de carregamento de baterias de modo independente e combinado com o modo de operação V2H.
- Integrar o sistema de carregamento de baterias em conjunto com as fontes de energias renováveis existentes numa habitação.

Lista de Referências

- [1] M. Guarnieri, “Looking Back to Electric Cars,” *2012 Third IEEE History of Electro-Technology Conference (HISTELCON)*. IEEE, pp. 1–6, Sep-2012.
- [2] C. C. Chan, “The Rise & Fall of Electric Vehicles in 1828–1930: Lessons Learned,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 1. pp. 206–212, Jan-2013.
- [3] K. Rajashekara, “Present Status and Future Trends in Electric Vehicle Propulsion Technologies,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1. pp. 3–10, Mar-2013.
- [4] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, “Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3. pp. 1007–1020, Mar-2016.
- [5] A. Khaligh and Zhihao Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6. pp. 2806–2814, Jul-2010.
- [6] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, “Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 11. pp. 2409–2427, Nov-2013.
- [7] M. Longo, D. Zaninelli, F. Viola, P. Romano, and R. Miceli, “How is the Spread of the Electric Vehicles?,” *2015 IEEE 1st International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a better tomorrow (RTSI)*. IEEE, pp. 439–445, Sep-2015.
- [8] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen, “Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 2. pp. 589–598, Feb-2010.
- [9] V.-L. Nguyen, T. Tran-Quoc, S. Bacha, and B. Nguyen, “Charging Strategies to Minimize the Peak Load for an Electric Vehicle Fleet,” *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 3522–3528, Oct-2014.
- [10] Xiaojiang Chen, R. Thornton, M. Edington, and R. Lewis, “A Life Tester for Hybrid Vehicle E-Machine Systems,” *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, pp. 1017–1024, Sep-2009.
- [11] Qiuming Gong, Yaoyu Li, and Zhong-Ren Peng, “Trip Based Optimal Power Management of Plug-in Hybrid Electric Vehicles Using Gas-Kinetic Traffic Flow Model,” *2008 American Control Conference*, vol. 57, no. 6. IEEE, pp. 3225–3230, Jun-2008.
- [12] S. Aso, M. Kizaki, and Y. Nonobe, “Development of Fuel Cell Hybrid Vehicles in TOYOTA,” *2007 Power Convers. Conf. - Nagoya*, pp. 1606–1611, Apr. 2007.
- [13] Y. Wang, O. Sheikh, B. Hu, C.-C. Chu, and R. Gadh, “Integration of V2H/V2G Hybrid System for Demand Response in Distribution Network,” *2014 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*. IEEE, pp. 812–817, Nov-2014.
- [14] J. A. P. Lopes, F. J. Soares, and P. M. R. Almeida, “Integration of Electric Vehicles in the Electric Power System,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1. pp. 168–183, Jan-2011.
- [15] R. C. Green, Lingfeng Wang, and M. Alam, “The Impact of Plug-in Hybrid Electric Vehicles on Distribution Networks: A Review and Outlook,” *IEEE PES General Meeting*, vol. 15, no. 1. IEEE, pp. 1–8, Jul-2010.
- [16] C. Jin, J. Tang, and P. Ghosh, “Optimizing Electric Vehicle Charging: A Customer’s Perspective,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 7. pp. 2919–2927, Sep-2013.

- [17] X. Guo, J. Li, and X. Wang, "Impact of Grid and Load Disturbances on Electric Vehicle Battery in G2V/V2G and V2H Mode," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, pp. 5406–5410, Sep-2015.
- [18] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, "Bidirectional Battery Charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home Technologies," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 5934–5939, Nov-2013.
- [19] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, R. Almeida, J. C. Ferreira, A. A. N. Melendez, and J. L. Afonso, "On-board Electric Vehicle Battery Charger with Enhanced V2H Operation Mode," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 1636–1642, Oct-2014.
- [20] P. H. Andersen, J. A. Mathews, and M. Rask, "Integrating Private Transport Into Renewable Energy Policy: The Strategy of Creating Intelligent Recharging Grids for Electric Vehicles," *Energy Policy*, vol. 37, no. 7. pp. 2481–2486, Jul-2009.
- [21] V. Monteiro, J. P. Carmo, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "A Flexible Infrastructure for Dynamic Power Control of Electric Vehicle Battery Chargers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6. pp. 4535–4547, Jun-2016.
- [22] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, H. Goncalves, J. C. Ferreira, C. Couto, and J. L. Afonso, "Assessment of a Battery Charger for Electric Vehicles with Reactive Power Control," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 5142–5147, Oct-2012.
- [23] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Charging Power Levels and Infrastructure for Plug-in Electric and Hybrid Vehicles," *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, vol. 28, no. 5. IEEE, pp. 1–8, Mar-2012.
- [24] T. B. Soeiro, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, "Three-phase Modular Multilevel Current Source Rectifiers for Electric Vehicle Battery Charging Systems," *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, vol. 2, no. d. IEEE, pp. 623–629, Oct-2013.
- [25] F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, "A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4. pp. 1833–1843, Jul-2011.
- [26] H. S. Athab, "A Duty Cycle Control Technique for Elimination of Line Current Harmonics in Single-Stage DCM Boost PFC Circuit," *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference*. IEEE, pp. 1–6, Nov-2008.
- [27] J. P. M. Figueiredo, F. L. Tofoli, and B. L. A. Silva, "A Review of Single-phase PFC Topologies Based on the Boost Converter," *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*, no. October. IEEE, pp. 1–6, Nov-2010.
- [28] B. N. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5. pp. 962–981, Oct-2003.
- [29] Fei Zhang and Jianping Xu, "A Novel PCCM Boost PFC Converter With Fast Dynamic Response," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9. pp. 4207–4216, Sep-2011.
- [30] Huai Wei and I. Batarseh, "Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction," *Proceedings IEEE Southeastcon '98 "Engineering for a New Era,"* no. May. IEEE, pp. 348–353, 1998.
- [31] M. Mahesh, A. K. Panda, and B. K. Keshavan, "Analysis of a Single-Phase AC-DC PFC Boost Converter with Fast Dynamic Response," *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, pp. 1–5, Dec-2012.
- [32] L. Huber, Yungtaek Jang, and M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3. pp. 1381–1390,

- May-2008.
- [33] R. Martinez and P. N. Enjeti, "A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2. pp. 311–317, Mar-1996.
- [34] L. Efthymiou, G. Camuso, G. Longobardi, F. Udrea, E. Lin, T. Chien, and M. Chen, "Zero Reverse Recovery in SiC and GaN Schottky Diodes: A Comparison," *2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*. IEEE, pp. 71–74, Jun-2016.
- [35] M. M. Ali, S. S. Sikander, U. Ali, and A. Waleed, "An Active Power Factor Correction Technique for Bridgeless Boost AC-DC Converter," *2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)*. IEEE, pp. 129–134, Jan-2016.
- [36] S. Zhang, R. Garner, Y. Zhang, and S. Bakre, "Quantification Analysis of Input/Output Current of Interleaved Power Factor Correction (PFC) Boost Converter," *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, no. 1. IEEE, pp. 1902–1908, Mar-2014.
- [37] D. Garinto, "Interleaved Boost Converter System for Unity Power Factor Operation," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 1, no. c. IEEE, pp. 1–7, 2007.
- [38] J. E. Baggio, H. L. Hey, H. a. Grundling, H. Pinheiro, and J. R. Pinheiro, "Discrete Control for Three-Level Boost PFC Converter," *24th Annual International Telecommunications Energy Conference*. IEEE, pp. 627–633, 2002.
- [39] M. T. Zhang, Yimin Jiang, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter," *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*, vol. 2, no. 0. IEEE, pp. 434–439, 1995.
- [40] C. Feng, J. Liang, and V. G. Agelidis, "Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1. pp. 178–185, Jan-2007.
- [41] A. Suzdalenko, "Development of Single-Switch Model for Current Sensorless Control of Bidirectional Half-Bridge AC/DC Converter," *2014 55th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, vol. 24, no. c. IEEE, pp. 38–42, Oct-2014.
- [42] I. Lachkar, F. Giri, A. Abouloifa, and F. Z. Chaoui, "Nonlinear PWM Controller for a Single-Phase Half Bridge AC-DC Converters," *2014 European Control Conference (ECC)*. IEEE, pp. 2798–2803, Jun-2014.
- [43] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 3. pp. 487–500, May-1998.
- [44] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, "Bi-directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles," *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, pp. 2066–2072, Feb-2010.
- [45] D. K. Jackson and S. B. Leeb, "A Power Factor Corrector with Bidirectional Power Transfer Capability," *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, vol. 1, no. c. IEEE, pp. 365–370, 2000.
- [46] S. H. Hosseini and M. Sadeghi, "Reduced Diode Clamped Multilevel Converter with a Modified Control method," *Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2011 7th International Conference on*. p. I-302-I-306, 2011.
- [47] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4. pp. 724–738, Aug-2002.
- [48] P. Lezana and J. Rodriguez, "Mixed Multicell Cascaded Multilevel Inverter," *2007 IEEE*

- International Symposium on Industrial Electronics*, no. 1. IEEE, pp. 509–514, Jun-2007.
- [49] A. Thiyagarajan, S. G. Praveen Kumar, and A. Nandini, “Analysis and Comparison of Conventional and Interleaved DC/DC Boost Converter,” *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology - ICCTET 2014*. IEEE, pp. 198–205, Jul-2014.
- [50] R.-J. Wai and R.-Y. Duan, “High Step-Up Converter With Coupled-Inductor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5. pp. 1025–1035, Sep-2005.
- [51] D. J. S. Newlin, R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran, “A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application,” *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, no. Ccm. IEEE, pp. 1–6, Mar-2013.
- [52] R.-J. Wai and L.-C. Shih, “Design of Voltage Tracking Control for DC-DC Boost Converter Via Total Sliding-Mode Technique,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6. pp. 2502–2511, Jun-2011.
- [53] K. Sundareswaran and V. T. Sreedevi, “Boost Converter Controller Design Using Queen-Bee-Assisted GA,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3. pp. 778–783, Mar-2009.
- [54] S. Masri, N. Mohamad, and M. H. M. Hariri, “Design and Development of DC-DC Buck Converter for Photovoltaic Application,” *2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, no. July. IEEE, pp. 1–5, Jul-2012.
- [55] K. I. Hwu and Y. T. Yau, “A KY Boost Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 11. pp. 2699–2703, Nov-2010.
- [56] H. Zeng and J. Zhang, “An Improved Control Scheme for Buck PFC Converter for High Efficiency Adapter Application,” *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, pp. 4569–4576, Sep-2012.
- [57] M. M. Amin, M. a. Elshaer, and O. a. Mohammed, “DC Bus Voltage Control for PV Sources in a DC Distribution System Infrastructure,” *IEEE PES General Meeting*. IEEE, pp. 1–5, Jul-2010.
- [58] S. Chakraborty, S. I. Annie, and M. a. Razzak, “Design of Single-Stage Buck and Boost Converters for Photovoltaic Inverter Applications,” *2014 International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV)*. IEEE, pp. 1–6, May-2014.
- [59] Q. Rong, W. Li, J. Shi, J. Wu, Y. Deng, and X. He, “Performance Analysis of a Single Stage Single Phase High Step-Up Soft Switching Boost Converter,” *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, pp. 859–863, Mar-2011.
- [60] K. Yao, M. Ye, M. Xu, and F. C. Lee, “Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step-Down DC–DC Conversion,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4. pp. 775–780, Jul-2005.
- [61] A. K. Verma, B. Singh, and D. T. Shahani, “Grid-to-Vehicle and Vehicle-to-Grid Energy Transfer Using Single-Phase Bidirectional AC-DC Converter and Bidirectional DC-DC Converter,” *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*. IEEE, pp. 1–5, Dec-2011.
- [62] D. R. Northcott, S. Filizadeh, and A. R. Chevretils, “Design of a Bidirectional Buck-Boost DC-DC Converter for a Series Hybrid Electric Vehicle Using PSCAD/EMTDC,” *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, pp. 1561–1566, Sep-2009.
- [63] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “A Novel Concept of Unidirectional Bridgeless Combined Boost-Buck Converter for EV Battery Chargers,” *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 2015–Septe. IEEE, pp. 190–195, Jun-2015.

- [64] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Fault Diagnosis in Non-Isolated Bidirectional Half-Bridge DC-DC Converters," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 40th Annu. IEEE, pp. 4458–4463, Oct-2014.
- [65] J. Zhang, J. Lai, R. Kim, and W. Yu, "High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4. pp. 1145–1153, Jul-2007.
- [66] H. Bai and C. Mi, "The Impact of Bidirectional DC-DC Converter on the Inverter Operation and Battery Current in Hybrid Electric Vehicles," *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*. IEEE, pp. 1013–1015, May-2011.
- [67] P. a. Dahono, "New Hysteresis Current Controller for Single-Phase Full-Bridge Inverters," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 5. pp. 585–594, 01-Sep-2009.
- [68] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, and Z. Wang, "A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7. pp. 3330–3339, Jul-2012.
- [69] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and Comparison of Different Switching Techniques for Shunt Active Power Filters," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, vol. 40th Annu. pp. 1519–1525.
- [70] J. Selvaraj, N. A. Rahim, and C. Krismadinata, "Digital PI Current Control for Grid Connected PV Inverter," *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. IEEE, pp. 742–746, Jun-2008.
- [71] A. Nachiappan, K. Sundararajan, and V. Malarselvam, "Current Controlled Voltage Source Inverter Using Hysteresis Controller and PI Controller," in *2012 International Conference on Power, Signals, Controls and Computation*, 2012, pp. 1–6.
- [72] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles with Traction-to-Auxiliary Mode," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3. pp. 1104–1116, 2014.
- [73] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, "Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4. pp. 2692–2701, Oct-2010.
- [74] F. Sebaaly, H. Vahedi, H. Y. Kanaan, N. Moubayed, and K. Al-Haddad, "Sliding-Mode Current Control Design for a Grid-Connected Three-Level NPC Inverter," in *International Conference on Renewable Energies for Developing Countries 2014*, 2014, pp. 217–222.
- [75] F. Profumo, G. Griva, and V. Donescu, "Self Tuning Fuzzy Logic Current Control for High Performance Induction Motor Drives," *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, vol. 3. IEEE, pp. 1871–1876, 1998.
- [76] S. M. R. Rafiei, "Neural Network Based Adaptive Phase and Amplitude Equalizer for Optimal and Robust Control of The Current Regulated PWM Inverters," *Proceedings of the 35th Southeastern Symposium on System Theory, 2003*. IEEE, pp. 1–5, 2003.
- [77] G. Han, Y. Xia, and W. Min, "A Grid-Connected Current Control Technique of Single-Phase Voltage Source Inverter Based on BP Neural Network," *2012 IEEE International Conference on Computer Science and Automation Engineering (CSAE)*, vol. 1. IEEE, pp. 547–551, May-2012.
- [78] Y. Zhang, Y. Peng, and C. Qu, "Comparative Study of Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers with Active Power Ripple Minimization," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, vol. 9994, no. c. IEEE, pp. 3823–3830, Sep-2015.
- [79] P. Pura and G. Iwanski, "Direct Power Control based Torque Oscillations Cancellation in Doubly Fed Induction Generator Operating with Unbalanced Grid," *2016 10th International*

- Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, pp. 180–185, Jun-2016.
- [80] O. Varaprasad and D. Sarma, “An Improved Three Level Hysteresis Current Controller for Single Phase Shunt Active Power Filter,” *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. IEEE, pp. 1–5, Dec-2014.
- [81] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, “A Fully Digital Hysteresis Current Controller for Current Regulation of Grid Connected PV Inverters,” *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, pp. 1–8, Jun-2014.
- [82] K. H. Mohamed, T. Bin Ibrahim, and N. Saad, “DC-AC Inverter Using Hysteresis Current Controller with a Low Pass Filter for WECS,” *2013 IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, no. June. IEEE, pp. 352–357, Jun-2013.
- [83] A. I. Maswood and E. Al-Ammar, “Analysis of a PWM Voltage Source Inverter with PI Controller under Non-Ideal Conditions,” *2010 Conference Proceedings IPEC*. IEEE, pp. 193–198, Oct-2010.
- [84] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1. pp. 495–503, Feb-2007.
- [85] Cheng-Kai Lin, Dong-Yue Wu, Jyun-Wei Hu, Hsing-Cheng Yu, and Yen-Shin Lai, “Model-Free Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter,” *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. IEEE, pp. 1–6, Nov-2015.
- [86] V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, “Model Predictive Current Control of Two-Level Four-Leg Inverters Part I: Concept, Algorithm, and Simulation Analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7. pp. 3459–3468, Jul-2013.
- [87] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, “Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3. pp. 1007–1020, Mar-2016.
- [88] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles with Traction-to-Auxiliary Mode,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3. pp. 1104–1116, 2014.
- [89] Z. M. Salameh, M. a. Casacca, and W. a. Lynch, “A Mathematical Model for Lead-Acid Batteries,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 1. pp. 93–98, Mar-1992.
- [90] POWER MOBILITY, “WCG-U1.” [Online]. Available: <http://www.powerfactorinc.net/Batteries/wcgu1.htm>. [Accessed: 08-Oct-2016].
- [91] V. Monteiro, D. Pedrosa, and B. Exposto, “Smart Charging System of the Electric Vehicle CEPIUM,” *Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation 2012 - SAAEI'12*. pp. 500–505, 2012.
- [92] M. Karimi-Ghartemani, “Linear and Pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) Structures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3. pp. 1464–1474, Mar-2014.
- [93] CERTIEL, “Manual RTIEBT Parte 5 / Secção 54,” pp. 1–17.
- [94] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, “Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 5934–5939, 2013.
- [95] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, R. Almeida, J. C. Ferreira, A. A. N. Melendez, and J. L. Afonso, “On-board Electric Vehicle Battery Charger with Enhanced V2H Operation Mode,” *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 1636–1642, Oct-2014.

- [96] A. Boglietti, G. Griva, M. Pastorelli, F. Profumo, and T. Adam, "Different PWM Modulation Techniques Indexes Performance Evaluation," *ISIE '93 - Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings*. IEEE, pp. 193–199, 1993.
- [97] P. G. Horkos, E. Yammine, and N. Karami, "Review on Different Charging Techniques of Lead-Acid Batteries," *2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*. IEEE, pp. 27–32, Apr-2015.
- [98] A. Al-Haj Hussein and I. Batarseh, "A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3. pp. 830–838, Mar-2011.
- [99] J.-S. Moon, J.-H. Lee, I.-Y. Ha, T.-K. Lee, and C.-Y. Won, "An Efficient Battery Charging Algorithm Based on State-of-Charge Estimation for Electric Vehicle," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*. IEEE, pp. 1–6, Aug-2011.
- [100] Chih-Chiang Hua and Meng-Yu Lin, "A Study of Charging Control of Lead-Acid Battery for Electric Vehicles," *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*, vol. 1. IEEE, pp. 135–140, 2000.
- [101] B. Exposto, J. G. Pinto, H. Goncalves, V. Monteiro, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, "Evaluation of a Shunt Active Power Filter with Energy Backup Capability," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, pp. 5963–5968, Nov-2013.
- [102] H. Amaris, C. Alvarez, M. Alonso, D. Florez, T. Lobos, P. Janik, J. Rezmer, and Z. Waclawek, "Computation of Voltage Sag Initiation with Fourier Based Algorithm, Kalman Filter and Wavelets," *2009 IEEE Bucharest PowerTech*. IEEE, pp. 1–6, Jun-2009.
- [103] V. Monteiro, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Improved Vehicle-to-Home (iV2H) Operation Mode: Experimental Analysis of the Electric Vehicle as Off-Line UPS," *IEEE Transactions on Smart Grid*. pp. 1–10, 2016.
- [104] CERTIEL, "Regras Técnicas das Instalações Eléctricas de Baixa Tensão (RTIEBT)."
- [105] Chen Yang, "Voltage Sensor CYHVS025A." [Online]. Available: <http://www.cy-sensors.com/CYHVS025A.pdf>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [106] LEM, "Current Sensor LA 100-P." [Online]. Available: http://www.lem.com/docs/products/la_100-p_e_.pdf. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [107] Texas Instruments, "TMS320F28335 - Data Manual." [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [108] Texas Instruments, "TMS320F28335." [Online]. Available: <http://sg.rs-online.com/web/p/processor-microcontroller-development-kits/7094355/>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [109] Texas Instruments, "Control Card TMS320F28335." [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/tmstdock28335>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [110] STMicroelectronics, "Diode STTH3012W." [Online]. Available: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/d7/ce/f8/93/14/9e/4d/da/CD00096471.pdf/files/CD00096471.pdf/jcr:content/translations/en.CD00096471.pdf>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [111] FairChild, "IGBT FGA25N120ANTD." [Online]. Available: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FG/FGA25N120ANTD.pdf>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [112] FairChild, "IGBT FGA25N120ANTD." [Online]. Available: <http://pt.farnell.com/fairchild-semiconductor/fga25n120antd/igbt-npt-1200v-50a-to-3pn/dp/1095025>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [113] On Semiconductor, "Amplifier Transistor BC546." [Online]. Available: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BC546-D.PDF. [Accessed: 15-Oct-2016].

- [114] Avago-Technologies, “Optocoupler HCPL-3120.” [Online]. Available: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/hp/HCPL-3120.pdf>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [115] Avago-Technologies, “Optocoupler HCPL-3120.” [Online]. Available: <http://uk.farnell.com/avago-technologies/hcpl-3120-000e/optocoupler-2-5a-gate-drive-o/dp/9995439>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [116] Murata Power Solutions, “Isolated DC/DC Converter MEV1D1515SC.” [Online]. Available: <http://eu.mouser.com/ProductDetail/Murata-Power-Solutions/MEV1D1515SC/?qs=ejU9AuTfm8G1wJ5My72xyw%3d%3d>. [Accessed: 15-Oct-2016].
- [117] Semikron, “IGBT Module SKM100GB125DN.” [Online]. Available: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm100gb125dn-21915390>. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [118] Semikron, “IGBT Module SKM100GB125DN.” [Online]. Available: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm100gb125dn-21915390.html>. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [119] Semikron, “IGBT Driver SKHI 22AH4 R.” [Online]. Available: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521>. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [120] EPCOS/TDK, “Snubber Capacitor B32686-S1104-K503.” [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/400/MKP_B32656S-525087.pdf. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [121] EPCOS/TDK, “DC Capacitor B43456-A5108M.” [Online]. Available: https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec_2013/B43456_B43458.pdf. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [122] VISHAY, “AC Capacitor 1848C MKP.” [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/26015/mkp1848cdclink.pdf>. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [123] VISHAY, “AC Capacitor 1848C MKP.” [Online]. Available: <http://www.digikey.com/catalog/en/partgroup/mkp1848c-dc-link-series/45114>. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [124] EPCOS/TDK, “AC Capacitor B32926C3106M.” [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/400/X2_B32921_928-525137.pdf. [Accessed: 16-Oct-2016].
- [125] EPCOS/TDK, “AC Capacitor B32926C3106M.” [Online]. Available: <http://www.digikey.pt/product-detail/en/epcos-tdk/B32926C3106M/495-1891-ND/723859>. [Accessed: 16-Oct-2016].