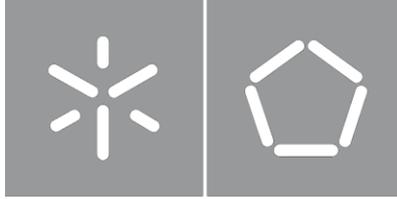




Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Carlos Miguel Gomes Mendes

**Desenvolvimento dos Conversores de
Eletrónica de Potência para a Interface
com a Rede Elétrica de um Sistema de
Transferência de Energia Sem Fios
para Mobilidade Elétrica**



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Carlos Miguel Gomes Mendes

**Desenvolvimento dos Conversores de
Eletrónica de Potência para a Interface
com a Rede Elétrica de um Sistema de
Transferência de Energia Sem Fios
para Mobilidade Elétrica**

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

Trabalho realizado sob orientação do
Professor Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

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

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

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

Licença concedida aos utilizadores deste trabalho



Atribuição-NãoComercial-SemDerivações
CC BY-NC-ND

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

Agradecimentos

A elaboração da presente dissertação tem o contributo direto e indireto de um grande conjunto de pessoas ao qual tenho muito a agradecer.

Em primeiro lugar, quero agradecer ao meu orientador Professor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, sem ele o trabalho aqui apresentado não seria possível. Toda a disponibilidade, o apoio, a dedicação e a preocupação pessoal ficarão na minha memória. Além da ajuda, a confiança em mim depositada para desenvolver este projeto foi fundamental para superar as adversidades que foram surgindo. Um muito obrigado!

Agradeço também a todas as pessoas que partilharam comigo esta jornada no laboratório do GEPE, nomeadamente, o Doutor Delfim Pedrosa, os alunos de doutoramento Tiago Sousa, José Cunha e Luís Barros, os investigadores Luís Machado, Sérgio Coelho, Cátia Oliveira, João Machado e Ana Rodrigues. Por fim, aos meus colegas que partilharam comigo o desenvolvimento da dissertação Jorge Carvalho, Carlos Martins e Daniel Barbosa. Um agradecimento especial ao Delfim Pedrosa, ao Luís Machado, ao Sérgio Coelho e ao Tiago Sousa por estarem sempre disponíveis para me ajudar e por todo o conhecimento que me transmitiram.

Um agradecimento também aos professores Doutor João Luiz Afonso e Doutor Gabriel Pinto pelos conhecimentos transmitidos nas diversas unidades curriculares de especialização e pela capacidade de ambos me motivarem nas diversas tarefas e projetos que em muito foram úteis para esta dissertação.

Tenho também a agradecer aos meus amigos do “Chat dos Manos” pelo companheirismo e amizade ao longo deste percurso e a muito outros que ficam por enumerar.

Aos meus pais e à minha irmã, obrigado pelos sacrifícios que fizeram e pelas condições que me deram para poder frequentar e terminar este curso. Por fim, quero agradecer à minha namorada Carolina que sempre esteve lá para mim e que sem ela seria impossível ter chegado até aqui. Obrigado pelas vezes em que acreditaste em mim mesmo quando achava impossível e pela capacidade de me fazeres focar nos objetivos que tenho.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “newERA4GRIDs – New Generation of Unified Power Conditioner with Advanced Control, Integrating Electric Mobility, Renewables, and

Active Filtering Capabilities for the Power Grid Improvement”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEIEEEE/30283/2017.

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “DAIPESEV – Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEIEEEE/30382/2017.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

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

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

Resumo

A aposta nos veículos elétricos (VEs) tem vindo a aumentar e, como tal, surgem novos desafios a nível da integração da mobilidade elétrica e das redes elétricas. Do ponto de vista da mobilidade elétrica, o tempo de carregamento de um VE e a autonomia continuam a ser os principais inconvenientes associados a estes veículos. Para mitigar estes problemas têm surgido vários sistemas inovadores, nomeadamente: sistemas de carregamento cada vez mais potentes que permitem diminuir o tempo de carregamento; novas tecnologias de sistemas de armazenamento de energia (maioritariamente baterias); e sistemas de gestão das baterias mais avançados e eficientes.

Do ponto de vista da rede elétrica, a integração do VE apresenta também um conjunto significativo de vantagens, especialmente, quando os mesmos empregam sistemas de carregamento bidirecionais. Assim, além do modo de operação *grid-to-vehicle* (G2V), os sistemas bidirecionais permitem também outros modos de operação como o *vehicle-to-grid* (V2G) e o *vehicle-for-grid* (V4G).

Com o objetivo de simplificar a interface entre o VE e o utilizador, assim como acompanhar as tendências do mercado, surge a necessidade de sistemas de carregamento sem fios. Atualmente, existem diversos sistemas de carregamento sem fios a operar de forma unidirecional com resultados que superaram as expectativas, tanto a nível da potência de carregamento, como de eficiência.

Nesta dissertação foi implementado em ambiente de simulação o sistema completo para um carregamento por WPT para mobilidade elétrica. Onde foi validada as topologias dos conversores e os algoritmos de controlo dos mesmo, mais especificamente a interface com a rede elétrica, a transferência de energia bidirecional e o carregamento e descarregamento das baterias.

O protótipo desenvolvido na presente dissertação foi dimensionado para uma potência de carregamento de 3,6 kW e realiza a interface entre a rede elétrica e o primário do sistema WPT. O protótipo é composto por uma única Placa de Circuito Impresso (PCB) onde se encontra o conversor CA-CC, o conversor CC-CA de alta frequência, o condicionamento de sinal e o microcontrolador. O sistema desenvolvido permite operar em três modos: G2V, V2G e V4G. Por fim, foram obtidos os resultados experimentais do protótipo que validam os três modos de operação.

Palavras-Chave: Eletrónica de Potência, Sistema de Carregamento sem fios, Veículo Elétrico (VE), Wireless Power Transfer (WPT).

Abstract

The focus on electric vehicles (EVs) has been increasing, and new challenges arise regarding the integration of electric mobility and electric networks. According to electric mobility, an EV and autonomy charging time continues to be the main drawbacks associated with these vehicles. Several innovative systems have emerged to mitigate these problems: increasingly powerful charging systems that reduce charging times; new technologies for energy storage systems (mainly batteries); and more advanced and efficient battery management systems.

According to the electricity grid, EV integration also presents a significant set of advantages, especially when using bidirectional charging systems. Thus, in addition to the grid to a vehicle (G2V) operating mode, bidirectional systems also allow for other operating modes such as vehicle to grid (V2G) and vehicle for-grid (V4G).

To simplify the interface between the EV and the user and follow market trends, the need for wireless charging systems arises. Currently, wireless charging systems operate unidirectionally with results that surpass expectations, both in charging power and efficiency.

In this dissertation, the complete system for a WPT charge for electric mobility was implemented in a simulation environment. Furthermore, the topologies of the converters and their control algorithms were validated, specifically the interface with the electrical network, the bidirectional energy transfer, and the charging and discharging of batteries.

The prototype developed was dimensioned for a charging power of 3.6 kW and performed the interface between the electrical network and the primary of the WPT system. The prototype consists of a single Printed Circuit Board (PCB) where the AC-DC converter, the high-frequency DC-AC converter, the signal conditioning, and the microcontroller are located. The developed system allows operating in three modes: G2V, V2G, and V4G. Finally, the experimental results of the prototype that validate the three modes of operation were obtained.

Keywords: Electrical Vehicle (EV), Power Electronics, Wireless Charging Systems (WCS), Wireless Power Transfer (WPT).

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iv
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Figuras.....	xii
Lista de Tabelas.....	xv
Acrónimos e Siglas.....	xvi
Nomenclatura.....	xix
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Mobilidade Elétrica.....	1
1.2 Sistemas de Carregamento Sem Fios para VEs.....	5
1.3 Enquadramento.....	11
1.4 Motivações.....	12
1.5 Objetivos.....	13
1.6 Organização da Dissertação.....	14
Capítulo 2 Sistemas de Eletrónica de Potência para WPT em Aplicações de Mobilidade Elétrica.....	16
2.1 Introdução.....	16
2.2 Conversores Monofásicos CA-CC.....	17
2.2.1 Conversor <i>Power Factor Correction</i>	19
2.2.2 Conversor <i>Interleaved</i>	20
2.2.3 Conversor <i>Full-Bridge</i>	21
2.2.4 Conversor Multinível.....	22
2.3 Conversores CC-CC.....	24
2.3.1 Conversores CC-CC Não Isolados.....	25
2.3.2 Conversores CC-CC Isolados.....	27
2.4 Circuitos de Acoplamento (Filtros Passivos).....	29
2.5 Conclusões.....	31
Capítulo 3 Estratégias de Controlo para Conversores de Eletrónica de Potência para WPT em Aplicações de Mobilidade Elétrica.....	33
3.1 Introdução.....	33
3.2 Teorias de Potência.....	33
3.2.1 Teoria Fryze – Buchholz – Debenbrock (FBD).....	34
3.2.2 Teoria <i>p-q</i>	35
3.3 Técnicas de Controlo de Corrente.....	37
3.3.1 Controlo de Corrente por Histerese.....	38
3.3.2 Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	39
3.3.3 Controlo de Corrente PI Estacionário com Modulação SPWM.....	40
3.3.4 Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM.....	42

3.4	Técnicas de Modulação PWM para Conversores CA-CC	44
3.4.1	Modulação SPWM Bipolar	45
3.4.2	Modulação SPWM Unipolar	45
3.5	Técnicas de Modulação para Conversores CC-CC	47
3.5.1	Modulação por PWM	47
3.5.2	Modulação por <i>Phase Shift</i>	48
3.6	Conclusões	52
Capítulo 4	Simulações Computacionais do Sistema de Carregamento por WPT para VEs	54
4.1	Introdução	54
4.2	Modelo de Simulação do Sistema de Carregamento por WPT para VEs	55
4.3	Controlo do Conversor CA-CC PFC	57
4.3.1	Sincronização com a Rede Elétrica	58
4.3.2	Regulação da Tensão do Barramento CC	59
4.3.3	Controlo de Corrente Preditivo	61
4.3.4	Modulação SPWM	62
4.4	Operação de Transferência de Energia Bidirecional	65
4.4.1	Regulação da Tensão do Barramento CC Secundário	67
4.4.2	Regulação da Tensão do Barramento CC Primário	69
4.5	Controlo do Conversor CC-CC	70
4.5.1	Modelo das Baterias	71
4.5.2	Algoritmo de Carregamento	72
4.5.3	Algoritmo de Descarregamento	75
4.6	Conclusões	78
Capítulo 5	Implementação da Eletrónica de Potência para o Sistema de Carregamento por WPT para VEs	79
5.1	Introdução	79
5.2	Sistema de Controlo	80
5.2.1	Algoritmo de Controlo	83
5.2.2	DSP	84
5.2.3	Sensores de Tensão	86
5.2.4	Sensores de Corrente	89
5.2.5	Condicionamento de Sinal e Proteção	90
5.2.6	Circuito de <i>Driver</i>	91
5.2.7	Placa de DAC	93
5.3	Andar de Potência	94
5.3.1	Circuito de Acoplamento à Rede Elétrica	94
5.3.2	Semicondutores de Potência	96
5.3.3	Condensadores Eletrolíticos e Condensadores de Desacoplamento	99
5.4	Conclusões	100
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Protótipo de Interface entre a Rede Elétrica e a Bobina do Lado Primário	103
6.1	Introdução	103
6.2	Sincronização com a Rede Elétrica	104
6.3	Resultados e Validação do Conversor CA-CC PFC	105
6.3.1	Operação como Retificador Ativo	106
6.3.2	Operação como Inversor	110
6.4	Operação do Inversor <i>Full-Bridge</i>	111
6.5	Conclusões	115

Capítulo 7	Conclusão.....	116
7.1	Conclusões Gerais	116
7.2	Trabalho Futuro	121
	Lista de Referências	124

Lista de Figuras

Figura 1.1 Representação do sistema de carregamento estático e dinâmico IW-WCS [27].	11
Figura 2.1 Estrutura básica de um sistema de carregamento sem fios de baterias de VEs [29].	17
Figura 2.2 Conversor de <i>full-bridge</i> a diodos (Ponte de Graetz).	18
Figura 2.3 Conversor PFC comum (baseado no conversor CC-CC de topologia <i>boost</i>).	20
Figura 2.4 Conversor PFC <i>interleaved</i> de topologia <i>boost</i> .	20
Figura 2.5 Conversor PFC bidirecional <i>full-bridge</i> .	22
Figura 2.6 Conversor PFC multinível de cinco níveis.	24
Figura 2.7. Conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> não isolado.	26
Figura 2.8. Operação no modo <i>buck</i> do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> não isolado: (a) Estado: <i>On</i> ; (b) Estado: <i>Off</i> .	26
Figura 2.9. Operação no modo <i>boost</i> do conversor CC-CC bidirecional <i>buck-boost</i> não isolado: (a) Estado: <i>On</i> ; (b) Estado: <i>Off</i> .	27
Figura 2.10. Conversor CC-CC bidirecional DAB isolado.	28
Figura 2.11 Exemplos de circuitos de compensação para acoplamento indutivo ressonante: (a) Série-Série (SS); (b) Série-Paralelo (SP); (c) Paralelo-Paralelo (PP); (d) Paralelo-Série (PS).	31
Figura 3.1 Representação de um sistema monofásico: (a) Sistema elétrico; (b) Sistema elétrico equivalente aplicando a teoria FBD.	34
Figura 3.2 Diagrama de blocos representativo da teoria <i>p-q</i> para sistemas monofásicos.	36
Figura 3.3 Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.	38
Figura 3.4 Corrente do conversor com controlo por comparador de histerese.	39
Figura 3.5 Diagrama de blocos do controlo por PS.	40
Figura 3.6 Corrente de entrada do conversor com controlo <i>periodic sampling</i> : (a) Frequência de amostragem 10 kHz; (b) Frequência de amostragem 40 kHz.	40
Figura 3.7 Corrente consumida pelo conversor com controlo de corrente PI.	41
Figura 3.8 Corrente consumida pelo conversor com controlo de corrente preditivo.	44
Figura 3.9 Modelo de controlo da técnica de modulação SPWM bipolar.	45
Figura 3.10 Princípio de operação da modulação SPWM bipolar: (a) Onda de referência e onda portador; (b) Sinal de saída da modulação SPWM bipolar.	45
Figura 3.11 Modelo de controlo da técnica de modulação SPW unipolar.	46
Figura 3.12 Princípio de operação da modulação SPWM bipolar: (a) Ondas de referência e onda portador; (b) Sinal de saída da modulação SPWM bipolar.	46
Figura 4.1 Andar de potência implementado em PSIM.	55
Figura 4.2 Sistema de controlo implementado em PSIM: (a) Controlo do lado primário; (b) Controlo do lado secundário.	56
Figura 4.3 Conversor CA-CC PFC implementado em PSIM.	57
Figura 4.4 Sinal gerado pelo algoritmo da PLL sincronizado com a rede elétrica.	58
Figura 4.5 Sinal gerado pelo algoritmo da PLL com variação de amplitude e frequência.	59
Figura 4.6 Tensão no barramento CC durante as diferentes etapas da regulação.	60

Figura 4.7 Tensão na rede elétrica e corrente consumida pelo conversor durante o carregamento e regulação do barramento CC.	61
Figura 4.8 Corrente de referência e corrente consumida pelo conversor CA-CC PFC.	61
Figura 4.9 Técnica de modulação SPWM com aplicação do <i>deadtime</i> implementada em PSIM.	62
Figura 4.10 Resultados da simulação da técnica de modulação SPWM implementada: (a) Sinais de referência (ref_v , ref_i) e onda portadora (V_m); (b) Sinais de PWM ($S1_a$, $S1_b$) aplicados aos semicondutores do primeiro braço; (c) Sinais de PWM ($S2_a$, $S2_b$) aplicados aos semicondutores do segundo braço.	63
Figura 4.11 Corrente no conversor sem compensação do <i>deadtime</i>	64
Figura 4.12 Corrente no conversor com compensação do <i>deadtime</i>	65
Figura 4.13 Conversor DAB implementado em PSIM.	66
Figura 4.14 Regulação do barramento CC secundário com modulação CSPS.	68
Figura 4.15 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência com fluxo de energia do primário para o secundário.	68
Figura 4.16 Corrente no semicondutor durante a transferência de energia entre o primário e o secundário.	69
Figura 4.17 Regulação do barramento CC primário com modulação CSPS.	70
Figura 4.18 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência com fluxo de energia do secundário para o primário.	70
Figura 4.19 Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> implementado em PSIM.	71
Figura 4.20 Modelo equivalente das baterias do VE: (a) Modelo implementado em PSIM; (b) Esquema do modelo equivalente de Thévenin.	72
Figura 4.21 Corrente nas baterias durante um carregamento completo.	74
Figura 4.22 Tensão nas baterias durante um carregamento completo.	74
Figura 4.23 Tensão no barramento CC secundário durante o modo de operação G2V.	75
Figura 4.24 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência no modo de operação G2V.	75
Figura 4.25 Corrente nos terminais das baterias e a corrente de referência durante o descarregamento.	76
Figura 4.26 Potência aos terminais da bateria durante o descarregamento.	76
Figura 4.27 Tensão aos terminais da bateria durante o descarregamento.	76
Figura 4.28 Tensão no barramento CC secundário durante o descarregamento das baterias.	77
Figura 4.29 Tensão e corrente nos terminais do transformador de alta frequência durante o descarregamento das baterias.	77
Figura 5.1 PCB do conversor CC-CC desenvolvido: (a) Vista topo; (b) Vista lateral.	80
Figura 5.2 Desenho da PCB do sistema completo do lado primário do sistema de carregamento utilizando a ferramenta PADS Layout: (a) Vista do topo; (b) Vista inferior.	81
Figura 5.3 PCB com o sistema completo do lado primário do sistema de carregamento: (a) Vista topo; (b) Vista lateral.	82
Figura 5.4 Fluxograma do algoritmo de controlo.	85
Figura 5.5 Placa de desenvolvimento DSP <i>TMDSCNCD28335</i>	86
Figura 5.6 Integração do <i>TMDSCNCD28335</i> na PCB.	87
Figura 5.7 Sensor de tensão <i>Si8920</i>	87
Figura 5.8 Esquema elétrico do sensor de tensão <i>Si8920</i>	88
Figura 5.9 Sensor de corrente <i>ACS730</i>	89
Figura 5.10 Esquema elétrico do sensor de corrente <i>ACS730</i>	90

Figura 5.11 Circuito de condicionamento de sinal.....	91
Figura 5.12 Circuito de <i>driver</i> baseado no <i>ADuM4121</i> para um único semiconductor.....	93
Figura 5.13 Placa de DAC.....	94
Figura 5.14 Integração do sistema de potência proposto.....	95
Figura 5.15 Bobina de acoplamento à rede elétrica.....	96
Figura 5.16 Semicondutor SiC MOSFET <i>C3M0065100K</i> utilizado no conversor CA-CC PFC e no inversor <i>full-bridge</i>	97
Figura 5.17 Circuito de proteção <i>gate-source</i> do SiC MOSFET.....	99
Figura 5.18 Condensador eletrolítico utilizado no barramento CC.....	99
Figura 5.19 Condensador de desacoplamento utilizados nos braços dos conversores.....	100
Figura 6.1 Sincronismo da PLL com a tensão rede elétrica (V_{PLL} : 2V/div; V_G : 25V/div).....	104
Figura 6.2 Sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica em regime permanente (V_{PLL} : 50V/div; V_G : 25V/div).....	105
Figura 6.3 Resultado experimental do controlo de corrente em malha aberta (I_{RL} : 5 A/div; I_{REF} : 2 A/div).....	105
Figura 6.4 Resultado experimental do controlo de corrente em malha fechada (I_{RL} : 5 A/div; I_{REF} : 2 A/div).....	106
Figura 6.5 Esquema elétrico do ensaio realizado ao conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo.....	106
Figura 6.6 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo: (a) Transição da entrada em ação do algoritmo de controlo (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{CC} : 20 V/div); (b) Operação em regime permanente (V_G : 10 V/div; I_L : 5 A/div; V_{CC} : 20 V/div).....	107
Figura 6.7 Resultado experimental da tensão da rede elétrica e da corrente de entrada do conversor CA-CC na passagem por zero (V_G : 5 V/div; I_L : 5 A/div).....	108
Figura 6.8 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a produzir energia reativa capacitiva: (a) Operação em regime permanente (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{CC} : 20 V/div); (b) Transição em zero (V_G : 2 V/div; I_L : 200 mA/div).....	109
Figura 6.9 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo com barramento CC de 1540 μ F (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{CC} : 20 V/div).....	109
Figura 6.10 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo com tensão de entrada de 50 V RMS (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{CC} : 20 V/div).....	110
Figura 6.11 Esquema elétrico do ensaio realizado ao conversor CA-CC PFC a operar como inversor.....	110
Figura 6.12 Resultado Experimental do Conversor CA-CC a operar como inversor: (a) Tensão de entrada 40 V e corrente com valor de pico 2 A (V_R : 25 V/div; I_L : 2 A/div; V_{CC} : 20 V/div); (b) Tensão de entrada 50 V e corrente com valor de pico 3 A (V_R : 25 V/div; I_L : 2 A/div; V_{CC} : 20 V/div); (c) Tensão de entrada 65 V e corrente com valor de pico 4 A (V_R : 25 V/div; I_L : 5 A/div; V_{CC} : 20 V/div).....	111
Figura 6.13 Esquema elétrico dos ensaios realizados ao inversor <i>full-bridge</i>	112
Figura 6.14 Resultado experimental do ensaio do inversor <i>full-bridge</i> com alteração da frequência: (a) 10 kHz (V_{RL} : 25 V/div; I_{RL} : 2 A/div; V_{CC} : 10 V/div; I_F : 1 A/div); (b) 100 kHz (V_{RL} : 25 V/div; I_{RL} : 1 A/div; V_{CC} : 20 V/div; I_F : 1 A/div).....	113
Figura 6.15 Resultado experimental do inversor <i>full-bridge</i> com desfaseamento entre braços: (a) 60° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{CC} : 50 V/div; I_F : 2 A/div); (b) 90° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{CC} : 50 V/div; I_F : 2 A/div); (c) 120° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{CC} : 50 V/div; I_F : 2 A/div).....	114
Figura 6.16 Resultado experimental do inversor full-bridge a operar sem desfaseamento entre braços (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{CC} : 50 V/div; I_F : 2 A/div).....	114

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 Tabela de estados do conversor PFC comum (baseado no conversor CC-CC de topologia <i>boost</i>).	19
Tabela 2.2 Tabela de estado do conversor PFC <i>interleaved</i> de topologia <i>boost</i>	21
Tabela 2.3 Tabela de estados do conversor PFC bidirecional <i>full-bridge</i>	22
Tabela 2.4 Tabela de estados do conversor PFC multinível de cinco níveis.	24
Tabela 4.1 Parâmetros do sistema implementado em PSIM.	57
Tabela 5.1 Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão.	88

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEPIUM	Carro Elétrico Plug-in da Universidade do Minho
CMR	<i>Coupled Magnetic Resonance</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
CSPS	<i>Conventional Single Phase Shift</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DHB	<i>Dual Half Bridge</i>
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DWC	<i>Dynamic Wireless Charging</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESPS	<i>Extended Single Phase Shift</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESPS	<i>Extended Single Phase Shift</i>
FBD	<i>Fryze – Buchholz – Depenbrock</i>
FER	Fontes de Energia Renovável
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>

GaN	<i>Gallium Nitride</i>
GEE	Gases de Efeito de Estufa
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
H2V	<i>Home-to-Vehicle</i>
HPFC	<i>High Power Factor Converters</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPQC	<i>Improved Power Quality Converter</i>
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
IW-WCS	<i>In-Wheel Wireless Charge System</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMC	<i>Permanent Magnet Coupled</i>
PS	<i>Periodic Sampling</i>
PSRR	<i>Power Supply Rejection Ratio</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
QWC	<i>Quasi-Dynamic Wireless Charging</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SiC	Carboneto de Silício
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SMR	<i>Switched Mode Rectifiers</i>

SOC	<i>State of Charge</i>
SOH	<i>State of Health</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPS	<i>Single Phase Shift</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
SWC	<i>Static Wireless Charging</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TRM	<i>Triangular Modulation</i>
TVS	<i>Transient-Voltage-Suppression</i>
TZM	<i>Trapezoidal Modulation</i>
UPS	<i>Pulse-Width Modulation</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Home</i>
V2H	<i>Vehicle-to-Home</i>
V2V	<i>Vehicle-to-Vehicle</i>
V4G	<i>Vehicle-for-Grid</i>
VE	Veículo Elétrico
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
WCS	<i>Wireless Charging Systems</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

Nomenclatura

f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_s	Frequência de amostragem	Hz
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
THD	Distorção harmónica total calculada em percentagem da amplitude da fundamental	%
V_i	Tensão de entrada	V
V_{pri}	Tensão no primário do Transformador	V
V_{sec}	Tensão no secundário do Transformador	V
V_{cc}	Tensão no barramento CC	V
V_{cc1}	Tensão no barramento CC primário	V
V_{cc2}	Tensão no barramento CC secundário	V
V_G	Tensão da rede elétrica	V
V_{PLL}	Tensão da PLL	V
V_{bat}	Tensão da bateria	V
I_{bat}	Corrente na bateria	A
P_{bat}	Potência da bateria	W
i_{ref}	Corrente de referência	A
V_{GS}	Tensão <i>gate source</i>	V
V_{DS}	Tensão <i>drain source</i>	V
i_L	Corrente na bobina de acoplamento à rede elétrica	A
I_{pri}	Corrente no primário do transformador	A
I_{sec}	Corrente no secundário do transformador	A
i_{conv}	Corrente no conversor	A
i_{RL}	Corrente na carga RL	A

Capítulo 1

Introdução

1.1 Mobilidade Elétrica

O aparecimento dos primeiros veículos elétricos (VEs) remontam ao do século XIX, numa primeira fase com locomotivas e triciclos, em 1893 o francês Paul Pouchain desenvolveu com sucesso o primeiro VE capaz de transportar 6 pessoas e atingia uma velocidade de 16 km/h [1], [2]. Após este sucesso, no início do século XX os VEs atingiram o seu pico de sucesso, tendo uma cota de mercado de 38%, só superada em dois pontos percentuais pelos veículos a vapor e os restantes 22% do mercado eram representados pelos veículos a gasolina [1], [2].

Após o ano de 1920 os VEs foram-se extinguindo do mercado devido a diversos fatores. A criação do motor de arranque elétrico para veículos com motor de combustão interna, a produção em massa de veículos com motor de combustão interna pela *Ford* provocou uma diminuição abrupta do seu preço, a descoberta de grandes reservas de petróleo nos EUA e a pavimentação das estradas entre as cidades surgiu a necessidade de viagens mais longas, para qual o VE não era capaz devido à sua autonomia. O interesse pelos VEs voltou a ressurgir entre 1973 e 1974 com o embargo do petróleo árabe, mas após a retoma do preço do petróleo este interesse diminuiu novamente [3]. Com o surgimento das preocupações ambientais na década de 80, voltou a despoletar o interesse nos VEs e, desde então, a sua evolução tem sido constante.

Assim, atualmente os principais fabricantes automóveis têm na sua gama veículos elétricos, quer sejam veículos totalmente elétricos (*Battery Electric Vehicle* - BEV) ou veículos elétricos híbridos *plug-in* (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle* - PHEV). O investimento dos fabricantes e os apoios estatais quer na aquisição dos VEs quer no seu desenvolvimento, permitiu nos últimos anos mitigar as desvantagens dos VEs, como o preço das baterias, tempo de carregamento e a sua autonomia. Com estes avanços as vendas de VEs estão a aumentar de ano para ano. Em Portugal, no ano transato, as vendas subiram 56,7% com um total de 13023 unidades, dos quais 7225 são BEV e 5798 são PHEV. A tendência no mercado nacional é aumentar e a prova disso é que nos dois primeiros meses de 2020 as vendas superaram em 73% o período homólogo do ano anterior [4].

Com o aumento do número de VEs o paradigma do setor dos transportes está a mudar. Este setor tem o consumo energético em Portugal a aumentar nas últimas décadas, tendo registado no ano de 2017 o seu máximo de 37,2%, onde grande parte deste consumo foi proveniente de fontes não renováveis, principalmente o petróleo [5]. Com a escassez dos combustíveis fósseis, o seu preço a aumentar de ano para ano e associando a tudo isto a questão ambiental, é imperativo que os consumos energéticos deste setor sejam provenientes de fontes renováveis. Tratando-se Portugal de um país importador de combustíveis fósseis [5] e, em simultâneo, um país com excelentes condições para apostar em energias renováveis, ainda mais sentido faz a aposta nos VEs.

Neste contexto, as redes elétricas estão, cada vez mais, a ser requisitadas por VEs para os quais não foram preparadas. Para efetuar o carregamento das baterias o VE é conectado à rede elétrica, sendo necessário converter a tensão sinusoidal da rede em tensão contínua. Para tal, é utilizado um conversor CA-CC, também conhecido como retificador. Na sua forma mais simples, este conversor utiliza uma ponte retificadora não controlada com filtros capacitivos para retificar a tensão alternada. No entanto, este método cria efeitos indesejáveis, como por exemplo, a injeção de harmónicos de corrente e um baixo fator de potência à entrada do conversor. Além disso, necessitam de filtros CA e CC de grandes dimensões [6]. De forma a combater estes problemas, surgiram novas topologias de conversores CA-CC e novas propostas de esquemas de controlo que permitem mitigar os problemas de Qualidade Energia Elétrica (QEE) causados pelos convencionais conversores CA-CC. Na literatura [6]–[10] estas novas topologias de conversores são denominadas de *power factor correction converters* (PFCs), *improved power quality converters* (IPQCs), *switched mode rectifiers* (SMRs), *PWM converters* e *high power factor converters* (HPFCs). Conectado a este tipo de conversores geralmente está um conversor CC-CC responsável pela interface com as baterias, de forma a efetuar um carregamento adequado das mesmas.

O processo de carregamento das baterias dos VEs pela conexão à rede elétrica, designado por *Grid-to-Vehicle* (G2V), terá de ser regulado com o aumento do número de VEs, caso não se tomem medidas pode acarretar graves consequências nas redes elétricas [11]. Podem ocorrer sobrecargas das linhas de transporte, quedas de tensão elevadas, sobrecarga nos transformadores de distribuição, desequilíbrios entre as três fases, aumento das perdas nas linhas de transporte de energia, alteração da frequência e consumo de harmónicos de corrente. Todos estes problemas serão agravados quando nas horas de pico do consumo de energia se adicionarem ainda o carregamento das baterias dos VEs

[12]. Nesta situação, será necessário produzir ainda mais energia e conseqüentemente haverá um aumento do preço, podendo ainda provocar em último caso um colapso da rede elétrica.

A solução para todos estes problemas não passa apenas pela regulamentação do carregamento, nem pela reformulação da rede elétrica, o que traria elevados custos às empresas responsáveis pela distribuição de energia e, conseqüentemente, para todos os consumidores. A regulamentação em simultâneo com a engenharia são a solução para estes problemas [13]. Neste sentido, já se trilhou o caminho futuro: desenvolver uma rede de comunicação bidirecional que contenha um controlador central e controladores locais [14]. Além disso, dotar os VEs e, as estações de carregamento com a capacidade de comunicarem em tempo real com os controladores, de modo a garantir o bom funcionamento da rede de distribuição de energia. O controlador principal será responsável pelo tratamento e gestão de todos os dados recorrendo a algoritmos bastante complexos, de forma a balancear o carregamento dos VEs com as outras cargas já existentes na rede elétrica, para tornar o carregamento mais eficiente e minimizar o impacto do mesmo na rede elétrica.

Com a criação destas redes de comunicação entre os diversos intervenientes presentes na rede elétrica é possível dotar os VEs e as estruturas de carregamento de carregadores com fluxo de energia bidirecional. Esta abordagem permite a criação de novos conceitos no funcionamento dos VEs, como *Vehicle-to-Grid* (V2G), *Vehicle-for-Grid* (V4G) *Vehicle-to-Home* (V2H), *Home-to-Vehicle* (H2V) e o *Vehicle-to-Vehicle* (V2V) [15]–[19]. Estes novos conceitos permitem que os VEs possam interagir com a rede e passem a ser vistos do ponto de vista da rede elétrica não só como uma carga, mas também como um fornecedor e como uma fonte de armazenamento de energia [20]. Esta interação entre os VEs e a rede é a peça chave no futuro das *smart-grids*, das *smart-homes* e no conceito de *load shift*.

O conceito de *smart-home* torna-se mais interessante e completo quando conjugado com o conceito V2H. Para isso, apenas é necessária a existência de um VE na habitação e uma pequena reformulação da rede de distribuição da habitação [21]. Isto permite que, no caso de uma falha de energia por parte da rede de distribuição, o VE opere como uma UPS fornecendo energia à habitação. Além disso, ainda é possível, caso existam sistemas de produção de energias renováveis - como fotovoltaica ou micro eólicas - instaladas na habitação, integrar tudo isto com o VE e formar uma micro rede na habitação. Desta forma, é possível suprimir as necessidades dos moradores em horas que a energia é mais cara e assim reduzir sua fatura elétrica. Outra possibilidade é armazenar nas baterias do VE energia produzida por fontes renováveis com o intuito de injetar a qualquer momento e em qualquer lugar em que o veículo seja conectado à rede elétrica.

O modo H2V é utilizado num VE combinando-o com os modos G2V e V2G. A principal diferença deste modo com G2V e V2G é que o carregamento do VE é efetuado tendo em conta as cargas existentes na habitação. Esta funcionalidade visa evitar disparos no disjuntor da habitação por sobrecorrentes. Para ser possível implementar esta funcionalidade é necessário que a corrente consumida pelos aparelhos elétricos seja medida pelo quadro elétrico da habitação e comunicada ao VE [22]. Assim, é possível determinar com que valor de corrente pode ser carregado o VE tendo em conta a corrente total admissível na habitação.

O conceito V2G e V2V necessitam de um grande número de VEs para ter um impacto na rede, devido à reduzida capacidade de armazenamento das baterias dos VEs. Um VE que permita o modo de operação V2G irá efetuar trocas de energia com a rede elétrica e estas trocas de energia estão limitadas à pequena capacidade de armazenamento das baterias e às necessidades do utilizador. Como tal, será necessária uma grande frota de VEs ligados à rede, um algoritmo de controlo para processar a informação proveniente dos diversos intervenientes ligados à rede de distribuição elétrica para não prejudicar o utilizador do VE e que o período de tempo em que o VE está a suprimir uma necessidade da rede elétrica seja curto.

O conceito V4G permite que o VE passe a produzir energia reativa e a operar como filtro de potência ativo, i.e., produzir corrente de compensação harmónica [23]. Estando o carregador conectado à rede elétrica e não esteja a funcionar nos modos V2G ou G2V a sua potência nominal pode ser utilizada para compensar os harmónicos de corrente na corrente da habitação. Neste cenário não é consumida qualquer energia das baterias do VE, apenas é aproveitado o sistema de carregamento para mais uma função e assim rentabilizar o equipamento. Se o modo de funcionamento V4G for utilizado em simultâneo com os modos V2G ou G2V, a alteração em relação ao funcionamento exclusivo no modo V4G é que apenas uma parte da potência nominal do carregador é dedicada a esta função, sendo a restante utilizada para carregar o veículo ou para injetar na rede [21].

O conceito V2V pretende que os VEs criem uma “comunidade” que permita a troca de energia entre si, sem a necessidade de criar novas infraestruturas adicionais [25]. Tal como o conceito V2G, o conceito V2V necessita de um algoritmo de controlo e de uma troca de informação entre os intervenientes a ocorrer de forma exímia, para que nenhum utilizador dos VEs presentes na “comunidade” saia prejudicado.

Com os conceitos de V2G, V4G, V2H, H2V e V2V, é possível vislumbrar um futuro risonho na mobilidade elétrica, deixando os VEs de ser mais um grande fardo para a rede elétrica de distribuição, mas sim apenas mais um interveniente que bem coordenado, pode inclusive ajudar a resolver problemas atualmente existentes de QEE e aumentar a eficiência energia.

1.2 Sistemas de Carregamento Sem Fios para VEs

Em simultâneo com a evolução do VEs, está a acontecer uma evolução nos sistemas de carregamento dos mesmos. Um sistema de carregamento pode ser classificado de acordo com o seu arranjo em relação ao VE, isto é, *on-board* ou *off-board*. Um sistema de carregamento classificado como *on-board* tem os componentes eletrónicos necessários para efetuar o carregamento na estrutura do VE, já um sistema *off-board* tem os componentes necessários para o carregamento numa estrutura exterior ao VE. Em ambos os sistemas o fluxo de potência pode ser unidirecional ou bidirecional.

Dentro dos sistemas de carregamento existem dois níveis de carregamento lento (nível 1 e nível 2) e um nível de carregamento rápido (nível 3) [26]. O nível 1 é destinado a carregamentos em CA efetuados nas habitações dos utilizadores ou mesmo em locais públicos dotados deste sistema com uma potência em CA inferior a 2 kW. Este é um carregamento monofásico e efetuado através de um carregador *on-board*. O nível 2 é considerado o método principal, tanto para carregamento em espaços privados como públicos. Este é um carregamento semirrápido em CA com uma potência de carregamento de 4 kW a 20 kW. Os sistemas de carregamento deste nível também podem utilizar tensões trifásicas e tal como no nível 1, o carregador é *on-board*. Por fim, o nível 3 é um carregamento efetuado em CC, que permite um carregamento rápido das baterias, com uma potência de carregamento a partir de 20 kW a 120 kW. Para um sistema de carregamento de nível 3 é utilizado um carregador *off-board*, devido ao grande volume e peso dos componentes eletrónicos utilizados.

No carregamento sem fios, além do nível de potência, o sistema de carregamento pode ser caracterizado de três formas: (1) o carregamento estacionário (*Static Wireless Charging* - SWC), que tal como o nome indica é feito com o veículo estacionado; (2) o carregamento dinâmico (*Dynamic Wireless Charging* - DWC) em que o veículo é carregado enquanto circula na faixa de rodagem equipada com este sistema; e, por fim, (3) o carregamento quase dinâmico (*Quasi-Dynamic Wireless Charging* - QWC), onde o veículo é carregado por curtos períodos de tempo, por exemplo, em semáforos ou paragens de autocarro.

De acordo com a literatura [26], [27], a tecnologia de transferência de energia sem fios é denominada de *Wireless Power Transfer* (WPT). Esta tecnologia é utilizada com sucesso em diversas aplicações no mercado, mas com baixo nível de potência. Um marco importante no carregamento sem fios aconteceu em 1999, quando Sakamoto et al. [28] desenvolveram um novo acoplador indutivo com 97% de eficiência e com uma potência de 8,3 kW, com uma distância de 3 mm entre os acopladores e uma frequência de 100 kHz. Com estes resultados, os autores provaram que a distância entre o transmissor e o recetor pode ser aumentada e, assim, automatizar o carregamento. Desde então, os investigadores estão a trabalhar para aumentar esta distância, mas com o aumento do nível de potência, a distância passa a ser um desafio.

O sistema WPT utiliza tecnologias como *Inductive Power Transfer* (IPT), *Coupled Magnetic Resonance* (CMR), *Permanent Magnet Coupled transfer* (PMC), *laser* e micro-ondas ou ondas rádio [26], [29]–[31]. No caso dos VEs, não podemos afirmar qual a tecnologia mais eficaz no carregamento das baterias. O CMR é muito eficaz para sistemas WPT de baixa e média potência, já o IPT é melhor na transferência de energia em alta tensão, uma vez que não é necessário um circuito ressonante [32],[33]. Um projeto marcante nos sistemas de carregamento por WPT e focado nos VEs, é o projeto *Online Electric Vehicle* (OLEV) [34] iniciado pela KAIST em 2009. Este projeto trata-se de um DWC, com uma eficiência de 83% para 60 kW, a uma frequência de 20 kHz e com um gap entre os acopladores de 200 mm para uma tolerância lateral de 300 mm. A relevância deste projeto foi tal que, ao longo dos anos foi sofrendo melhorias criando várias gerações do sistema OLEV e conseguindo reduzir drasticamente o custo de produção do projeto OLEV em um terço, quando comparado com o projeto *Partner for Advanced Transit and Highways* PATH [35]. Mais recentemente em Málaga, Espanha, foi implementado um sistema WPT dinâmico a operar num percurso de 10 km para o autocarro número 16, com uma potência máxima de 200 kW a uma frequência de 35 kHz [36].

O sistema de carregamento por WPT pode ser dividido em dois grupos. O primeiro grupo usa tecnologia de campo próxima e o segundo grupo usa tecnologia de campo distante ou remoto. Na tecnologia de campo próxima, a energia permanece numa pequena região próxima do transmissor e, se o recetor não estiver ao alcance do transmissor, não há transferência de energia. Na região próxima deste campo, temos o campo magnético e o campo elétrico, logo a energia pode ser transferida através de campo magnético por bobinas e por campo elétrico por elétrodos. Um sistema WPT que utilize o campo elétrico não é viável para o carregamento de VEs devido à sua elevada taxa de decaimento de energia com o aumento da distância, em comparação com o mesmo sistema, mas com

campo magnético. O campo magnético consegue penetrar paredes, objetos e pessoas, facilitando a sua utilização. Para efetuar o carregamento por WPT recorrendo ao campo magnético as tecnologias mais relevantes são as três já referidas anteriormente, a tecnologia IPT, a CMR e a PMC.

O carregamento baseado na tecnologia IPT usa o princípio da indução magnética para transmitir energia sem um meio físico. Esta tecnologia já existe há bastantes anos e já existem produtos no mercado com sucesso que recorrem a este princípio, mas em aplicações de baixo nível de energia. O projeto (PATH) [35] desenvolvido em 1982 na Califórnia, EUA, conseguiu realizar a transferência de energia para um VE a uma frequência de 400 Hz, com uma distância de 50 a 100 mm entre o transmissor e o recetor, obtendo uma eficiência de 60%. Desde então, diversos fabricantes automóveis e empresas desenvolveram os seus protótipos de sistemas de carregamento recorrendo à tecnologia IPT, por exemplo: o *Groupe PSA* com o projeto *Transport Urban Individual et Public* (TULIP) [37], a *Wampfler* que estabeleceu um sistema IPT e em 2009 [37], a *Showa Aircraft Company* no Japão desenvolveu um sistema IPT para VEs com uma potência de 30 kW com a frequência de 22 kHz, com um gap de 140 mm e conseguindo uma eficiência de 92% [38].

A transferência de energia com acoplamento indutivo necessita apenas de um par de bobinas acopladas. No lado do transmissor é gerada uma corrente alternada que flui através de uma bobina, criando um campo magnético. Do lado recetor existe uma bobina próxima do transmissor que irá captar este campo e gerar uma corrente. Já na tecnologia CMR a transferência é feita com um par de bobinas e respetiva capacitância. A introdução da capacitância permite que o transmissor e o recetor tenham a mesma frequência ressonante, permitindo assim uma transmissão de energia mais eficiente e com maior distância, quando comparado a sistemas indutivamente acoplados.

O projeto OLEV, funciona com base no acoplamento de ressonância e o sucesso foi tal que foi considerada uma das 50 principais invenções de 2010 a nível mundial [39]. Os sistemas de carregamento WPT com tecnologia CMR estão a ser grande aposta dos fabricantes automóveis como a Tesla, Toyota, Nissan e muitos outros. Além destes grandes grupos empresariais, há diversos grupos de investigação a desenvolverem protótipos e estudos nesta área como em [40]–[42]. Por fim temos a tecnologia PMC, que surgiu na Universidade da Colúmbia Britânica [43]. O funcionamento de um sistema de carregamento WPT com a tecnologia PMC baseia-se no efeito de engrenagem magnético, isto é, um íman permanente de neodímio atua como acoplador magnético. O rotor do lado primário é permanentemente magnetizado e gira o rotor secundário à mesma velocidade, tendo assim uma velocidade síncrona. Um protótipo deste sistema foi desenvolvido por Covic et al. [44], com uma

eficiência de 81% na transferência de potência a uma frequência de 150 Hz para uma distância de 150 mm. Em comparação com a tecnologia IPT e CMR, o PMR apresenta diversas desvantagens devido a vibrações e ruídos dos componentes mecânicos. Este esquema apresenta ainda problemas com o alinhamento e a necessidade de manutenção mais regular.

Os sistemas de carregamento por WPT que recorrem a tecnologia de campo distante ou remoto são compostos por três fases: a primeira fase corresponde à conversão de energia elétrica em radiofrequência, micro-ondas ou laser; a segunda fase corresponde à transmissão da energia convertida numa das formas enunciadas anteriormente através do espaço, e por fim, a captação da energia transmitida e sua conversão em energia elétrica. A utilização das ondas de rádio ou micro-ondas para transferir energia já é bastante antiga, com Nikola Tesla em 1904 a transferir energia por ondas de rádio a 150 kHz [45]. Em 1964, Brown criou um helicóptero e planou sem qualquer bateria, recorrendo a um magnetrão para fornecer energia [46]. Com o avançar dos anos a gama de objetos alimentados por esta tecnologia aumentou bastante, como satélites e aplicações comerciais [47], [48].

Ao nível do setor automóvel, entre os anos de 2003 e 2008, Shinohara trabalhou em parceria com a *Nissan Motors* e desenvolveram um sistema WPT a uma frequência de 2,45 GHz, obtendo uma eficiência de 76% [49]. Este valor permitiu validar o carregamento das baterias de um VE recorrendo a micro-ondas. Nesta mesma altura a *Mitsubishi Heavy Industries Ltd.*, a *Daihatsu Motor Company Ltd.*, a *Fuji Heavy Industries* e a *Mitsubishi Motors Corporation* desenvolveram em conjunto um projeto com a Universidade de Kyoto focado em *Maximum Power Transfer* para VEs [48]. Outra forma de carregamento recorrendo às tecnologias de campo distante é o laser [26]. Esta tecnologia permite transmitir energia a uma distância bastante considerável, mas a sua eficiência é limitada, o que torna o carregamento de VEs não muito viável. Além da baixa eficiência, a tecnologia laser é bastante complexa e as precauções devem ser enormes. Isto, porque, qualquer falta de direccionalidade do raio laser pode por vidas em perigo e perdas de energia.

A implementação dos sistemas de carregamento por WPT está em diferentes fases conforme o tipo de sistema de carregamento. O carregamento estático está numa fase mais avançada, já com normas impostas pela SAE, como a norma SAE 2954 [50] com especificações e regras no desenvolvimento e implementação. No desenvolvimento do sistema DWC há duas abordagens no desenvolvimento das faixas de carregamento. A primeira abordagem utilizada uma bobina de transmissão notavelmente maior que a bobina de captação e foi denominada faixas de bobina esticada. A segunda abordagem é chamada de faixa de bobinas aglomeradas ou agrupadas, e é constituída por

um conjunto de bobinas transmissoras com dimensão idêntica à bobina de captação. O projeto OLEV da KAIST [34] recorreu a faixas de bobinas esticadas, já na Universidade de Auckland [42] a opção recaiu por faixas de bobinas aglomeradas. Os primeiros estudos nesta área centraram-se no dimensionamento das bobinas e na análise do desalinhamento entre os eixos das bobinas para os sistemas SWC [51], [52]. Já nos sistemas DWC o âmbito principal de investigação centra-se no dimensionamento das bobinas esticadas [53] e na interação entre faixas de bobinas aglomeradas lado a lado[54].

Outra questão a ter em conta no desenvolvimento dos sistemas DWC, é a velocidade do veículo devido à mudança de posição da bobina secundária e à variação do fluxo de energia conforme a variação da posição. Quando a bobina primária e secundária estão completamente alinhadas a transferência de energia é 100%. Numa posição intermédia a taxa desce para metade e é necessário ter em conta esta diminuição da transferência de fluxo e a distância do veículo ao solo, de forma que a eficiência do sistema torne o mesmo viável.

Quando os sistemas SWC e DWC tiverem totalmente implementados e com fácil acesso, será possível tornar viável o sistema QWC. Este sistema requer uma grande análise de custos, devido ao elevado investimento inicial, pois é necessário conjugar este sistema com o DWC e/ou SWC. Jang et al. [53] desenvolveram um modelo de otimização para um transporte público que é carregado enquanto se move lentamente ou está parado, e analisaram o investimento necessário em comparação com um SWC e DWC. As conclusões deste estudo demonstram que o sistema QWC não é um concorrente ao sistema DWC, devido à especificidade de locais em que pode ser aplicado, i.e., apenas pode ser usado em sistemas de transporte público com rotas muito específicas. Uma outra conclusão deste estudo é que a implementação dos sistemas de carregamento QWC será mais um fator na redução da complexidade do sistema de controlo e uma grande redução dos custos de implementação das infraestruturas.

Uma outra abordagem para os sistemas QWC é a sua implementação em semáforos, isto é, sempre que o semáforo esteja vermelho é ativado o acoplador magnético que se encontra no chão, permitindo assim carregar os VEs. Este sistema é ativado de acordo com um controlador em comum com o controlo dos semáforos. De forma a validar este conceito e a viabilidade do mesmo Mohamed et al [55] testaram o conceito acima referido em 3 cenários diferentes. Os autores chegaram à conclusão de que este sistema será muito eficiente em sistemas de autocarro devido às paragens regulares e sempre nos mesmo locais. O projeto KAIST OLEV [34] já referido anteriormente, realiza o

carregamento das baterias com um nível de energia maior quando o autocarro realiza paragens em pontos específicos, como as paragens para entrada e saída de passageiros ou semáforos, enquanto o carregamento dinâmico é realizado com um nível de energia inferior.

Dado o exposto até aqui, são notáveis a complexidade e a abrangência de áreas de estudo de um sistema de carregamento por WPT. Como tal, cada uma delas pode ser foco de uma aprofundada investigação. Questões como a arquitetura dos acopladores, a distância, a frequência de carregamento, a topologia da rede de compensação, o alinhamento e o design das bobinas afetam direta ou indiretamente, de forma drástica a eficiência do sistema. Com a variabilidade de abordagens possíveis no desenvolvimento de um sistema de carregamento por WPT para VEs, é necessária uma padronização dos critérios de segurança, eficiência, limites para o campo magnético e a interoperabilidade do sistema. A interoperabilidade e a compatibilização são um requisito indispensável no desenvolvimento de qualquer sistema de carregamento para VEs. Isto porque, o utilizador não pode ter a preocupação da estação ou local de carregamento não ser compatível com o seu veículo. Para prever estas situações a norma IEC 61980-1 [56] especifica os critérios para sistemas WPT para VE, em que a fonte é a rede elétrica ou até mesmo um de um sistema de armazenamento local, com tensões de alimentação padrão de acordo com o *International Electrotechnical Commission* IEC 60038 [57] até 1000 V CA e até 1500 V CC.

Em jeito de conclusão, é possível notar a grande evolução dos sistemas de carregamento de baterias de VEs que recorrem ao princípio WPT. Além disso, é de salutar os novos métodos como o *in-wheel wireless charge system* (IW-WCS) que se pode observar na Figura 1.1. O sistema IW-WCS permite combater os dois principais problemas do carregamento sem fios: (1) o gap entre o acoplador primário e secundário e (2) desalinhamento entre as bobinas. A maior proximidade entre as bobinas permite aumentar a eficiência do sistema, mas por outro lado, a complexidade deste sistema é maior. A colocação de múltiplas bobinas em paralelo na estrutura do pneu é de grande detalhe e a vantagem desta opção é o facto da bobina recetora, que está em contacto com o transmissor ser a única a estar ativa. Em casos que ocorra um desalinhamento horizontal, para colmatar a menor taxa de transferência de energia, as várias bobinas presentes no pneu são ativadas de forma a tentar aumentar a taxa de acoplamento. Cada uma das bobinas recetoras presentes no pneu implica um elemento capacitivo ressonante, um retificador e um circuito de filtragem. Em geral, o IW-WCS tem potencial para ser mais eficiente do que o sistema DWC, uma vez que recorre a um sistema de acoplamento em que o secundário já se encontra na estrutura de qualquer veículo. No entanto, ainda se encontra numa fase

muito embrionária, como tal todas as conclusões e suposições quanto à sua evolução são um pouco ambíguas.

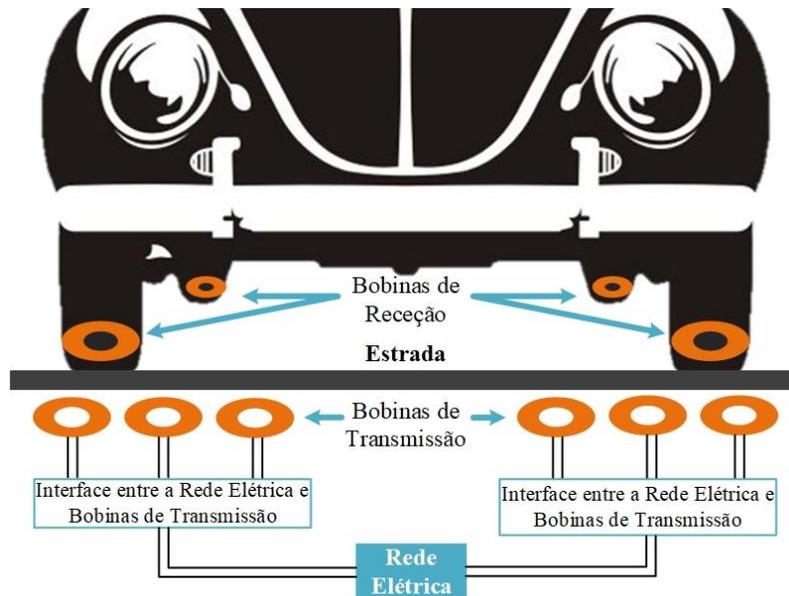


Figura 1.1 Representação do sistema de carregamento estático e dinâmico IW-WCS [27].

1.3 Enquadramento

Com a sensibilização da população mundial para a questão ambiental e com os governos de quase todos os países a promulgar medidas e leis para reduzirem as emissões de Gases com Efeito de Estufa (GEE), o setor dos transportes está a sofrer uma grande mudança para fazer face a esta nova realidade [58]. Com o acordo de Paris [59], os países comprometeram-se até 2050 em atingir a neutralidade carbónica, isto é, haver um equilíbrio entre as emissões e absorção de carbono. Para compensar as emissões de GEE existem os denominados sumidouros de carbono. Um sumidouro de carbono é definido, como qualquer sistema que absorva mais carbono do que emita, além dos sumidouros naturais como o solo, as florestas e os oceanos existem sistemas artificiais, mas até agora nenhum foi capaz de reter o carbono da atmosfera à escala necessária para combater o aquecimento global. Se os sumidouros de carbono não conseguem acompanhar a emissão de carbono é necessário compensar estas emissões de forma a atingir a neutralidade e isso passa pelo investimento nas energias renováveis, na eficiência energética e em tecnologias limpas e de baixas emissões.

Com os veículos a produzirem cerca de 33% das emissões de dióxido de carbono na União Europeia [60], é fundamental que este setor se torne “mais amigo” do ambiente. De forma que o setor dos transportes cumpra com as metas ambientais acordadas, é necessário que haja uma maior

proliferação de VEs para a reduzir as emissões de carbono. Se a aposta futura é nos VEs, é necessário saber o impacto ambiental destes veículos durante a sua vida útil, para tal existe o ciclo de emissões chamado de *well-to-wheel*. Com diversos estudos já realizados é possível concluir que mesmo em zonas em que a produção de energia recorre a combustíveis fósseis, principalmente carvão, as emissões continuam a ser menores que os veículos de combustão interna [61]. Mas se existir outra abordagem, em que a energia elétrica é produzida por FER, as emissões de carbono são bastante menores. As emissões provocadas pelos VEs é uma questão que pode ser vista de diversos prismas e, com este projeto de dissertação, pretende-se diminuir ainda mais as emissões tornando o carregamento mais eficiente e apresentar novas soluções em forma de contributo para o futuro dos VEs, e, consequentemente do nosso planeta.

Surge então a oportunidade de desenvolver toda a eletrónica de potência necessária para a criação de um sistema de carregamento por WPT bidirecional para mobilidade elétrica. Este sistema é dividido em duas partes: uma parte *off-board* e outra *on-board*. O sistema *off-board* é responsável pela interface entre a rede elétrica e o acoplador magnético primário. Nesta parte do sistema encontramos os filtros de acoplamento com a rede elétrica, um retificador totalmente controlado de topologia *full-bridge* e um inversor também totalmente controlado de topologia *full-bridge*. A segunda parte do sistema encontra-se incorporada na estrutura do veículo (*on-board*) e é responsável pela interface entre o acoplador magnético secundário e as baterias do veículo. Para realizar a interface entre o secundário e as baterias do VE encontram-se dois conversores. Numa primeira fase um retificador totalmente controlado *full-bridge* e, numa segunda fase, para realizar a interface com as baterias encontramos um conversor CC-CC responsável por regularizar a tensão e a corrente com que é realizado o carregamento das baterias para aumentar o tempo de vida útil das baterias. Todos os conversores utilizados no sistema *off-board* e *on-board* serão bidirecionais de forma a permitir o fluxo de energia G2V e V2G, para o VE tomar um papel ativo na rede de distribuição elétrica atual e no futuro com as *smart-grids* [62].

1.4 Motivações

Com a premissa da sustentabilidade ambiental é fundamental que a integração dos VEs não fique apenas pela rede elétrica, mas que passe a integrar as *smart-homes* e as *smart-grids*. Com esta premissa surgem novos desafios em diferentes áreas da engenharia, da física, da química e em muitas outras áreas. A evolução nas diferentes partes de um VE, desde as baterias, sistema de tração e

sistema de carregamento, faz com que o VE seja cada vez mais uma alternativa aos veículos com motor de combustão interna e uma aposta futura dos fabricantes automóveis.

A elaboração da presente dissertação, em cooperação com o Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, tem por base o a mobilidade elétrica e o desenvolvimento de sistemas para transferência de energia sem fios bidirecionais. Desta forma, pretende-se explorar uma área ainda em estado embrionário quando comparado com a área dos sistemas de carregamento por fio e, assim, contribuir para o futuro da mobilidade elétrica. Assim, pretende-se criar soluções e adquirir novos conhecimentos que acrescentem valor científico, e também valor de mercado.

A título pessoal, a escolha desta temática deve-se ao interesse pela área de eletrónica de potência, onde a multidisciplinaridade exigida é uma motivação extra para desenvolver outras competências, permitindo-me sair da minha zona de conforto. Esta escolha está também relacionada com interesse pessoal pela indústria automóvel e pela possibilidade de contribuir para o desenvolvimento de tecnologia que pode ser implementada nesta indústria. Por fim, o meu percurso académico direcionado para a área de eletrónica de potência, mais especificamente para a mobilidade elétrica e sistemas de carregamento, foi outro motivo influenciador desta escolha.

1.5 Objetivos

O principal objetivo da presente dissertação é desenvolver a eletrónica de potência para um sistema de carregamento bidirecional por WPT para VEs que permita dois modos de funcionamento (G2V e V2G).

Para dar cumprimento à finalidade do projeto de dissertação, foram definidos um conjunto de objetivos a alcançar para sua concretização, nomeadamente:

- Estudar e investigar os sistemas de carregamento de baterias de VEs com e sem fio, nomeadamente sobre os conversores de eletrónica de potência CA-CC, CC-CA, CC-CC. Para esta dissertação o foco está centrado em conversores com topologias que permitam operar de modo bidirecional e em técnicas de controlo aplicadas aos mesmos.
- Desenvolver simulações computacionais através da ferramenta de simulação PSIM que permitam analisar o desempenho, prever situações críticas, melhorar os algoritmos de controlo e auxiliar no desenvolvimento do hardware e software necessário para desenvolver sistemas de carregamento sem fios.

- Desenvolver um protótipo composto por um filtro passivo de acoplamento à rede elétrica, um conversor CA-CC monofásico com topologia *full-bridge* e bidirecional, e um conversor CC-CA monofásico com características idênticas ao anterior. Em simultâneo com o desenvolvimento do hardware, irão ser desenvolvidos os respetivos algoritmos digitais de controlo. Este protótipo será a componente *off-board* do sistema de carregamento composto por uma única *Printed Circuit Board* (PCB) desenvolvida de raiz de forma a obter um volume e peso reduzidos.
- Implementar semicondutores SiC MOSFET de quatro pernas para melhorar a performance do conversor a operar com altas frequências, permitindo assim que haja maior densidade de potência, reduzir o volume e o peso de componentes passivos e, conseqüentemente, tornar o sistema mais rápido na resposta às diferentes situações.
- Validar os modos de operação G2V e V2G. Em ambos os modos de operação é necessário realizar ensaios com os conversores desenvolvidos a operar em simultâneo.

1.6 Organização da Dissertação

A presente dissertação é composta por sete capítulos.

No Capítulo 1 é apresentada a contextualização da mobilidade elétrica, e o enquadramento dos sistemas de carregamento sem fios para mobilidade elétrica. Ainda neste capítulo, também são apresentados o enquadramento, as motivações, os objetivos e a organização estrutural da dissertação.

No Capítulo 2 é apresentado o estado-da-arte sobre os principais temas abordados na dissertação, nomeadamente: os principais elementos de um sistema de carregamento sem fios por WPT para mobilidade elétrica; as diversas topologias de conversores CA-CC, CC-CA e CC-CC, sendo mais exploradas as topologias bidirecionais; e, por fim, os circuitos de acoplamento, mais especificamente os filtros passivos.

No Capítulo 3 estão apresentadas as estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência. Primeiramente, são abordadas teorias de potência mais relevantes à dissertação. De seguida são apresentadas as técnicas de controlo de corrente e, por fim, as técnicas de modulação de PWM para conversores CA-CC e CC-CC. Após esta explicação são expostas as técnicas utilizadas no desenvolvimento desta dissertação e a correspondente justificação da seleção das mesmas.

No Capítulo 4 estão exibidas as simulações computacionais que validam a topologia escolhida para cada um dos conversores. As simulações foram desenvolvidas através do software PSIM,

apresentando uma representação o mais próximo possível da realidade com os seguintes objetivos: analisar o comportamento do sistema e realizar ajustes no dimensionamento e nos algoritmos de controlo para a validar o protótipo.

No Capítulo 5 é apresentado o desenvolvimento de toda a componente prática do sistema a implementar, desde a componente de potência até à componente de controlo do sistema, passando por todo o sistema de sensorização e respetivo condicionamento de sinal.

No Capítulo 6 é apresentado todo o processo de validação experimental do sistema desenvolvido, os resultados dos testes ao hardware e ao software e, ainda, a validação de todo sistema eletrónico desenvolvido nos três modos de funcionamento, G2V, V2G e V4G.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as conclusões da realização do trabalho, assim como uma retrospectiva de todas as escolhas efetuadas durante o desenvolvimento da dissertação. Estão também apresentadas neste capítulo as sugestões de trabalho futuro mais proeminentes, tendo em conta o trabalho realizado e a análise dos resultados obtidos.

Capítulo 2

Sistemas de Eletrónica de Potência para WPT em Aplicações de Mobilidade Elétrica

2.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados os diferentes elementos dos sistemas de eletrónica de potência para WPT em aplicações de mobilidade elétrica. Neste capítulo é apresentada a revisão da literatura e as principais topologias de conversores de eletrónica de potência possíveis de ser empregues em sistemas de carregamento sem fios para VEs.

Com a enorme quantidade de literatura e de topologias existentes, torna-se impossível analisar e abordar todas na presente dissertação. Desta forma, optou-se por aprofundar o estudo sobre os conversores CA-CC e CC-CC mais relevantes e normalmente empregues em sistemas de carregamento de VEs. Outro elemento integrante de um sistema de carregamento sem fios para VEs, são os filtros passivos. Este elemento está presente na ligação à rede elétrica e na rede de compensação presente no lado do transmissor e no lado do recetor do sistema de carregamento sem fios.

Um sistema de carregamento sem fios é constituído pelo bloco primário e secundário pode ser representado, de forma simplificada, através da Figura 2.1. No bloco primário ou transmissor encontra-se um conversor CA-CC, responsável pela interface entre a rede elétrica e o barramento CC do lado primário. Conectado a este conversor, têm-se um conversor CC-CA de alta frequência. Este conversor gera uma CA de alta frequência, que por sua vez cria um campo magnético segundo a lei de Ampere [63]. O campo magnético oscilante interage com a bobina secundária segundo a lei da indução eletromagnética [64]. Esta interação entre um campo magnético oscilante e um circuito elétrico gera uma CA no lado secundário. A CA induzida no lado secundário é convertida por um conversor CA-CC de alta eficiência que realiza a interface entre o acoplador secundário e o barramento CC do lado secundário. Por fim, temos um conversor CC-CC entre o barramento CC e as baterias, de forma a definir os níveis de tensão e corrente ideais para o carregamento das baterias. Com isto, o tempo de vida das baterias aumenta e evita a degradação das mesmas.

O fluxo de energia de um sistema de carregamento pode ser unidirecional ou bidirecional. No sistema com fluxo de energia unidirecional, a energia flui apenas num sentido, i.e., da fonte para a carga. Num sistema bidirecional, a energia flui em dois sentidos, i.e, da fonte para a carga e da carga para a fonte. Num sistema unidirecional a complexidade do hardware e do sistema de controlo é menor quando comparado com o sistema bidirecional. Apesar de maior complexidade e de ser mais dispendioso, um sistema bidirecional é mais interessante, porque permite uma interação entre a rede elétrica e o VE. Isto permite desenvolver novos conceitos para os VEs além do tradicional carregamento.

Existe uma elevada diversidade de veículos associados à mobilidade elétrica. No entanto, nesta dissertação, optou-se pelos carros. Esta escolha recai sobre a sua maior relevância no âmbito académico e no mercado dos VEs.

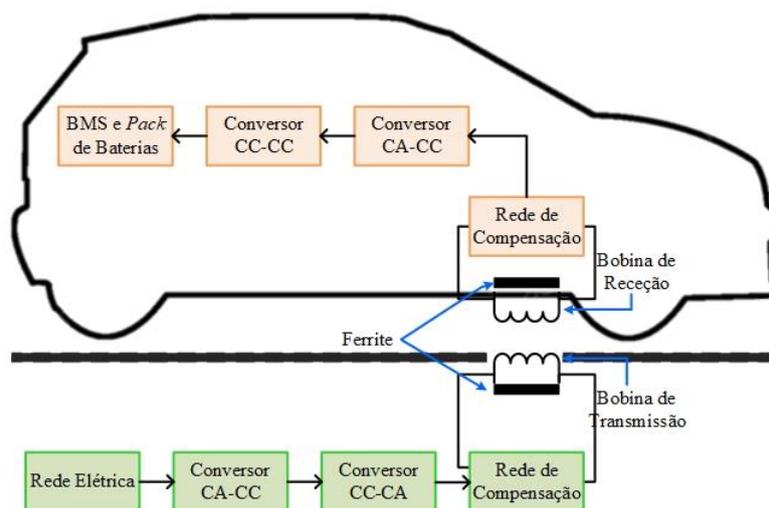


Figura 2.1 Estrutura básica de um sistema de carregamento sem fios de baterias de VEs [29].

2.2 Conversores Monofásicos CA-CC

Os conversores CA-CC têm evoluído bastante ao longo dos anos apresentando várias topologias. Nesta dissertação optou-se por focar nas topologias mais utilizadas nos sistemas de carregamento de VEs. Das topologias possíveis de utilizar todas tem entrada de corrente sinusoidal e fator de potência unitário; podem ser unidirecionais ou bidirecionais; o número de fases da tensão do lado CA pode ser de duas ou três (monofásico ou trifásico) e algumas são capazes de produzir diversos níveis de tensão de saída (multinível).

O conversor mais comum e mais utilizado é o conversor a diodos, denominado como ponte de *Graetz*. Este conversor está representado na Figura 2.2. A simplicidade, a robustez e o baixo custo são a receita para o sucesso deste conversor. Porém, a corrente de entrada tem um alto valor de *total harmonic distortion* (THD), resultando num fator de potência não unitário. Para colmatar estes problemas é recorrente utilizar filtros passivos, quer no lado CA com bobinas e no lado CC com condensadores. A impossibilidade de controlar a tensão do barramento CC (o condensador é carregado com valor de pico da rede elétrica, desprezando perdas) e a corrente de entrada não ser sinusoidal, são implicações que excluem este conversor de ser utilizado no carregamento de VEs.

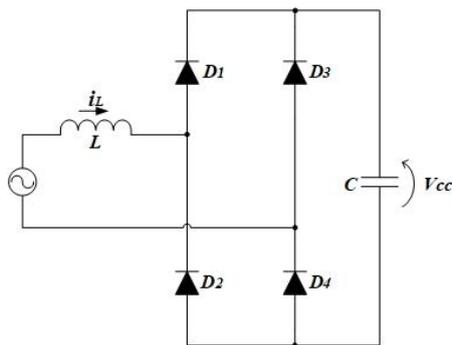


Figura 2.2 Conversor de *full-bridge* a diodos (Ponte de Graetz).

Com o aumento das aplicações que recorrem a conversores CA-CC, surgiu a necessidade de evolução dos mesmos. Paralelamente à evolução dos equipamentos que recorrem a conversores, deu-se a evolução nos conversores com a utilização de semicondutores totalmente controlados em detrimento dos semicondutores não controlados ou semicontrolados. Em aplicações como sistemas de armazenamento de energia de baterias (*Battery Energy Storage Systems* - BESS), interface com fontes de energia renovável (FER), sistemas de acionamento de velocidade ajustável (Adjustable Speed Drive - ASD), UPS, sistemas de carregamento de VEs e outros componentes eletrónicos do nosso quotidiano é notória e imprescindível a utilização de semicondutores totalmente controlados. A utilização de semicondutores como BJTs, GTOs, IGBTs ou MOSFETs aumentam a complexidade a nível de hardware e de software, mas as vantagens provenientes da sua utilização nas aplicações acima referidas e outras mais justificam claramente a sua escolha [64]. Independentemente de se tratar de um conversor totalmente controlado ou não controlado, é importante que possuam duas malhas de controlo: uma malha de controlo interno para controlar a tensão de referência que o conversor deve ter, para obter uma corrente de entrada desejada e uma malha de controlo externa para regular a tensão do barramento CC. De acordo com os elementos presentes no barramento CC um conversor pode ser classificado como fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* – VSI) ou como fonte de corrente (*Current*

Source Inverter – CSI) [65]. Um conversor do tipo fonte de tensão tem no seu barramento CC elementos capacitivos, já no barramento CC de um conversor do tipo fonte de corrente encontram-se elementos indutivos. Para o âmbito desta dissertação apenas são abordados ao longo deste capítulo alguns conversores fonte de tensão.

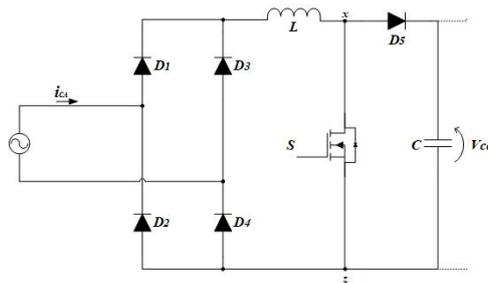
2.2.1 Conversor *Power Factor Correction*

Para efetuar o carregamento de baterias de VEs é necessário cumprir certos requisitos, principalmente a nível de qualidade de energia elétrica, i.e., a corrente de entrada sinusoidal e o fator de potência unitário. O conversor que cumpre estes requisitos é denominado na literatura [10] como *Power Factor Correction* (PFC). O elevado número de aplicações que recorrem a conversores PFC levou a um grande investimento no seu estudo e desenvolvimento. Assim, surgiram diversas topologias com características muito específicas. De acordo com a literatura é possível encontrar inúmeros projetos de desenvolvimento e análise destes conversores. Em [6], [66], [67] foram analisados conversores PFC tendo por base conversores do tipo *boost*, *buck*, *buck-boost* e *forward*. Outras topologias de conversores que se podem encontrar na literatura [68] são a *cuk*, *sepic* e *zeta*.

A ampla utilização do conversor do tipo *boost* em conversores PFC (para efeito desta dissertação, ao longo da mesma será denominado conversor PFC comum) requer uma explicação mais aprofundada em comparação com outros conversores já referidos anteriormente. A estrutura deste conversor é representada de forma simplificada na Figura 2.3. É possível observar uma *full-bridge* a diodos em conjunto com um conversor *boost*. Este conversor apenas permite um fluxo de energia unidirecional e admite dois níveis de tensão de saída (V_o). A tensão aos terminais do MOSFET (coletor – emissor) toma valor de $+V_{cc}$ quando o MOSFET está *off* e toma o valor de 0 quando o MOSFET está *on*. A tensão à saída da *full-bridge* a diodos é a tensão da rede elétrica retificada, com valores entre zero e o valor máximo da rede elétrica. De forma que a corrente seja sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica existe o filtro passivo (bobina) no lado CA. Em síntese, na Tabela 2.1 é possível observar o valor de tensão de saída em função do estado do MOSFET e a região em que se encontra o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

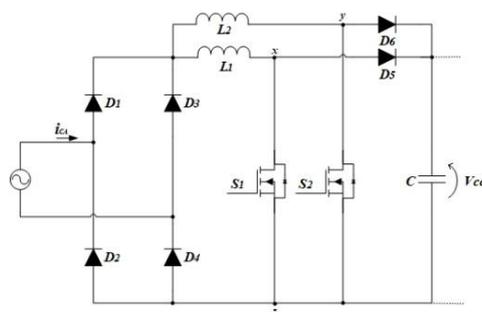
Tabela 2.1 Tabela de estados do conversor PFC comum (baseado no conversor CC-CC de topologia *boost*).

Região	Estado	Tensão
	S_1	V_{sz}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	0	$+V_{cc}$
	1	0


 Figura 2.3 Conversor PFC comum (baseado no conversor CC-CC de topologia *boost*).

2.2.2 Conversor *Interleaved*

Tipicamente um conversor *interleaved* é composto por dois ou mais conversores PFC comuns. Comparando diretamente o conversor *boost interleaved* apresentado na Figura 2.4 com o conversor PFC comum apresentado anteriormente, é de notar que os elementos do segundo andar de potência são em duplicado. Isto é, passa-se a ter duas bobinas no lado CC, dois semicondutores totalmente controlados, dois díodos e o único elemento que se mantém é o condensador na saída. A capacidade de conectar diversos conversores *boost* em paralelo a comutar com a mesma frequência, mas em diferentes períodos, permite reduzir as perdas nos semicondutores pois estão expostos a menos stress. Isto acontece porque a corrente em cada um deles será menor [69]. No caso da topologia apresentada será metade.


 Figura 2.4 Conversor PFC *interleaved* de topologia *boost*.

Uma topologia como esta em que os dois conversores *boost* estão a operar com um desfasamento de 180° e se recorre a técnicas de controlo de corrente e de modulação apropriadas, a amplitude da corrente em cada um dos conversores é metade em relação à corrente de entrada e a corrente de saída é a soma das correntes de cada uma das bobinas. Isto resulta numa redução do *ripple* e na duplicação da frequência do *ripple* da corrente de entrada. O resultado destas características é uma diminuição do peso e do custo dos elementos passivos sem aumentar as perdas por comutação, melhorando assim a eficiência do conversor, principalmente em caso de necessidade

aumentar a densidade de potência. Estas características são as principais vantagens destes conversores em comparação com outras topologias como PFC *boost* ou PFC *bridgeless symmetrical*.

A nível de funcionamento o conversor PFC *interleaved* com topologia *boost* tem um fluxo de energia unidirecional e permite dois níveis de energia, 0 e $+V_{cc}$, nos terminais V_{xz} e V_{yz} . A tensão máxima aos terminais de cada MOSFET ou diodo será de $+V_{cc}$. Independentemente do semiciclo da rede elétrica, quando o MOSFET S_1 está *on* o MOSFET S_2 está *off* e a tensão nos terminais V_{xz} e V_{yz} é 0 e $+V_{cc}$, respetivamente. O inverso, i.e., quando MOSFET S_1 está *off* e MOSFET S_2 está *on* a tensão nos terminais V_{xz} e V_{yz} é $+V_{cc}$ e 0, respetivamente. Caso ambos os MOSFETs se encontrem *on* a tensão em ambos os terminais é 0. Por fim, com ambos os MOSFETs em *off* a tensão em ambos os terminais é $+V_{cc}$. O nível da tensão de saída em função dos estados de comutação pode ser observado de forma mais sucinta na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 Tabela de estado do conversor PFC *interleaved* de topologia *boost*.

Região	Estado		Tensão	
	S_1	S_2	V_{xz}	V_{yz}
$0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	0	1	$+V_{cc}$	0
	1	0	0	$+V_{cc}$
	0	0	$+V_{cc}$	$+V_{cc}$
	1	1	0	0

2.2.3 Conversor *Full-Bridge*

Os conversores PFC *full-bridge* [70] são amplamente utilizados como primeiro estágio de potência (interface entre a rede elétrica e o barramento CC) em sistemas de carregamento de baterias com e sem fios de VEs [71]. Esta topologia apresenta quatro semicondutores totalmente controlados com o respetivo diodo em antiparalelo, como se pode observar na Figura 2.5. Com o uso da topologia *full-bridge* em detrimento de uma topologia *bridgeless (half bridge)* [72], [73], os semicondutores apesar de serem em dobro, não têm de suportar uma tensão tão elevada. Além disso, o barramento CC é composto apenas por um condensador ou por um conjunto de condensadores, em vez de um barramento CC dividido em dois. A não existência de um barramento CC dividido dispensa o balanceamento das tensões no barramento CC, o que facilita o controlo da topologia *full-bridge*. Este conversor tem a capacidade de produzir três níveis distintos de tensão à sua saída 0, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. O valor máximo que cada MOSFET terá de suportar é a tensão do barramento CC. Outra característica deste conversor é permitir um fluxo de energia bidirecional graças à existência dos diodos de *freewheeling*

nos MOSFETs. Por fim, este conversor é capaz de operar não só como retificador ativo, mas também como inversor, o que para efeitos desta dissertação é implícito a existência de um inversor.

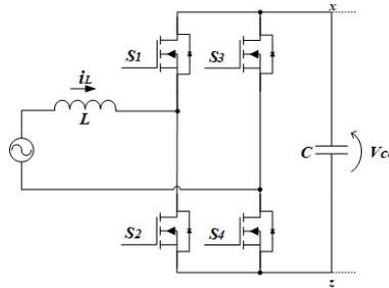


Figura 2.5 Conversor PFC bidirecional *full-bridge*.

O funcionamento deste conversor pode ser dividido em duas fases. A primeira fase é durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica, em que S_1 e S_3 estão *on* e S_2 e S_4 a *off* a tensão é 0 V. O mesmo valor de tensão é obtido se alterarmos o estado de todos os MOSFETs, isto é, S_1 e S_3 estão *off* e S_2 e S_4 estão *on*. Para se obter uma tensão de saída de $+V_{cc}$ é necessário que S_2 e S_3 estejam *off* e S_1 e S_4 estejam *on*. A segunda fase do funcionamento deste conversor é durante o semiciclo negativo, durante esta fase para obter uma tensão de 0 à saída, o estado dos MOSFETs é igual ao semiciclo positivo. Quando o objetivo é ter uma tensão de saída de $-V_{cc}$ é necessário que os MOSFETs S_2 e S_3 estejam *on* e S_1 e S_4 estejam *off*.

No funcionamento como inversor é imperativo, tal como no funcionamento como retificador, que os MOSFETs do mesmo braço não conduzam em simultâneo e o funcionamento é idêntico ao descrito anteriormente. Na Tabela 2.3 é possível observar os valores da tensão de saída em função dos estados dos MOSFETs e da região em que se encontra o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

Tabela 2.3 Tabela de estados do conversor PFC bidirecional *full-bridge*.

Região	Estado				Tensão
	S_1	S_2	S_3	S_4	V_{xz}
$0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$	1	0	0	1	$+V_{cc}$
	1	0	1	0	0
	0	1	0	1	0
$180^\circ \leq \alpha < 360^\circ$	0	1	1	0	$-V_{cc}$
	0	1	0	1	0
	1	0	1	0	0

2.2.4 Conversor Multinível

A capacidade dos conversores multinível de produzir diversos níveis de tensão na saída torna os mesmo numa excelente solução para aplicações industriais de média tensão, para realizar a interface

com FER ou como filtros ativos de potência. O número de níveis de tensão que um conversor multinível é capaz de produzir tem implicação direta na eficiência do conversor. Isto é, quanto mais níveis de tensão de saída o conversor tiver melhor será a sua tensão de saída e por consequência a corrente também é melhor, quando se trata de conversores fonte de tensão (*voltage source*) controlados por corrente.

O aumento da qualidade da tensão de saída está ligado ao número de níveis de tensão de saída que o conversor é capaz de sintetizar. Isto acontece porque um aumento do número de níveis possibilita uma diminuição da frequência de comutação, o que resulta diretamente em menos perdas por comutação e menos distorção harmónica da tensão de saída. Isto é possível devido à maior quantidade de semicondutores que cada nível implica, resultando numa tensão e frequência de comutação menor em cada um deles. O reverso do aumento do número de semicondutores é a necessidade de aumentar também o número de circuitos *drivers*, sensores no barramento CC e circuitos de condicionamento de sinal. Ao acrescentar mais semicondutores é implícito também acrescentar todos estes elementos referidos anteriormente, o que implica um grande aumento nos custos destes conversores.

Dentro dos conversores multinível existem diversas topologias. Em [74]–[77] são abordadas de forma bastante aprofundada diversas topologias, teorias de controlo e aplicações para conversores multiníveis. Topologias como *Diode-Clamped* [78], *Flying-Capacitor* [76], *Cascade Multicell* [79], *Cascade H-bridge Symmetrical* [79] merecem ser referenciadas pela sua presença em diversas aplicações e pela sua relevância científica.

O conversor PFC multinível de 5 níveis descrito em [80] tem capacidade de produzir 5 níveis distintos de tensão como o seu nome indica. Esse conversor é idêntico ao apresentado na Figura 2.6. Este conversor é composto por um conversor PFC *full-bridge* e por uma célula bipolar e bidirecional formado por dois semicondutores bidirecionais, neste caso MOSFETs ligados a um braço do conversor e ao ponto médio do barramento CC. Quando se pretende que este conversor opere de modo bidirecional é obrigatório que se use semicondutores totalmente controlados na célula bipolar que permitam o fluxo de energia bidirecional. Caso seja necessário apenas um fluxo de energia unidirecional podemos substituir os MOSFETs presentes na célula bipolar por díodos, que apenas altera esta característica e mantém os cinco níveis de tensão de saída.

Durante o seu funcionamento os MOSFETs estão sujeitos a uma tensão máxima de $+V_{cc}$. Quando este conversor se encontra a funcionar durante o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica S_1 está sempre a *on* e S_2 sempre a *off*, quando S_3 está *on* e S_4 , S_5 e S_6 estão *off* a tensão à saída é 0. Ainda durante o semiciclo positivo, se S_3 e S_4 estão *off* e S_5 e S_6 estão *on* a tensão produzida é $+V_{cc}/2$. Por fim, quando S_3 , S_5 e S_6 estão *off* e S_4 está *on* a tensão à saída é $+V_{cc}$.

Já durante o semiciclo negativo S_2 passar a estar sempre *on* e S_1 sempre *off*, quando S_3 , S_5 e S_6 estão *off* e S_4 está *on* a tensão à saída é 0. Ainda durante o semiciclo negativo, quando S_3 e S_4 estão *off* e S_5 e S_6 estão *on* a tensão produzida é $-V_{cc}/2$. Por fim, quando S_4 , S_5 e S_6 estão *off* e S_3 está *on* a tensão à saída é $-V_{cc}$. Na Tabela 2.4 é possível observar os valores da tensão de saída em função dos estados dos MOSFETs e da região em que se encontra o ângulo de fase da tensão da rede elétrica.

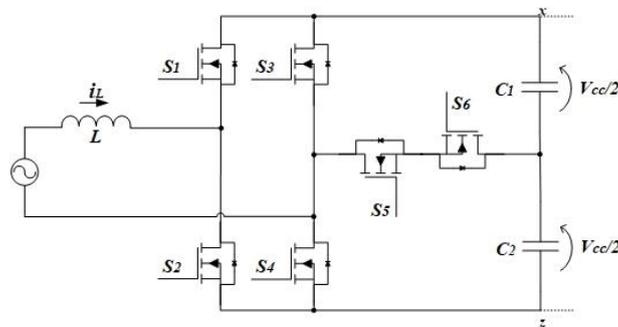


Figura 2.6 Conversor PFC multinível de cinco níveis.

Tabela 2.4 Tabela de estados do conversor PFC multinível de cinco níveis.

Região	Estado						Tensão
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	V_{xz}
$0^\circ \leq a < 180^\circ$	1	0	0	1	0	0	$+V_{cc}$
	1	0	0	0	1	1	$+V_{cc}/2$
	1	0	1	0	0	0	0
$180^\circ \leq a < 360^\circ$	0	1	1	0	0	0	$-V_{cc}$
	0	1	0	0	1	1	$-V_{cc}/2$
	0	1	1	0	0	0	0

2.3 Conversores CC-CC

Nesta secção é apresentada a revisão de determinadas topologias de conversores CC-CC com relevância para o âmbito desta dissertação. O objetivo de um conversor CC-CC é ter um circuito eletrónico capaz de produzir uma tensão contínua e regulada, tendo como origem uma outra fonte de tensão contínua regulada ou não regulada. De acordo com as necessidades do sistema e a sua

aplicação o conversor poderá ter um fluxo de energia unidirecional ou bidirecional e pode ser isolado ou não isolado.

O isolamento galvânico é obtido com recurso a um transformador de alta frequência, independentemente da topologia utilizada. A utilização de um transformador de alta frequência a operar com frequências superiores à dezena de kHz, tem como objetivo reduzir o tamanho de todos os elementos passivos (bobinas e condensadores) e inclusive do transformador. Isto porque, com o aumento da frequência de comutação, menor é a necessidade de grandes elementos passivos. Uma outra vantagem da utilização de um conversor com isolamento, é a garantia de maior segurança aos elementos a jusante do transformador e aos próprios elementos do conversor, quando se trata de aplicações com grandes diferenças de tensão entre a entrada e a saída.

2.3.1 Conversores CC-CC Não Isolados

Os conversores CC-CC não-isolados são os que se encontram mais presentes em aplicações de eletrônica de potência devido à sua simplicidade e grande flexibilidade [81], [82]. Podemos encontrar estes conversores em aplicações com algumas dezenas de Watts, como em carregadores de dispositivos portáteis, até aplicações com centenas de Watts, como o carregamento de baterias de VEs. Com a evolução dos sistemas de eletrônica de potência tornou-se imperativo que estes conversores permitam um fluxo de energia bidirecional, principalmente quando é utilizado em elementos armazenadores de energia.

No âmbito desta dissertação este tipo de conversores é de elevada importância porque é o responsável pelo carregamento e descarregamento das baterias. É fundamental que o controlo deste conversor seja capaz de realizar de forma adequada o carregamento e descarregamento das baterias de forma a prolongar a sua vida útil [83]. Outro âmbito que estes conversores estão com grande ênfase é na interface com FER e nos projetos de *microgrids*.

Estes conversores tem a capacidade de elevar e baixar a tensão conforme a topologia. Numa topologia *buck-boost* bidirecional (Figura 2.7), o conversor é capaz de apresentar as características dos conversores *buck* e *boost*, isto é, diminuir e aumentar a tensão em relação à tensão de entrada respetivamente [82]. O recurso a esta topologia é frequente no carregamento de baterias de VEs com fluxo bidirecional, tornando-se a interface entre as baterias e outros sistemas (e.g. VEs, rede elétrica e *microgrids*). O fluxo de energia é ditado pelo modo de funcionamento do conversor, isto é, se a energia

fluir da fonte V_1 para a fonte V_2 o conversor opera como *buck* e se fluir da fonte V_2 para a fonte V_1 opera como *boost*; a fonte de energia V_2 representa por exemplo um banco de baterias de um VE.

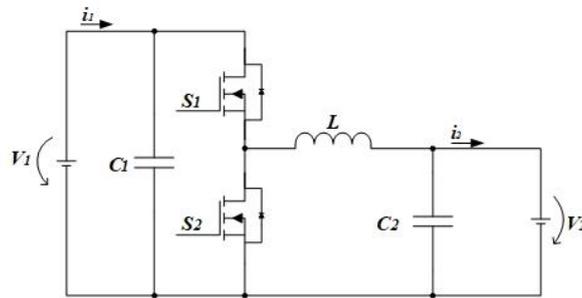


Figura 2.7. Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* não isolado.

Estabelecendo uma comparação direta entre esta topologia bidirecional e uma topologia unidirecional, a única alteração é que ocorre na arquitetura do conversor é substituir o semiconductor totalmente controlado com o respetivo diodo em antiparalelo S_2 por um diodo comum.

Operação em modo *Buck*

Para este conversor operar em modo *buck* é imperativo que o MOSFET S_1 esteja a comutar e o MOSFET S_2 não esteja em condução (aberto). Quando S_1 se encontra em condução a fonte de energia V_1 é responsável por carregar a bobina L , o condensador C_2 e ainda fornecer energia à carga. Já quando S_1 não se encontra em condução a carga passar a ser alimentada pela energia armazenada na bobina L e no condensador C_2 . Neste estado é o diodo de *freewheeling* do MOSFET S_2 a garantir um caminho para a corrente. Caso este conversor fosse unidirecional em vez do diodo de *freewheeling* teria um diodo convencional.

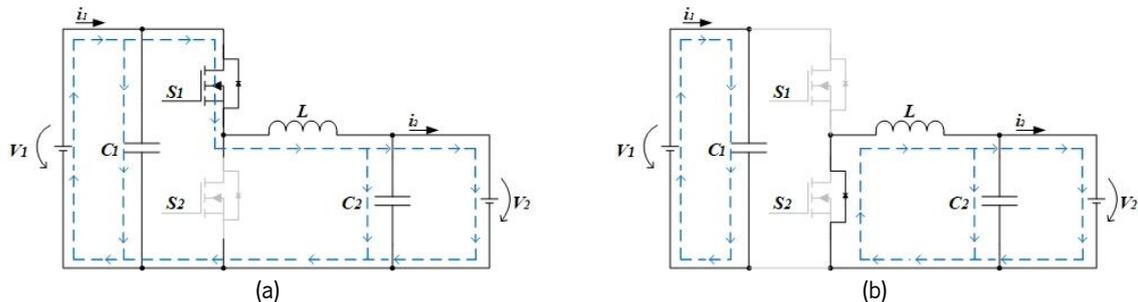


Figura 2.8. Operação no modo *buck* do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* não isolado:
(a) Estado: *On*; (b) Estado: *Off*.

Operação em modo *Boost*

Para o conversor operar no modo *boost* é obrigatório que o MOSFET S_1 nunca esteja em condução e que S_2 esteja a comutar, é oposto do modo *buck*. Outra alteração que ocorre quando comparado com o modo *buck* é a fonte S_2 deixa de ser vista como carga e passa a ser vista como fonte de energia e vice-versa com a fonte V_1 . No momento em que S_2 se encontra em condução, a bobina L e o condensador C_2 são carregados pela fonte V_2 , enquanto a carga é alimentada pelo condensador C_1 . Já quando S_2 não está em condução (aberto) é a fonte V_2 a fornecer energia a todos os elementos passivos do sistema, inclusive à carga V_1 .

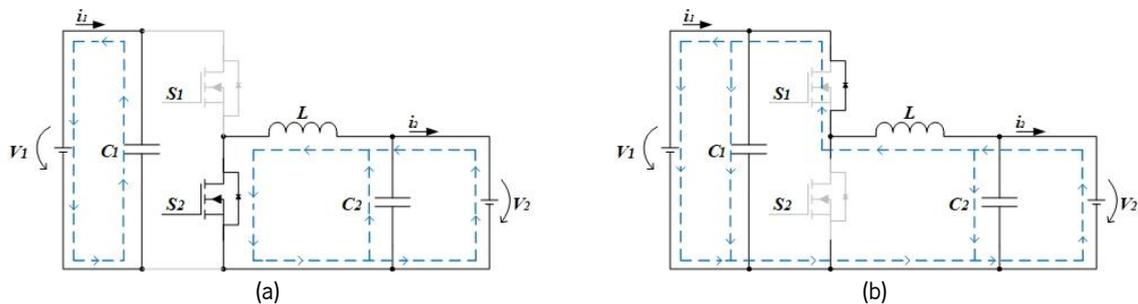


Figura 2.9. Operação no modo *boost* do conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* não isolado: (a) Estado: *On*; (b) Estado: *Off*.

2.3.2 Conversores CC-CC Isolados

Tal como nos conversores CC-CC não isolados, os conversores CC-CC isolados tem como função produzir uma tensão contínua regulada na saída, a partir de uma tensão contínua regulada ou não regulada. Como já referido anteriormente, estes conversores são compostos por um transformador para garantir o isolamento galvânico e por dois conversores totalmente controlados. O sentido do fluxo de energia, no caso de um conversor bidirecional, dita o modo de funcionamento de cada um dos conversores, isto é, enquanto um opera como retificador o outro opera como inversor. As características destes conversores fazem com que sejam regularmente empregues em sistemas de carregamento de baterias e de travagem regenerativa em VEs [84], [85].

Nesta secção é abordado com mais ênfase o conversor CC-CC bidirecional isolado *full-bridge*, também denominado de *dual active bridge* (DAB). Este conversor tem ganho bastante destaque nos últimos anos nos sistemas de EP pelas suas excelentes características de *zero voltage switching* (ZVS) [86], pela sua fácil implementação quando comparado com outros conversores com características idênticas e pelo número reduzido de componentes passivos. Este conversor é composto por dois conversores *full-bridge*, por uma bobina e pelo transformador de alta frequência (Figura 2.10).

Independentemente da técnica de controlo utilizada os semicondutores, neste caso MOSFETs irão suportar uma tensão máxima de $+V_{cc}$.

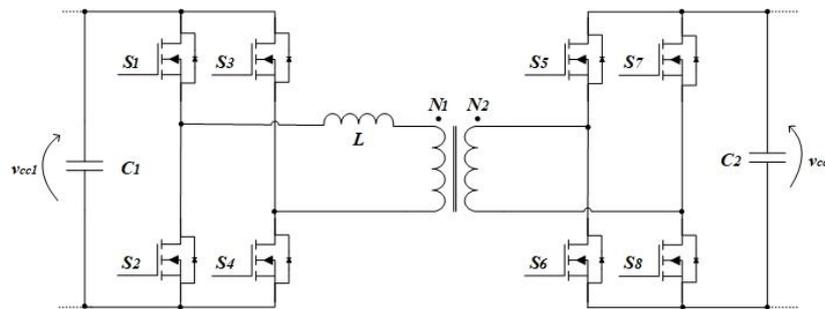


Figura 2.10. Conversor CC-CC bidirecional DAB isolado.

Do ponto de vista do controlo de fluxo de energia, este conversor permite duas teorias de controlo, o *phase shift* [87] e variar o *duty-cycle* [88] da tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador. O controlo recorrendo à teoria de *phase shift* consiste em manter todos os semicondutores em funcionamento de ambos os lados do transformador, independentemente do sentido do fluxo de energia. O *duty-cycle* é fixo em 50%, mas existe um desfasamento entre a tensão aplicada ao enrolamento primário e ao enrolamento secundário do transformador. Este desfasamento permite ditar o sentido do fluxo de energia, i.e., se a tensão aplicada no lado primário se encontra adiantada em relação ao lado secundário, o fluxo de energia é do lado primário para o secundário. Caso seja a tensão do lado secundário a estar em avanço em relação à tensão do lado primário, o fluxo de energia irá do lado secundário para o lado primário do transformador. A teoria de controlo *phase shift* permite diversas combinações quanto ao momento de comutação dos semicondutores, isto gera subteorias dentro do *phase shift*, como o *single phase shift* [89], o *dual phase shift* [89], *expanded phase shift* [90] e *triple phase shift* [91].

A segunda teoria de controlo possível de aplicar no conversor DAB é o *duty-cycle* variável, em que cada um dos conversores *full-bridge* é controlado individualmente. Para haver fluxo de energia do lado primário para o secundário é aplicado um sinal de PWM aos semicondutores do lado primário e do lado secundário os semicondutores não são controlados, sendo os díodos reversos a entrar em condução funcionando como uma ponte retificadora comum. Caso se pretenda que o fluxo de energia seja unidirecional, basta substituir num dos lados do conversor os MOSFETs por díodos e o controlo do conversor apenas é exequível com a teoria do *duty-cycle* variável.

Além da topologia DAB referida anteriormente, podemos encontrar muitas outras topologias para conversores CC-CC isolados. A topologia *dual half-bridge (DHB)* que, como o nome indica, é composta

por um só braço de semicondutores totalmente controlados em cada um dos lados do transformador e a tensão aplicada aos terminais do transformador é metade da aplicada na topologia DAB [92]. Uma outra topologia de conversores CC-CC isolados é a *push-pull* [93]. Esta topologia permite um fluxo de energia bidirecional e também só precisa de quatro semicondutores totalmente controlados, tal como na topologia *half-bridge*. No entanto, tem uma grande desvantagem: a tensão aplicada aos terminais dos semicondutores é o dobro da tensão aplicada no barramento CC. Por fim, temos a topologia *flyback* [93] que, é considerada a mais simples de implementar, pois recorre apenas a dois semicondutores totalmente controlados, um em cada lado do transformador. Esta simplicidade limita a sua aplicação e o seu transformador terá de lidar com correntes com valor médio, o que provocará a saturação do núcleo e respetivo sobreaquecimento.

2.4 Circuitos de Acoplamento (Filtros Passivos)

No domínio dos circuitos elétricos, o acoplamento pode ser capacitivo ou indutivo e aperiódico ou ressonante. No âmbito desta dissertação, o foco recai sobre o acoplamento indutivo e ressonante, pelas características necessárias para desenvolver um sistema de carregamento por WPT para VE. O fenómeno da ressonância geralmente tem por base duas aplicações, a maximização da transferência de energia e implementação de filtros. Neste contexto, o interesse é na maximização da transferência de energia.

Para maximizar a transferência de energia é necessário eliminar ou minimizar o efeito componente reativa à frequência de operação, de forma a obter um fator de potência unitário ou de valor próximo. As estratégias para obter um fator de potência unitário são as seguintes: 1) adaptação das impedâncias presentes no sistema, atuando sobre os valores dos elementos reativos do circuito; 2) pela colocação de novos elementos reativos de valor e tipo previamente calculados em locais estratégicos do circuito.

Um exemplo paradigmático desta situação é a colocação de bancos de condensadores para aumentar o fator de potência nas instalações elétricas industriais. Em determinadas aplicações em que o fator de potência varia significativamente ao longo do tempo, não é eficaz uma correção do fator de potência de forma fixa. Desta forma, surge a necessidade de métodos de correção do fator de potência dinâmicos. Nos sistemas de frequência fixa a compensação é efetuada pela comutação de determinados bancos de componentes reativos conforme as necessidades do sistema. No caso de ser

um sistema de frequência variável, é possível ainda proceder a um reajuste da frequência do sistema para que este opere próximo da frequência de ressonância.

Os sistemas de transmissão de energia wireless ressonantes capacitivos ou indutivo, partilham o mesmo princípio, já que os requisitos funcionais (conversores de eletrônica de potência e sistema controlo) são os mesmos. Independentemente do tipo de acoplamento, a frequência de operação do sistema é bastante superior à frequência da rede. Como tal é necessário um conversor CC-CA do lado do emissor e o um outro do lado recetor, independentemente de se tratar de uma topologia com fluxo de energia bidirecional ou unidirecional. Interface entre a saída do conversor CC-CA e o elemento indutivo é feita pelos elementos passivos, de forma a atingir a frequência de ressonância e um fator de potência unitário. Um sistema de transferência de energia ressonante para funcionar conforme o devido terá de operar com determinada frequência para ocorrer o fenómeno da ressonância. No entanto, esta frequência não é fixa e está dependente de diversos fatores, principalmente do tipo de carga, da distância entre o emissor e o recetor e o aparecimento de obstáculos entre o emissor e o recetor. Todos estes fatores tornam a carga variável do ponto de vista do emissor e, por isso, é necessário que o sistema opere de forma dinâmica, isto é, a frequência se altere dinamicamente de forma a atingir a frequência de ressonância.

A transformação do acoplamento indutivo aperiódico, num acoplamento indutivo ressonante, é ditada pelos diversos modos como são predispostos os elementos reativos adicionais inseridos entre o conversor CC-CA e o elemento indutivo, do lado do emissor e do recetor [26]. Na Figura 2.11 estão representados os métodos mais relevantes de como são predispostos os elementos reativos, de forma obter um fator de potência unitário. Geralmente, estes circuitos são compostos por condensadores, resultando numa anulação da queda de tensão nas indutâncias de fuga das bobinas do lado emissor e do recetor.

Os métodos de (a) a (d) apresentados na Figura 2.11, estão identificados por um par de letras, em que a primeira e a segunda letra referem-se à forma com o condensador é ligado no lado primário e no lado secundário, respetivamente. A letra “S” significa que o condensador é ligado em série e a letra “P” significa que o condensador é ligado em paralelo. O objetivo com a introdução do condensador do lado primário é maximizar o fator de potência e a escolha pela colocação do condensador em série ou em paralelo está dependente da topologia e da forma de alimentação do conversor CC-CA. Sendo um inversor de *full-bridge*, o condensador ligado em série como nos métodos

(a) e (b) corresponde a sobretudo à alimentação por tensão. Já nos métodos (c) e (d), em que o condensador é ligado em paralelo, significa que geralmente a alimentação é por corrente.

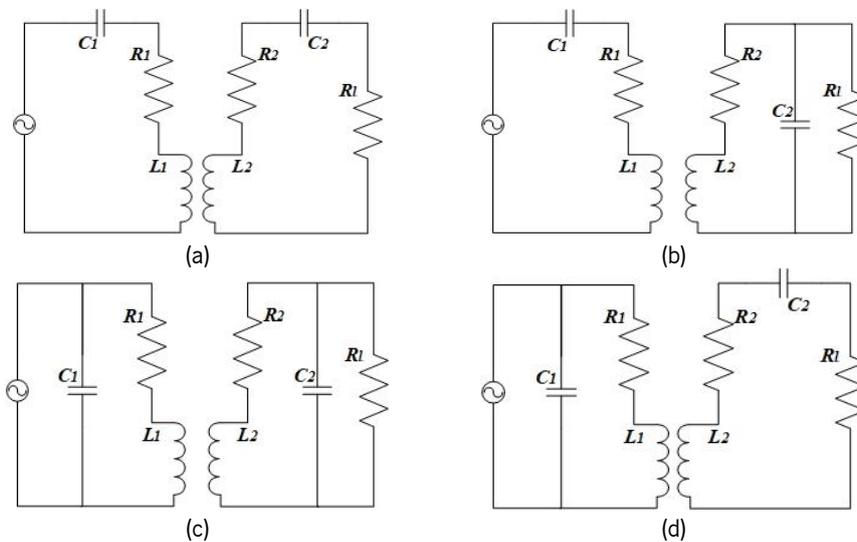


Figura 2.11 Exemplos de circuitos de compensação para acoplamento indutivo ressonante: (a) Série-Série (SS); (b) Série-Paralelo (SP); (c) Paralelo-Paralelo (PP); (d) Paralelo-Série (PS).

Passando para o lado secundário, a introdução dos elementos reativos é com o objetivo de tornar o recetor ressonante, para que haja uma maximização da transferência de energia. A configuração série paralelo depende acima de tudo do tipo de saída que se pretende no recetor, isto é, conforme o tipo de carga que se encontra no recetor. Se a corrente do lado primário tiver amplitude constante, a tensão à saída dos métodos em série (a) e (d) assemelha-se a uma fonte de tensão. Já nos métodos em paralelo (b) e (c) a saída assemelha-se a uma fonte de corrente. No carregamento de VEs a saída em corrente é a mais escolhida, como tal, opta-se pelos métodos (b) e (c).

2.5 Conclusões

A presente revisão de literatura está centrada nos conversores de eletrónica de potência e de circuitos de acoplamento relevantes para um sistema de carregamento de baterias sem fios para VEs. Foram abordados os conversores CA-CC unidireccionais, desde o mais simples, a ponte retificadora a diodos até aos conversores PFC unidireccionais. As topologias bidireccionais, incluindo a topologia *full-bridge* e a multinível de 5 níveis, também foram abordadas.

Os conversores PFC bidireccionais permitem controlar a tensão no barramento CC, reduzir o THD_{ref} da corrente consumida pelo conversor, ter um FP unitário e controlar o sentido do fluxo de energia. Relativamente aos conversores PFC bidireccionais analisados, a topologia *full-bridge* apresenta

uma maior complexidade quando comparada com a topologia *half-bridge*, uma vez que apresenta o dobro dos semicondutores e respetivos circuitos de *gate*. Esta é a única desvantagem da topologia *full-bridge* em relação à topologia *half-bridge*. No entanto, um conversor *half-bridge* com as mesmas características nominais de um *full-bridge*, sujeita os semicondutores ao dobro da tensão (a tensão no barramento CC é o dobro) e obriga à existência de dois barramentos CC, o que implica a adição de mais um sensor de tensão e respetivo condicionamento de sinal. Além disso, a corrente de entrada apresenta o dobro do *ripple*.

Os conversores PFC multinível são particularmente interessantes para sistema de carregamento de média/alta potência. Estes conversores permitem melhorar a qualidade da tensão produzida e, conseqüentemente, da corrente obtida. O número de níveis de tensão que o conversor é capaz de sintetizar tem repercussão na qualidade da tensão produzida, isto é, quantos mais níveis de tensão o conversor sintetizar melhor será a tensão produzida.

Os conversores CC-CC isolados e não isolados também foram estudados neste capítulo. Os conversores não isolados, em particular o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional, permite operar no *buck* quando se procede ao carregamento das baterias e no modo *boost* quando estiver a regular o barramento CC. Relativamente aos conversores CC-CC isolados, o DAB foi destacado pelo seu funcionamento muito idêntico ao de um sistema de transferência de energia por WPT.

Também foram analisados os principais circuitos de acoplamento utilizados nos sistemas WPT com acoplamento indutivo ressonante periódico e verificou-se que o circuito ressonante a utilizar depende do conversor que o precede. Um conversor do tipo fonte de tensão precede a um circuito de acoplamento em que o condensador é ligado em série com a bobina de acoplamento. Já quando o condensador é ligado em paralelo, o conversor que o precede é um conversor do tipo fonte de corrente.

Por fim, neste capítulo são referidos os principais circuitos de acoplamento utilizados nos sistemas WPT com acoplamento indutivo ressonante periódico. É descrita a finalidade da utilização destes filtros passivos e as diferenças entre um circuito de acoplamento com condensador em paralelo ou em série.

Capítulo 3

Estratégias de Controlo para Conversores de Eletrónica de Potência para WPT em Aplicações de Mobilidade Elétrica

3.1 Introdução

Ao longo deste capítulo é apresentada a revisão do estado da arte sobre estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência. No âmbito desta dissertação é apresentada uma revisão literária sobre as teorias de potência, as principais técnicas de controlo de corrente e por fim, as técnicas de modulação de PWM empregues em conversores CA-CC e CC-CC.

3.2 Teorias de Potência

O aumento progressivo do número de aplicações que utilizam conversores de eletrónica de potência, leva a uma procura e desenvolvimento de novas teorias de potência, passíveis de utilizar em sistemas de eletrónica de potência em que as condições das tensões e correntes são não sinusoidais e/ou desequilibradas. No controlo de conversores de eletrónica de potência é recorrente a utilização das teorias de potência para sistemas de compensação de harmónicos ou de potência reativa, como filtros ativos ou mais recentemente em *microgrids*.

Para aplicar uma teoria de potência num conversor é necessário recorrer aos valores instantâneos das tensões e das correntes para efetuar os cálculos. Estes cálculos podem-se efetuar no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Quando a opção recai sobre uma teoria que opera no domínio da frequência, geralmente aplica-se a transformada de Fourier. Por sua vez, quando se opera no domínio do tempo, as diversas teorias são baseadas na derivação instantânea da corrente de compensação aplicada nas correntes distorcidas.

Apesar dos enormes esforços já empregues no estudo e desenvolvimento das diferentes teorias de potência, a comunidade científica ainda não é unânime sobre qual a mais eficaz. Isto deve-se ao facto dos diversos autores apresentarem resultados bastante específicos e limitados a determinadas

aplicações, em detrimento de uma discussão mais geral. Quando o foco é centrado na aplicação das teorias de potência em sistemas monofásicos, as conclusões são mais universais quando comparadas com os sistemas trifásicos. Nos sistemas trifásicos de três ou quatro fios a escolha do referencial de tensão e da impedância do condutor de retorno são os principais pontos de discórdia.

Nos próximos sub-capítulos desta secção são aprofundadas duas das três principais teorias de potência a operar no domínio do tempo. As duas teorias que merecem ser realçadas são a teoria Fryze - Buchholz - Depenbrock (FBD) proposta por Depenbrock [94] e a teoria $p-q$ proposta por Akagi *et al.* [95].

3.2.1 Teoria Fryze – Buchholz – Depenbrock (FBD)

A teoria FBD foi proposta por Depenbrock em [94], tendo por base os trabalhos anteriores de Fryze e Buchholz. Esta teoria opera no domínio do tempo e tem como método base a substituição da carga a compensar pela respetiva condutância equivalente em paralelo com uma fonte de corrente, como representado na Figura 3.1 [96]. A condutância equivalente G_e é a componente da potência da carga que deve ser fornecida pela rede elétrica, isto é, a potência ativa. As correntes consumidas pela carga que não contribuem para potência ativa, ou seja, a potência reativa e as componentes harmónicas que a carga consome são representadas pela fonte de corrente.

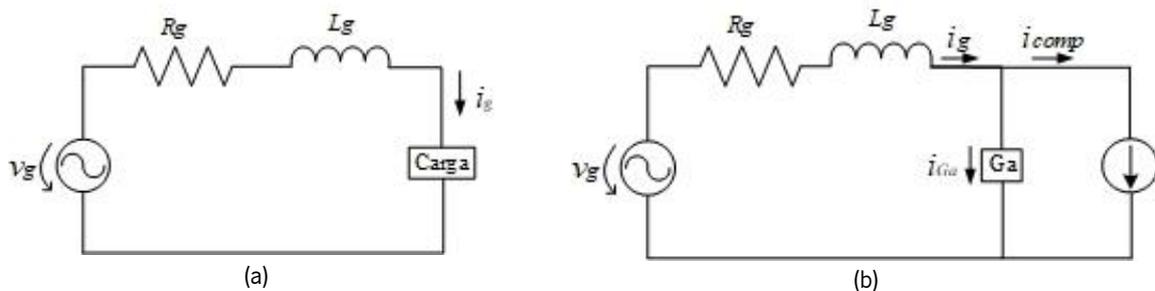


Figura 3.1 Representação de um sistema monofásico:
(a) Sistema elétrico; (b) Sistema elétrico equivalente aplicando a teoria FBD.

Do ponto de vista prático, primeiramente é necessário calcular a potência ativa pela equação (3.1), de forma a obter o valor que a rede elétrica deve fornecer à carga. De seguida o valor eficaz da tensão da rede elétrica, utilizando a equação (3.2).

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_g(t) \cdot i_g(t) dt \quad (3.1)$$

$$V_G = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_g(t)^2 dt} \quad (3.2)$$

Após a obtenção do valor da potência ativa do valor eficaz da tensão da rede elétrica, o passo seguinte é o cálculo da condutância equivalente recorrendo aos valores calculados anteriormente, como se pode observar na equação (3.3).

$$G_a = \frac{P}{V_G^2} \quad (3.3)$$

Para efetuar o cálculo da corrente que a rede elétrica deve fornecer à carga, recorre-se à equação (3.4), onde se obtém o valor da corrente consumida pela indutância.

$$i_{Ga} = G_a \cdot v_g(t) \quad (3.4)$$

Por fim, para se obter a corrente de compensação, aplica-se a lei dos nós, através da diferença entre a corrente na carga e a corrente a ser fornecida pela rede elétrica. A aplicação da lei dos nós para o cálculo da corrente de compensação está presente na equação (3.5).

$$i_{comp} = i_g(t) - i_{Ga}(t) \quad (3.5)$$

3.2.2 Teoria $p-q$

A teoria da potência reativa instantânea, também denominada por teoria $p-q$, foi originalmente proposta por Akagi et al. [95] em 1983. Aquando da sua publicação, esta teoria passou despercebida e apenas no ano seguinte, após a apresentação de um outro trabalho [97] pelos mesmo autores é que obteve notoriedade. Em 1993 um outro estudo realizado por Watanabe et al.[98], expandiu os resultados da teoria $p-q$ para sistemas trifásicos a quatro fios e desequilibrados, considerando a potência de sequência zero. Posteriormente, Haque aplicou a teoria $p-q$ monofásica a cargas monofásicas e trifásicas [99].

O primeiro passo para aplicar a teoria $p-q$ a um sistema trifásico é a substituição das coordenadas $a-b-c$ para o sistema $\alpha-\beta-0$. Esta migração nas coordenadas é a aplicação da transformada de Clark. Esta substituição é aplicada às tensões e correntes de cada fase. Quando se

trata de um sistema monofásico apenas existe uma tensão e uma corrente, é então necessário emular as duas fases não existentes. O objetivo de emular as duas correntes e tensões não existentes é simular um sistema trifásico para fins matemáticos, como tal, é necessário que os sinais emulados estejam desfasados $\pm 120^\circ$. Caso os recursos computacionais não sejam suficientes para adotar a solução referida anteriormente, a opção recai por um sistema bifásico em lugar do trifásico, como o apresentado na Figura 3.2. Com esta solução apenas é necessário criar uma segunda fase a partir da fase existente a , desta forma, a fase a passa a ser a componente α e a componente β é obtida através da aplicação de um atraso de 90° ao sinal α .

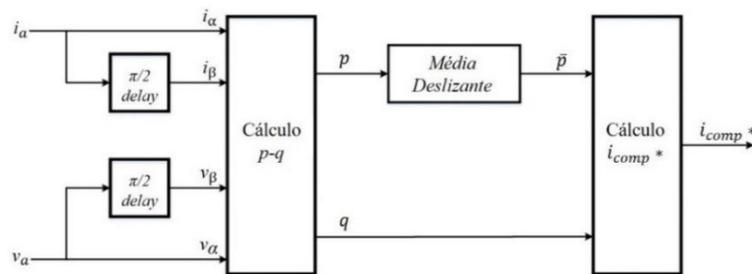


Figura 3.2 Diagrama de blocos representativo da teoria $p-q$ para sistemas monofásicos.

Para obter os valores relativos à tensão e corrente nas coordenadas α - β é realizada a transformação presente nas equações (3.6) e (3.7), em que o valor instantâneo da tensão da rede elétrica é dado por $v_s(\omega t)$ e o valor instantâneo da corrente consumida pela carga é dada por $i_l(\omega t + \phi)$. A frequência angular da rede elétrica é representada por ω e o desfasamento entre a fundamental da corrente e da tensão é representada por ϕ .

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s(\omega t) \\ v_s\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(\omega t + \phi) \\ i_a\left(\omega t + \phi - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Após o cálculo das duas grandezas instantâneas, o passo seguinte é obter o valor das componentes instantâneas da potência, isto é, a potência real instantânea (p) e a potência imaginária instantânea (q). O cálculo destes valores é representado na equação (3.8).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Cada uma das grandezas calculas na equação (3.8) pode ser decomposta na sua componente média (\bar{p} e \bar{q}) e na sua componente alternada (\tilde{p} e \tilde{q}), segundo as equações (3.9) e (3.10).

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.9)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.10)$$

Com a decomposição acima demonstrada, obtém-se a componente média da potência real instantânea (\bar{p}), sendo a esta a único valor relevante para o consumo de energia da carga. Por sua vez a potência imaginária instantânea (\tilde{q}) e a componente alternada da potência real instantânea (\tilde{p}) vão ser anulados pelo algoritmo de controlo do sistema de compensação, como por exemplo um filtro ativo de potência (FAP). Como tal, as correntes de compensação segundo as coordenadas α - β são calculadas segundo a equação (3.11).

$$\begin{bmatrix} i_{comp\alpha}^* \\ i_{comp\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\bar{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Por fim, é necessário calcular a corrente de compensação que o sistema de compensação como o FAP terá de produzir para anular as componentes (\tilde{q} e \tilde{p}). Para tal, considera-se a fase do sistema como sendo a fase a e referência da corrente de compensação (i_{compa}^*) é dada pela equação (3.12).

$$i_{compa}^* = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (-v_\alpha \tilde{p} - v_\beta q) \quad (3.12)$$

A teoria p - q apresenta uma desvantagem na sua performance, devido à dependência da distorção da tensão da rede elétrica. Para colmatar a desvantagem de performance, é necessário utilizar a componente fundamental das tensões v_α e v_β , em detrimento da utilização direta do valor da tensão da rede elétrica e respetiva quadratura do mesmo.

3.3 Técnicas de Controlo de Corrente

O aumento da procura por conversores de eletrónica de potência para as mais diversas aplicações, como mobilidade elétrica, melhorias de QEE, energias renováveis, entre muitas outras, leva a um aumento do investimento no seu desenvolvimento e estudo.

Do ponto de vista de controlo de conversores CA-CC, as técnicas de controlo de corrente é um dos elementos fulcrais nos algoritmos de controlo. O objetivo da utilização destas técnicas é otimizar o desempenho dos conversores, que seja a baixar o valor de THD_{ref} ou a obter uma resposta mais dinâmica e precisa às variações na corrente de entrada. Independentemente da topologia de conversor, qualquer conversor CA-CC do tipo VSI ligado à rede elétrica, necessita de ter no seu algoritmo de

controlo uma técnica de controlo de corrente para que produza, em cada instante, a tensão necessária para se obter a corrente pretendida à saída do conversor.

As técnicas de controlo de corrente podem ser analógicas ou digitais. Quando comparados, é de salutar que as técnicas analógicas apresentam uma resposta transitória mais rápida e não há atraso provocado pela conversão analógica-digital. No entanto, as técnicas digitais estão a ganhar cada vez mais interesse e a serem mais exploradas devido à evolução dos microcontroladores. Ao longo deste item é apresentada a revisão da literatura relativa a técnicas de controlo de corrente lineares e não lineares passíveis de utilizar em conversores de potência monofásicos. As técnicas de controlo de corrente lineares empregam de forma individual um controlo do erro da corrente e da modulação da tensão de referência. Por sua vez as técnicas não lineares baseiam-se na modulação da tensão de referência diretamente pelo erro da corrente. A utilização de uma técnica de controlo linear facilita o dimensionamento dos filtros passivos de acoplamento à rede elétrica, pois operam a uma frequência de comutação fixa.

3.3.1 Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo de corrente por histerese, também denominada na literatura por *bang-bang*, é a técnica mais simples e em simultâneo a mais robusta de implementar [100], [101]. Isto porque, a tensão produzida pelo conversor e a corrente obtida apenas dependem da corrente de referência. O funcionamento desta estratégia assenta na comparação da corrente de saída do conversor com a corrente de referência, adicionando a respetiva margem de histerese ao resultado da comparação. O resultado da comparação e o seu negado consistem nos sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência do conversor. Como representado na Figura 3.3.

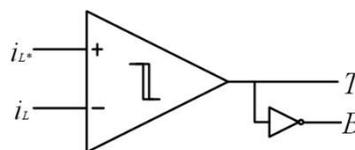


Figura 3.3 Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.

Geralmente, a implementação desta técnica é de forma analógica. No entanto, apesar de ser possível implementar de forma digital, é necessário selecionar uma frequência de amostragem suficientemente elevada para que a corrente produzida esteja dentro das margens de histerese. A performance desta técnica está diretamente associada à margem de histerese definida, isto é, quanto

mais curta for a margem de histerese melhor é a qualidade da forma de onda de saída. No entanto, é necessária uma frequência de comutação mais elevada, o que implica um aumento das perdas por comutação. A utilização desta técnica acarreta uma grande desvantagem: a frequência de comutação variável. Esta característica implica uma série de dificuldades como o dimensionamento dos filtros passivos de acoplamento à rede elétrica, o aparecimento de harmónicos de corrente numa diversa gama de frequências e a frequência de comutação máxima não ser limitada, o que pode originar comutações demasiado rápidas para os semicondutores utilizados.

A Figura 3.4 representa um exemplo da implementação e respetivo resultado do controlo de corrente por comparador de histerese aplicado a um conversor CA-CC.

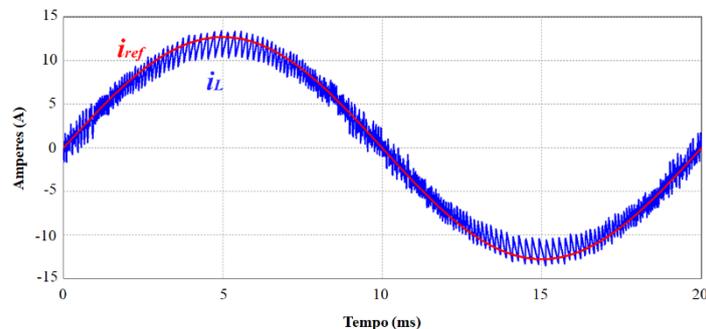


Figura 3.4 Corrente do conversor com controlo por comparador de histerese.

3.3.2 Controlo de Corrente por *Periodic Sampling*

A técnicas de controlo de corrente por *periodic sampling* (PS), é semelhante à técnica anteriormente exposta, podendo mesmo ser considerada um caso específico da técnica de controlo de corrente por histerese. Tal como a técnica por histerese, a técnica por PS tem a sua facilidade de implementação, a robustez e uma excelente resposta dinâmica [101]. O que diferencia esta técnica, é que esta tem por base a comparação entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor, sem a existência de uma margem de histerese, mas sim um limite máximo da frequência de comutação a aplicar aos semicondutores, isto é, em vez de existir uma aplicação direta do sinal de saída do comparador à *gate* dos semicondutores, passa a existir um circuito de amostragem e retenção com frequência fixa, permitindo que a corrente de saída cruze por diversas vezes a corrente de referência sem existir um sinal de comando para os semicondutores comutarem, garantido que só existe uma comutação por cada ciclo de amostragem.

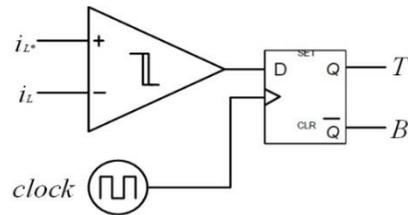


Figura 3.5 Diagrama de blocos do controle por PS.

A implementação analógica ou digital desta técnica de controle de corrente é bastante simples. No caso de uma aplicação analógica é requerido um comparador seguido de um *flip-flop* do tipo D, para este memorizar o sinal de saída do comparador. As saídas do *flip-flop* são responsáveis por enviar o sinal para a *gate* dos semicondutores de um braço do conversor, sendo utilizada uma onda quadrada como sinal de *clock* de modo a definir o valor da frequência de amostragem. Na Figura 3.5, encontra-se representado num diagrama de blocos a técnica de controle por PS. Numa aplicação digital, apenas é necessário um microcontrolador para efetuar a comparação a uma frequência constante e existir uma limitação para metade na frequência de comutação em relação à frequência de amostragem. A principal desvantagem associada a esta técnica é a inexistência de um limite mínimo para a frequência de comutação. Além disso, a corrente de saída do conversor pode apresentar um elevado *ripple*. Apesar do tudo isto, esta técnica de controle não deve ser desprezada, porque a sua robustez e simplicidade associadas a um aumento da frequência de amostragem e comutação pode apresentar resultados bastante interessantes (Figura 3.6).

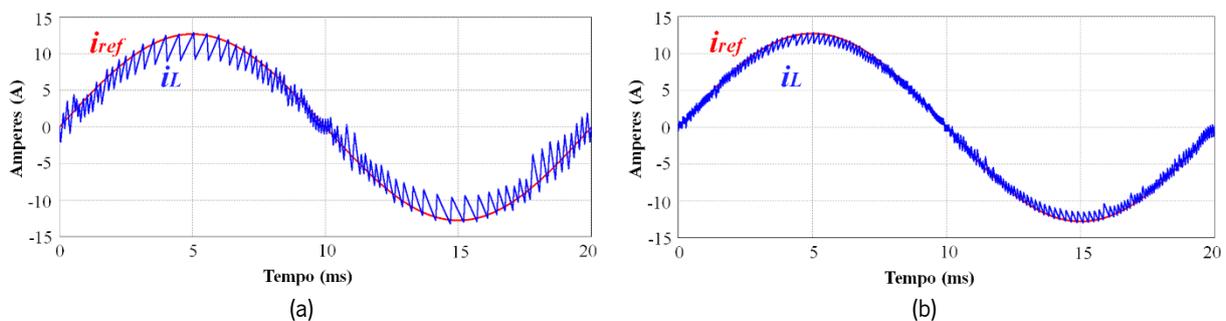


Figura 3.6 Corrente de entrada do conversor com controle *periodic sampling*.
 (a) Frequência de amostragem 10 kHz; (b) Frequência de amostragem 40 kHz.

3.3.3 Controle de Corrente PI Estacionário com Modulação SPWM

A técnica de controle de corrente proporcional integral (PI) é uma das técnicas mais em voga para o controle de conversores de eletrônica de potência. Esta técnica utiliza o erro entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor como variável de entrada de um controlador PI, com a finalidade de obter a tensão de referência que o conversor deve sintetizar. O sinal de saída do controlador PI é a referência para a modulação *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), sendo

efetuada uma comparação entre este sinal e a portadora triangular, obtendo assim o sinal de comando a ser aplicado aos semicondutores de potência. O sinal de comando aplicado aos semicondutores permite ao conversor produzir a tensão que origina a corrente pretendida.

Esta técnica pode apresentar problemas de saturação provocadas pelas variações na referência. Estes problemas podem ser solucionados com a utilização de estratégias de *anti-windup* como em [101]. Um outro aspeto a ter em conta na aplicação desta técnica, é que os ganhos do controlador PI devem ter em conta que a tensão de referência deve ter sempre uma amplitude inferior à portadora triangular, de forma a manter o índice de modulação na unidade e para que o erro da corrente se mantenha o menor possível em regime permanente.

Uma outra característica desta técnica de controlo de corrente, é que a modulação da tensão e a compensação do erro da corrente são independentes, permitindo assim operar o conversor com frequência de comutação fixa. Atendendo a esta vantagem, é possível eliminar o ruído audível das comutações de baixa frequência e também os harmónicos de corrente de centrados na frequência de comutação. Assim, torna-se mais fácil calcular o valor dos elementos passivos para filtragem. Estas características referidas anteriormente resultam numa diminuição do *ripple* da corrente produzida.

Apesar de todas estas vantagens referidas anteriormente, o principal entrave à utilização desta técnica para controlo de conversores, é não ter uma resposta rápida a variações bruscas do sinal de referência. Para tentar combater este fator de atraso na resposta, um bom ajuste nos ganhos do controlador é fundamental, mas este atraso na resposta nunca é totalmente eliminado.

É possível concluir que o desempenho desta técnica de controlo de corrente é afetado por variações rápidas no sinal de referência, obrigando a um reajuste dos valores dos ganhos sempre que há uma alteração no valor de corrente a sintetizar e/ou quando se altera a carga, tornando este sistema pouco suscetível a uma resposta dinâmica.

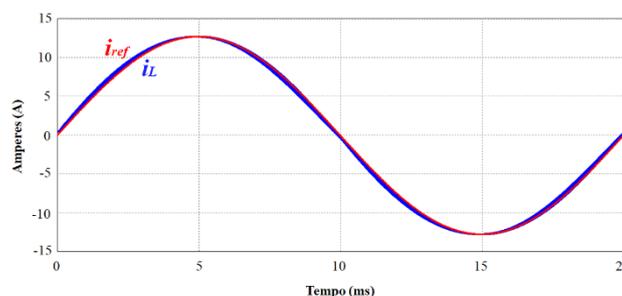


Figura 3.7 Corrente consumida pelo conversor com controlo de corrente PI.

3.3.4 Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM

Diferente de todas as técnicas de controlo de corrente até aqui expostas, a técnica de controlo de corrente preditiva tem por base o modelo eléctrico do sistema, para calcular a tensão de saída do conversor necessária para eliminar o erro entre a corrente de saída e a corrente de referência [102]. Tal como no controlo PI anteriormente referida, o controlo preditivo é uma técnica de controlo linear apesar de permitir incluir não-linearidades do sistema, ao contrário do controlo PI. O facto de a modulação da tensão ser independente da comparação do erro da corrente, permite ao sistema operar com frequência comutação fixa, trazendo diversas vantagens tal como ocorre no controlo PI. Numa análise comparativa com o controlo PI, o controlo preditivo tem a grande vantagem de não possuir ganhos, logo não é necessário haver ajustes em função da corrente que se pretende sintetizar na saída e é rápida resposta a variações bruscas na corrente de referência. Por outro lado, esta técnica é sensível a erros ou alterações nos parâmetros do sistema, principalmente na bobina de acoplamento à rede eléctrica.

Aplicando a lei das malhas ao esquema eléctrico apresentado na Figura 2.5, conclui-se que a tensão do conversor (v_{conv}) é igual à soma da tensão da rede eléctrica (v_g) com a tensão na bobina (v_L) de acoplamento à rede eléctrica, como em:

$$v_{conv} = v_g + v_L \quad (3.13)$$

Desprezando a resistência série equivalente da bobina e substituindo a tensão na indutância (v_L) pela equação da corrente obtém-se a equação (3.14):

$$v_{conv} = v_g + L \frac{di_{conv}}{dt} \quad (3.14)$$

Como a realimentação é realizada pela corrente de saída, é necessário calcular o erro da corrente (i_{erro}), através da diferença entre a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente do conversor (i_{conv}), como demonstra a equação (3.15).

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{conv} \quad (3.15)$$

Substituindo na equação (3.14) a corrente i_{conv} de forma a introduzir o da equação (3.15), obtém a equação (3.16).

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = v_g - v_{conv} + L \frac{di_{ref}}{dt} \quad (3.16)$$

Tratando-se de uma implementação digital, é necessário converter a equação (3.15) para o domínio discreto. Para tal, a frequência de amostragem terá de ser bastante superior à frequência do sinal a ser sintetizado, de forma a poder-se assumir que a derivado do erro varia de forma linear. Assim sendo, a equação (3.16) pode ser rescrita na equação (3.17), onde T_s representa o período de amostragem e Δi_{ref} a variação da corrente de referência.

$$v_g = v_{conv} + L \frac{\Delta i_{ref}}{T_s} + L \frac{\Delta i_{erro}}{T_s} \quad (3.17)$$

Para que a corrente de entrada do conversor siga a corrente de referência para diminuir o valor do erro, o sistema tem de controlar a tensão sintetizada pelo conversor, como tal, é necessário reorganizar a equação (3.17) em ordem a v_{conv} .

$$v_{conv} = v_g + L \frac{\Delta i_{ref}}{T_s} + L \frac{i_{erro}}{T_s} \quad (3.18)$$

Passando a equação (3.18) para o domínio discreto obtemos que a tensão de referência à saída do conversor é dada pela equação (3.19).

$$v_{conv}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (i_{ref}[k] - i_{erro}[k-1] + i_{erro}[k]) \quad (3.19)$$

Substituindo o termo i_{erro} pela equação (3.19) e reescrevendo a equação anterior, obtém-se a equação (3.20), sendo esta a expressão simplificada do cálculo da tensão da referência do conversor.

$$v_{conv}[k] = v_g[k] + \frac{L}{T_s} (2i_{ref}[k] - i_{erro}[k-1] - i_{conv}[k]) \quad (3.20)$$

Aplicando a equação (3.20) no controlo de um conversor CA-CC *full-bridge*, a corrente consumida pelo conversor é sinusoidal e de todas as técnicas de controlo de corrente é a que apresenta um menor THD_{ref} de 1%.

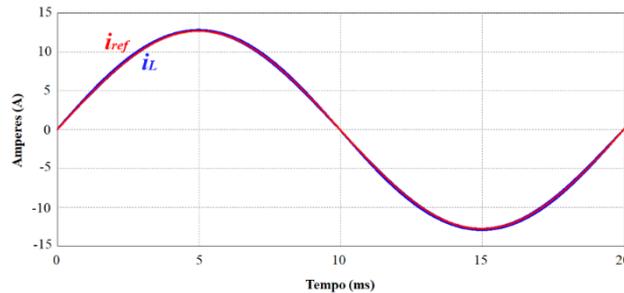


Figura 3.8 Corrente consumida pelo conversor com controle de corrente preditivo.

3.4 Técnicas de Modulação PWM para Conversores CA-CC

A utilização de técnicas de modulação PWM está inerente ao controle das comutações dos semicondutores de conversores de eletrônica de potência. Na modulação do PWM a variação da largura do pulso ocorre ao longo do tempo, isto é, o tempo em que pulso do sinal está no nível lógico alto. A relação entre o tempo que o pulso do sinal está em nível lógico alto e o tempo total do pulso, dá-se o nome de *duty-cycle*.

A técnica de modulação PWM mais utilizada em conversores CA-CC é SPWM, devido à sua simplicidade e boa performance[102]. Para além desta técnica de modulação, existem outras como *space vector pulse-width modulation*, *sigma-delta pulse-width modulation*, *third-harmonic injection pulse-width modulation*, *harmonic injection pulse-width modulation*, *sixty-degree pulse-width modulation*, *sub harmonic pulse-width modulation* e *phase shift pulse-width modulation* [103], [104]. Tendo em conta o âmbito e objetivo desta dissertação, optou-se por focar na técnica de modulação SPWM, comumente aplicada em conversores CA-CC de meia-ponte e ponte-completa.

O princípio base da modulação SPWM é a comparação entre uma onda moduladora ou referência e uma onda portadora. Geralmente, a onda portadora é um sinal triangular ou em dente de serra, com frequência superior à onda de referência. Por sua vez, a onda de referência na modulação SPWM, tal como o nome indica, é uma senoide. A frequência da onda portadora é que irá ditar a frequência de comutação dos semicondutores, permitindo que o sistema opere com frequência fixa, facilitando a eliminação dos harmónicos em torno da frequência de comutação. A comparação entre as duas ondas, resulta num sinal da saída com nível lógico alto, quando o valor da onda de referência é superior ao valor da onda portadora. Já quando a onda portadora tem valor superior à onda de referência resulta num sinal de saída com nível lógico baixo.

3.4.1 Modulação SPWM Bipolar

Um caso particular da modulação SPWM é a modulação bipolar, onde apenas existe o sinal da portadora e o sinal de referência. A comparação destes dois sinais, possibilita a existência de dois valores distintos, isto é, resulta em dois valores de tensão possíveis. O resultado da comparação e respetivo negado são os sinais a aplicar aos semicondutores de potência, como tal, o sinal de saída apresenta a mesma forma de onda da tensão sintetizada pelo conversor. Na Figura 3.9 é representada a lógica de controlo desta técnica de modulação a aplicar a um braço do conversor.

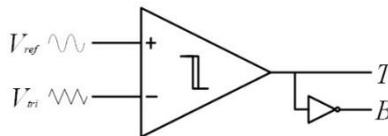


Figura 3.9 Modelo de controlo da técnica de modulação SPWM bipolar.

O resultado da modulação SPWM bipolar pode ser observado na Figura 3.10, onde está representado o sinal de referência, a portadora e o sinal de saída. Analisando a Figura 3.10, pode-se concluir que, quanto maior a largura do pulso do sinal de saída maior é o seu valor médio em cada instante e que um *duty-cycle* de 50% corresponde a um ao valor médio de zero. Esta técnica apenas permite sintetizar dois níveis de tensão, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$.

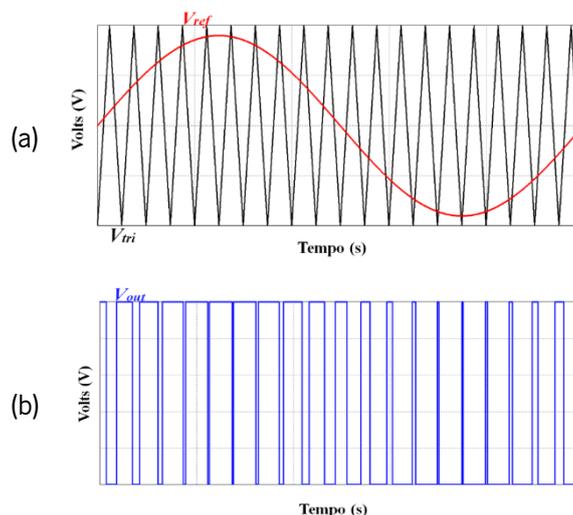


Figura 3.10 Princípio de operação da modulação SPWM bipolar:
 (a) Onda de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída da modulação SPWM bipolar.

3.4.2 Modulação SPWM Unipolar

A modulação SPWM unipolar difere da modulação bipolar pela existência de dois sinais de referência a comparar com a portadora. Os dois sinais de referência são a mesma senoide aplicada

na modulação bipolar (frequência e amplitude igual), mas desfasados 180° entre si. O resultado destas duas comparações e o seu respetivo negado resultam em 4 sinais de comando a aplicar aos semicondutores de potência. Esta técnica não pode ser utilizada em conversores de *half bridge* devido ao número reduzido de semicondutores. Em comparação com a modulação bipolar, a unipolar permite ao conversor sintetizar mais um nível de tensão (zero), o que resulta num sinal de saída com mais qualidade quando comparada com a bipolar, quando se trata de conversores *full-bridge*. A representação da implementação lógica desta técnica a aplicar aos semicondutores de potência do conversor é apresentada na Figura 3.11.

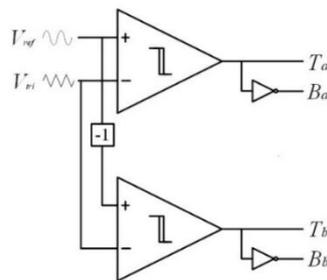


Figura 3.11 Modelo de controle da técnica de modulação SPW unipolar.

Na Figura 3.12 é ilustrado o sinal da portadora, os dois sinais de referências e o sinal de saída. Uma análise da Figura 3.12 permite concluir que a modulação é efetuada a cada instante entre um dos valores de topo e o valor zero, o que resulta nos três valores de tensão de saída, $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e 0. Por fim, uma outra vantagem na aplicação da técnica de modulação unipolar é o sinal de saída do conversor possuir uma frequência duas vezes superior à frequência de comutação, sendo mais um fator a contribuir para o aumento do desempenho desta técnica de modulação.

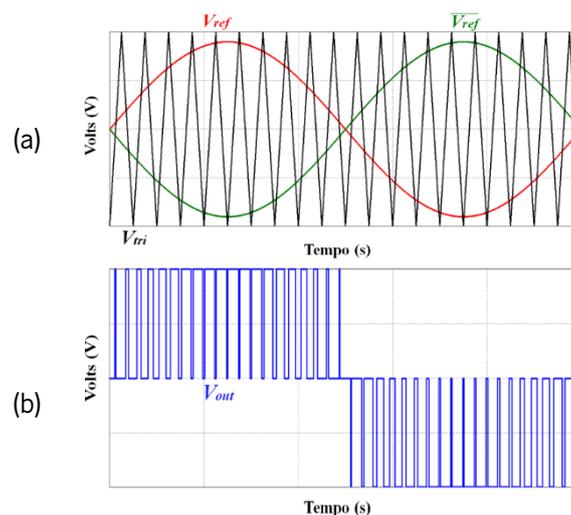


Figura 3.12 Princípio de operação da modulação SPWM bipolar:
 (a) Ondas de referência e onda portadora; (b) Sinal de saída da modulação SPWM bipolar.

3.5 Técnicas de Modulação para Conversores CC-CC

As técnicas de modulação para conversores CC-CC são fundamentais para o controlo dos mesmos, tal como, nos conversores CA-CC. As técnicas de modulação mais utilizadas são a modulação PWM, idêntica à utilizada nos conversores CA-CC e a modulação *phase shift*. Estas duas técnicas têm como principais vantagens a sua simplicidade aliada a um bom desempenho, quando comparadas com outras técnicas como a modulação triangular (*Triangular Modulation* – TRM) e a modulação trapezoidal (*Trapezoidal Modulation* – TZM). Apesar de permitirem um aumento do desempenho do conversor, as técnicas de modulação TRM e TZM incrementam um elevado grau de complexidade no controlo, o que geralmente não se justifica para as aplicações pretendidas [105]. Tendo em conta estes factos nesta dissertação serão abordadas as técnicas de modulação por PWM e por *phase shift*.

3.5.1 Modulação por PWM

A modulação PWM é a técnica mais simples e fácil de implementar para controlo de conversores CC-CC e pode ser aplicada em todas as topologias (isoladas ou não isoladas) com semicondutores totalmente controlados [43]. Em contrapartida com a simplicidade de implementação, a resposta é pouco dinâmica e os valores de regulação são muito limitados. Com a evolução dos conversores de CC-CC surgiram novas técnicas de modulação, com uma resposta muito mais dinâmica e com melhores desempenhos principalmente em conversores CC-CC bidirecionais isolados, sendo a modulação PWM mais utilizada em conversores não isolados e nos conversores *dual flyback* e *dual cuk* [93].

O funcionamento da modulação PWM nos conversores CC-CC é em tudo semelhante aos conversores CA-CC, tem por base a comparação entre uma onda portadora (referência) e uma onda moduladora. A moduladora é geralmente uma onda triangular ou dente de serra com frequência superior à onda de referência e a frequência da onda moduladora será a frequência de comutação dos semicondutores. O resultado da comparação entre estas duas ondas é que irá ditar o nível lógico do sinal de saída a ser aplicado aos semicondutores. Tal como acontece nos conversores CA-CC, a modulação pode ser unipolar ou bipolar, estando logicamente esta escolha limitada pelo número de semicondutores presentes no conversor CC-CC.

3.5.2 Modulação por *Phase Shift*

A modulação por *phase shift* é utilizada nos conversores CC-CC isolados bidirecionais como o DAB ou o DHB pela fácil implementação e simplicidade de controlo quando comparada com outras técnicas passíveis de ser utilizadas com resultados idênticos [87], [92]. Esta técnica consiste na aplicação de um desfasamento α entre as tensões de saída de cada um dos lados do transformador. O desempenho dinâmico e o facto de permitir a comutação suave dos semicondutores (*soft switching*) são duas vantagens desta técnica. Por outro lado, o seu desempenho quando o sistema opera perto dos valores de relação nominais apresenta valores de potência reativa muito elevados. Outra particularidade desta técnica é que quanto maior for a diferença de tensão entre os dois lados do transformador maior será a corrente aplicada aos semicondutores, assim, as perdas aumentam levando a uma perda de eficiência no sistema. Para colmatar esta situação, aconselha-se que a relação da tensão entre os dois lados do conversor seja próxima de 1.

Os semicondutores presentes num conversor CC-CC sujeito a uma técnica de modulação por *phase shift* têm um *duty-cycle* fixo de 50% e a direção do fluxo de energia e a potência são controladas pelo desfasamento entre as tensões de cada um dos lados do transformador. Caso se pretenda transferir energia do lado primário do transformador para o secundário, a tensão no lado primário terá de estar adiantada em relação à do secundário, com um desfasamento entre 0° e 90° . Em sentido contrário, isto é, transferir energia do lado secundário para o lado primário, a tensão do lado primário terá de estar atrasada em relação à tensão do lado secundário, com um desfasamento entre -90° e 0° .

Dentro da técnica de modulação por *phase shift* existem diversas variantes, sendo o número de desfasamentos criados entre os sinais de comando dos semicondutores a principal característica de diferenciação. Este número de desfasamentos criados pode variar entre um e três. Quando apenas existe um desfasamento a modulação *phase shift* tem duas variantes, o método convencional (*Conventional Single Phase Shift – CSPS*) e o método alargado (*Extended Single Phase Shift – ESPS*) [90]. Já as modulações com dois ou três desfasamentos são denominadas como *dual* e *triple phase shift* [91], [106], [107], respetivamente. A escolha entre as diferentes variantes da modulação *phase shift* está diretamente ligada à topologia do conversor CC-CC bidirecional isolado, isto é, nem todas as topologias permitem utilizar todas as técnicas, por exemplo, um conversor DHB não permite aplicar as técnicas *dual* e *triple phase shift* por não possuir semicondutores em número suficiente.

Nesta dissertação a técnica *triple phase shift* não será abordada, pela sua pouca utilização e não ser muito relevante nos âmbitos desta dissertação. A pouca utilização está associada à sua complexidade quando comparada com as outras técnicas, sendo apenas utilizadas em situações específicas, em que o aumento da complexidade se justifique no aumento da eficiência do conversor. De seguida serão abordadas com mais pormenor as variantes da técnica de modulação por *phase shift*. Ao longo dos próximos itens o conversor a ter como base para explicação das diferentes variantes será o DAB, com o fluxo de energia a fluir do lado primário do transformador para o lado secundário.

3.5.2.1 **Conventional Single Phase Shift (CSPS)**

A técnica de *phase shift* na sua forma original consiste na aplicação de um desfasamento α entre os sinais de comando das duas pontes do conversor. Com o surgimento de variantes desta técnica, passou-se a denominar na literatura a forma original como CSPS. A técnica CSPS é muito utilizada pelo seu menor grau de complexidade quando comparada com outras variantes do *phase shift*. Por outro lado, apresenta desvantagens a operar em cenários que a tensão do lado primário é inferior ao lado secundário do transformador. Neste cenário o conversor apresenta valores de corrente e de potência reativa bastante elevados.

O valor da potência ativa transferida pelo conversor DAB a operar com a técnica CSPS não é inteiramente dependente do parâmetro do desfasamento, isto é, o aumento da potência ativa transferida não é proporcional ao aumento do desfasamento, está também dependente de outros parâmetros do sistema. O valor máximo de potência transferida é atingido nos dois limites possíveis para o valor do desfasamento α , 90° e -90° , conforme o sentido em que se pretende realizar a transferência de potência. No entanto, um aumento do valor de α também é um aumento na potência reativa do conversor, então é necessário tentar manter o valor de α dentro de um certo intervalo, de forma a não comprometer a eficiência do conversor. Assim, o intervalo aconselhado para os valores de α é entre -30° e 30° , não comprometendo a viabilidade do conversor.

3.5.2.2 **Extended Single Phase Shift (ESPS)**

De forma a colmatar o problema do CSPS em situações em que a tensão do lado primário é inferior ao lado secundário, surgiu a técnica ESPS. A principal diferença entre estas duas técnicas é o facto de na técnica ESPS existir um desfasamento entre os sinais de comando dos braços da mesma ponte, enquanto na técnica CSPS apenas existe desfasamento entre as tensões de saída das duas

pontes. A nível de desempenho, a técnica ESPS consegue aumentar a eficiência sem aumentar a complexidade do controlo uma vez que, apesar de serem aplicados dois desfasamentos distintos, ambos terão igual valor. O aumento da eficiência com a utilização desta técnica dá-se pela diminuição da potência reativa. Em contrapartida, os semicondutores totalmente controlados estão sujeitos a correntes mais elevadas, sendo notório o aumento destas correntes com um aumento da diferença de tensão entre lado o primário e secundário do transformador. Este último fator é o principal entrave para aplicação mais generalizada desta técnica em detrimento do CSPS nos conversores CC-CC bidirecionais isolados.

Para aplicar a técnica ESPS num conversor é necessário pelo menos a existência de 6 semicondutores totalmente controlados e que permite obter três níveis de tensão de saída. A duração do terceiro nível terá a duração do valor do desfasamento entre os braços da mesma ponte. Tal como ocorre no CSPS, o sentido do fluxo de energia é ditado pelo valor do desfasamento e a potência ativa transferida também não é proporcional ao valor do desfasamento. O intervalo de valores para o desfasamento aplicado ao conversor também é entre -30° e 30° .

3.5.2.3 *Dual Phase Shift (DPS)*

A técnica DSP é a evolução da técnica ESPS e tem o mesmo princípio de funcionamento, isto é, também existe um desfasamento entre os braços da mesma ponte além do desfasamento das tensões. Neste caso a principal diferença é o facto de o desfasamento entre os braços ser diferente do desfasamento entre as tensões das pontes. Outra característica do DPS é o desfasamento aplicado nos braços da ponte e igual independentemente do sentido do fluxo de energia. A aplicação desta técnica apenas é possível em conversores com pelo menos oito semicondutores totalmente controlados. Como existem dois desfasamentos distintos é imperativo que haja uma distinção. Na literatura [108] existente sobre este tema não existe um consenso quanto à sua denominação e, por isso, nesta dissertação optou-se pela seguinte denominação: D_1 para o desfasamento da tensão entre as pontes e D_2 para o desfasamento entre braços.

Ao aplicar a técnica DPS num conversor em detrimento das referidas anteriormente há uma diminuição da potência reativa consumida pelo conversor, uma redução da corrente aplicada aos semicondutores totalmente controlados, maior flexibilidade de regulação e uma diminuição da corrente inicial quando sistema é ligado (corrente de *in-rush*). Todas estas vantagens referidas apenas se verificam em relação à técnica CSPS quando a tensão no lado secundário é inferior ao lado primário.

Caso a tensão do lado secundário seja igual ou superior ao lado primário, estas vantagens esbatem-se porque, apesar de uma diminuição da potência reativa consumida pelo conversor, a corrente aplicada aos semicondutores totalmente controlados é significativamente maior. Neste cenário apenas é vantajoso utilizar a técnica DPS em determinados momentos optando pela técnica *Optimal Dual Phase Shift* (ODPS) nos restantes momentos.

Tal como acontece nas técnicas até aqui apresentadas, o DPS também apresenta um desfasamento entre as tensões nas pontes, D_1 , com um intervalo de valores de -90° a 90° . Já o desfasamento entre os braços da mesma ponte, D_2 , pode variar entre 0° e 180° . Esta flexibilidade de valores de desfasamento tem de cumprir obrigatoriamente a expressão (3.21), isto é, o somatório dos dois desfasamentos tem de ser sempre igual ou inferior a 180° .

$$D_1 + D_2 \leq 180 \quad (3.21)$$

A técnica DPS não diferente das restantes técnicas de *phase shift*, no ponto em que quanto maior o valor de D_1 , maior é a potência transferida, mas pelos motivos já referidos nas outras técnicas o intervalo ideal de funcionamento é -30° e 30° .

Para aplicar o DPS num conversor são necessários dois controlos PI, para calcular os dois desfasamentos de forma independente. A execução desta metodologia é bastante complexa, pela dificuldade de sintonizar dois controladores PI e é o principal entrave à sua implementação. Como tal, geralmente é utilizada uma das duas variantes do DPS, a *Quasi Dual Phase Shift* (QDPS) e a *Optimal Dual Phase Shift* (ODPS).

Quasi Dual Phase Shift (QDPS)

Esta variante do DPS simplifica a sua implementação porque necessita apenas de um controlador PI para calcular o desfasamento D_1 e fixar o valor do desfasamento D_2 durante o funcionamento. Determinados autores [109] estudaram a possibilidade de fixar o valor de D_1 e utilizar um controlador PI para calcular o valor de D_2 , mas esta opção é pouco relevante.

A principal vantagem em relação à ODPS é a maior simplicidade de implementação e menor necessidade de cálculos, o que resulta num sistema com uma resposta mais rápidas por parte do microcontrolador. Em contrapartida, há limitações na capacidade de redução da corrente e no aumento da eficiência. Além disso, há um aumento da corrente quando o conversor opera em situações em que a tensão do lado secundário é maior ou igual à tensão do lado primário. A operação

nestas condições este valor de corrente irá aumentar quanto maior for o valor da constante atribuído a D_2 .

Optimal Dual Phase Shift (ODPS)

A técnica OPDS ao contrário da QDPS implica que ambos os desfasamentos sofram alterações dos valores ao longo do funcionamento. O valor de D_1 é calculado por um controlador PI, já o valor de D_2 é controlado por um algoritmo que poder ter uma de duas estratégias distintas, aumentar a eficiência ou diminuir a corrente nos semicondutores totalmente controlados.

O grande entrave da técnica QDPS é colmatado pela OPDS, ou seja, nos casos em que a tensão do lado secundário é maior ou igual à tensão do lado primário o valor do D_2 será zero, levando a que o comportamento seja idêntico à CSPS. Como resultado, esta técnica permite atingir um valor de rendimento igual ou superior a qualquer uma das técnicas já apresentadas, independentemente dos valores de tensão de cada uma das pontes. O único entrave à predominância desta técnica é a exigência a nível de cálculos, o que pode gerar problemas no momento de arranque do conversor pelo tempo despendido nos cálculos pelo microcontrolador provocando certos problemas em determinadas aplicações. Uma estratégia para contornar este problema, é no arranque do conversor utilizar uma outra técnica como a CSPS ou QDPS e quando o conversor apresentar um comportamento mais estável usar a técnica ODPS de forma a maximizar o rendimento do conversor.

3.6 Conclusões

O presente estado da arte está centrado nas estratégias e técnicas de controlo para os conversores empregues num sistema de carregamento sem fios para VEs. Foram estudadas as teorias de potência FBD e $p-q$ que operaram no domínio do tempo. Geralmente, estas são utilizadas em FAPs para calcular a corrente de compensação a injetar na rede elétrica. Tendo em conta o protótipo desenvolvido e a capacidade de operar no modo V4G, estas teorias poderão ser utilizadas para calcular a energia reativa necessária para injetar na rede elétrica ou para compensar harmónicos de corrente de forma seletiva.

Relativamente técnicas de controlo de corrente possíveis de aplicar ao conversor CA-CC, verificou-se que as técnicas de controlo por histerese e por *periodic sampling* apresentam uma rápida resposta e simplicidade. No entanto, apresentam frequência variável e maior *ripple* na corrente consumida. As técnicas de controlo PI e preditivo, ambas com modulação SPWM, também foram

estudadas. De acordo com a literatura analisada ao longo do capítulo, estas técnicas possuem frequência fixa, mas a resposta a variações é mais lenta quando comparada com técnicas não-lineares (frequência variável). Além do elevado tempo de resposta, estas técnicas são mais complexas de implementar. No entanto, o seu desempenho é superior justificando a sua utilização neste tipo de aplicações.

Do estudo das técnicas de modulação PWM para conversores CA-CC, nomeadamente, as técnicas que recorrem à modulação SPWM (modulação unipolar e bipolar) também é possível retirar algumas conclusões. Relativamente à técnica de modulação unipolar, esta apenas pode ser aplicada a conversores com pelo menos quatro semicondutores totalmente controlados e apresenta um melhor desempenho quando comparada com a modulação bipolar. Isto acontece porque esta técnica permite sintetizar mais um nível de tensão e a frequência do sinal de saída é o dobro da frequência de comutação, o que não acontece na frequência bipolar.

Por fim, as técnicas de modulação para conversores CC-CC isolados e não isolados também foram estudadas. Relativamente à modulação PWM, esta pode ser aplicada em qualquer conversor CC-CC isolado ou não isolado e é simples de implementar. No entanto, a sua resposta é pouco dinâmica, não justificando a sua utilização em conversores mais complexos. Nas topologias isoladas como, por exemplo, o DAB, a modulação *phase-shift* é mais indicada do que a modulação PWM. Relativamente à modulação CSPS, esta é considerada a mais simples de todas as técnicas de modulação *phase shift* e é a mais indicada para conversores em que a diferença de tensão entre o primário e o secundário é pouca ou inexistente. A evolução da técnica de modulação CSPS, resultou na modulação ESPS e na modulação DPS. Estas duas técnicas vieram suprimir os problemas que a modulação CSPS tem em situações que existe uma diferença entre a tensão do primário e do secundário.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Sistema de Carregamento por WPT para VEs

4.1 Introdução

O desenvolvimento de um projeto de eletrônica de potência passa por diversas fases, entre elas estão as simulações computacionais. A simulação computacional tem um papel fundamental porque permite realizar testes para prever o comportamento do sistema, contribuindo para a integridade do hardware e permitindo a validação dos algoritmos de controlo. Logo, os riscos associados à realização de testes com potências elevadas são reduzidos devido à fase preliminar de testes computacionais. O risco humano e a danificação de componentes eletrónicos são minimizados pelo processo de simulação. Além disso, o procedimento simulatório é bastante rápido e económico. O avanço da capacidade de processamento é mais um fator a contribuir para o aumento da eficiência das simulações.

As ferramentas de simulação permitem não só validar um sistema eletrónico de potência, como testar a performance do mesmo, mas para tal é necessário que no ambiente de simulação estejam representadas as não linearidades do sistema real. A aproximação da simulação ao sistema real é a garantia que os testes realizados terão resultados idênticos aos resultados obtidos na prática.

Ao longo deste capítulo são demonstrados os modelos de simulação e os resultados dos mesmos para um sistema de carregamento por WPT para VEs. Primeiramente é apresentado o modelo de simulação desenvolvido, sendo efetuada uma divisão entre a parte de potência e o sistema de controlo. Em seguida, é descrito o conversor CA-CC e são apresentados os seus resultados. Após isso, são exibidos os resultados da transferência de energia bidirecional entre o primário e o secundário do DAB. Por fim, são expostos os resultados do controlo do conversor CC-CC e os dois métodos de funcionamento de todo o sistema, G2V e V2G respetivamente.

4.2 Modelo de Simulação do Sistema de Carregamento por WPT para VEs

O modelo de simulação desenvolvido no software PSIM encontra-se representado nas duas figuras seguintes. De forma a facilitar o visionamento o modelo encontra-se dividido em duas imagens: na primeira imagem encontra-se representado o andar de potência e na segunda imagem o sistema de controlo. O andar de potência presente na Figura 4.1 pode ser dividido em duas partes: 1) o lado primário composto pela bobina de acoplamento à rede elétrica, pelo retificador ativo e pelo inversor de alta frequência; 2) no lado secundário encontrámos o retificador, o conversor CC-CC e o modelo equivalente das baterias. Todos estes elementos serão revistos com maior ênfase em capítulo oportuno.

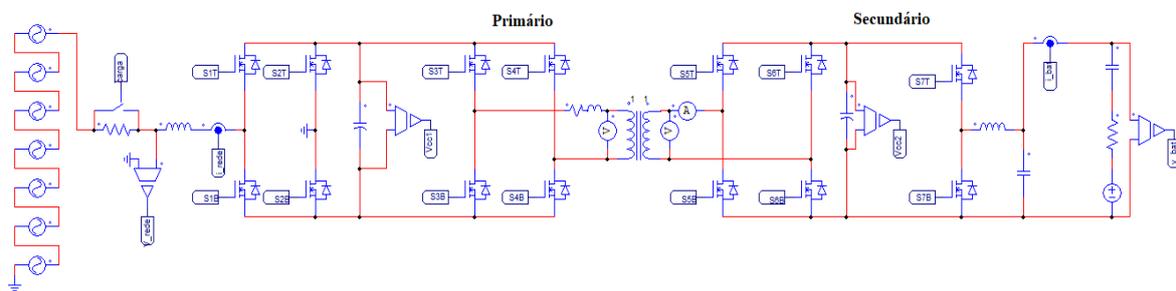


Figura 4.1 Andar de potência implementado em PSIM.

De forma a aproximar a simulação das condições reais do sistema, são colocadas diversas fontes de tensão em série com objetivo simular uma rede elétrica real, isto é, com harmónicos tornando os resultados mais fidedignos. É possível observar os sensores de corrente e tensão necessários para o funcionamento dos algoritmos de controlo, bem como o interruptor com a função de bypass, utilizado no carregamento do barramento CC. A solução encontrada para simular a transferência de energia entre as bobinas de um sistema WPT com os recursos do PSIM, foi por meio de um transformador com relação 1:1.

Na Figura 4.2 é apresentado o sistema de controlo implementado para o sistema de transferência de energia sem fios para mobilidade elétrica. Nos dois blocos codificados linguagem C, encontram-se os algoritmos e técnicas de controlo implementados. O primeiro bloco C engloba o algoritmo de controlo da eletrónica de potência que se encontra *off-board* e o segundo bloco contém o algoritmo de controlo da eletrónica de potência de que encontra *on-board*. As entradas de ambos os blocos C correspondem às leituras dos sensores e aos dados transmitidos entre os dois blocos. A frequência de amostragem das medições dos sensores é de 50 kHz. Por sua vez, as saídas do bloco C correspondem a *flags* ou a variáveis dos algoritmos de controlo que serão utilizadas em circuitos analógicos externos. Além dos blocos de controlo, pode observar-se a implementação da técnica de

modulação SPWM unipolar do conversor CA-CC, a modulação SPS aplicada ao DAB e a modulação PWM do conversor CC-CC, sendo a frequência de comutação nas três técnicas de 100 kHz. Por fim, no modelo de simulação também é incluído o *deadtime* a aplicar aos sinais de comando dos semicondutores.

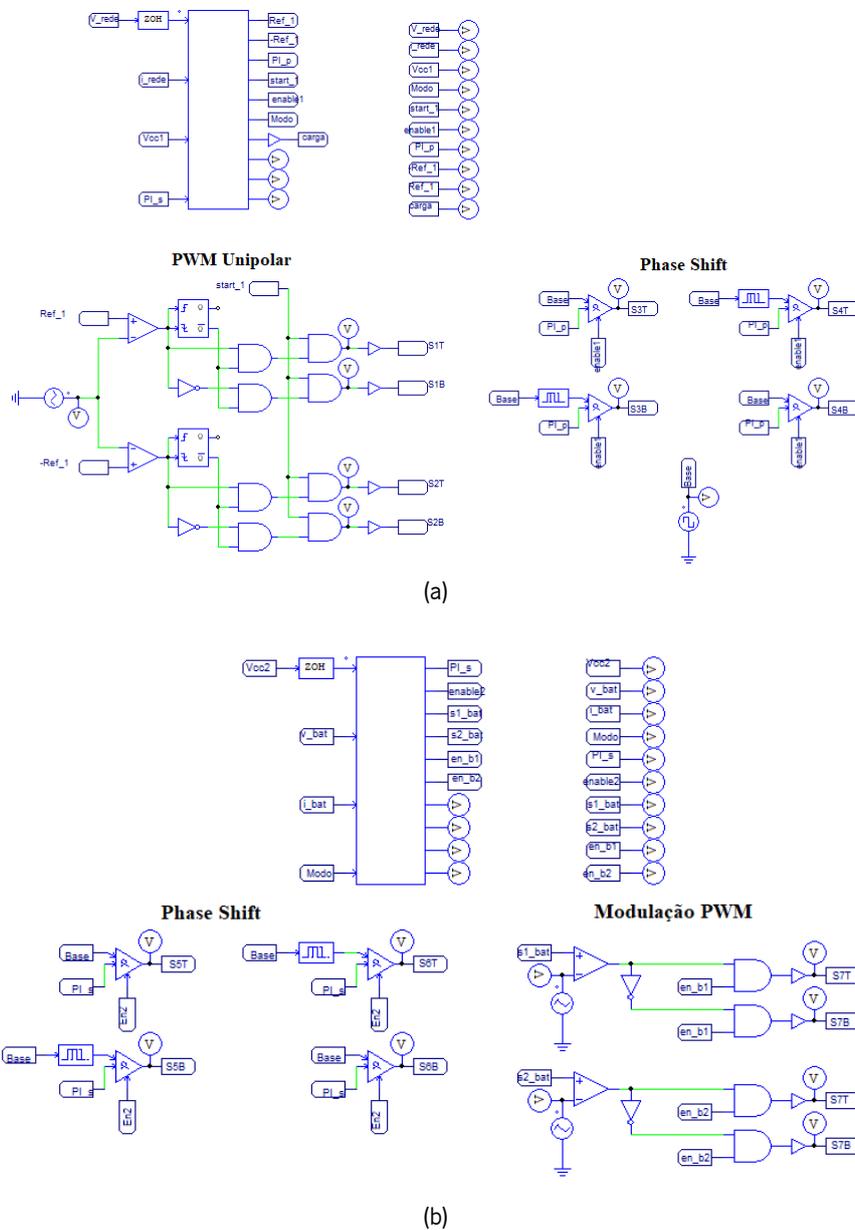


Figura 4.2 Sistema de controlo implementado em PSIM:
 (a) Controlo do lado primário; (b) Controlo do lado secundário.

Por fim, na Tabela 4.1 são representados todos os parâmetros dos componentes do sistema, assim como os valores de operação do sistema. A escolha de determinados parâmetros teve em conta não só o valor calculado, mas também a disponibilidade desses componentes no laboratório do GEPE. Nesta tabela estão especificados os valores de todos os elementos passivos dos diversos conversores, bem como as características de operação. Todos os resultados apresentados ao longo deste capítulo tiveram por base os valores apresentados nesta tabela.

Tabela 4.1 Parâmetros do sistema implementado em PSIM.

Parâmetro	Valor	Unidade
Valor eficaz da tensão de alimentação CA	230±10%	V
Valor eficaz da corrente do VE	16	A
Frequência nominal da tensão de alimentação	50±1%	Hz
Potência nominal de operação do sistema	3,6	kW
Fator de potência	>0,99	-
THD _v	<5%	-
Frequência de comutação	100	kHz
Frequência de amostragem	50	kHz
Valor médio da tensão do barramento CC primário e secundário	400	V
Valor médio da tensão de operação das baterias	200 a 400	V
Corrente nominal da bateria	10	A
Indutância de acoplamento à rede elétrica	1,2	mH
Indutância do conversor CC-CC	600	μH
Condensadores do barramento CC primário e secundário	600	μF
Condensador do conversor CC-CC	47	μF

4.3 Controlo do Conversor CA-CC PFC

Na Figura 4.3 é ilustrado o modelo de simulação do retificador ativo *full-bridge*. Além do conversor é representado neste modelo a bobina de acoplamento à rede elétrica, a resistência de pré-carga do barramento CC e respetivo barramento CC.

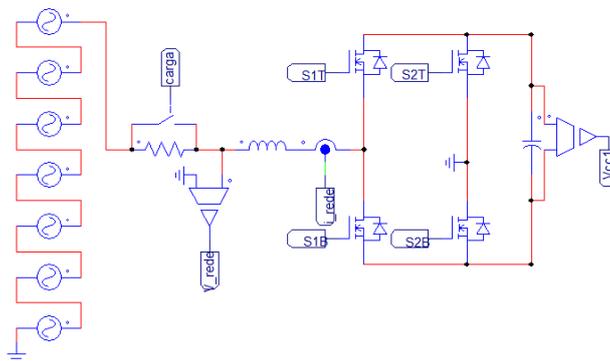


Figura 4.3 Conversor CA-CC PFC implementado em PSIM.

4.3.1 Sincronização com a Rede Elétrica

O algoritmo digital proposto para efetuar o sincronismo com a rede elétrica é denominado na literatura como *phase-locked loop* (PLL) [110]. A rede elétrica pode apresentar flutuações de amplitude de ± 10 V. O desvio da frequência nominal correspondente à tolerância admissível para o valor médio da frequência durante 95% do tempo de uma semana é de ± 1 , como estipulado pela norma NP EN 50160 [106]. Para o correto funcionamento do conversor CA-CC no carregamento das baterias de um VE, é fundamental que o sinal de referência da corrente se encontre em fase com a tensão da rede elétrica.

O algoritmo de sincronização com a PLL, consiste em gerar à sua saída um sinal de referência sinusoidal em fase com a componente fundamental de um determinado sinal de entrada, mesmo com elevado conteúdo harmónico. A PLL não só realiza o sincronismo, mas também é muito útil para determinar a corrente de referência. Se os cálculos da corrente de referência fossem efetuados com o valor da tensão da rede elétrica e esta possuir conteúdo harmónico iria também produzir uma corrente com conteúdo harmónico. Ao utilizar o sinal gerado pelo algoritmo da PLL, a referência de corrente obtida está imune aos problemas de qualidade da tensão da rede elétrica. O algoritmo da PLL utilizado opera no domínio de Laplace e foi proposto por Karimi-Ghartemani e Iravani [110] em 2001. Este algoritmo apresenta dois blocos distintos, um responsável pelo cálculo da fase do sinal de entrada e outro responsável pelo cálculo da amplitude. A estabilidade da PLL e a rapidez com que atinge o sincronismo está diretamente dependente dos ganhos utilizados no controlador PI.

A Figura 4.4 ilustra os sinais de entrada e saída da PLL obtidos em simulação. Pode-se observar que o sincronismo é obtido ao terceiro ciclo da rede elétrica e o valor da amplitude já se encontra nos 325 V de pico da rede elétrica ao quarto ciclo de rede elétrica. Outro facto a salutar é a produção com sucesso de um sinal sinusoidal tendo por base um sinal destorcido, sendo o valor de $THD_{\%}$ da tensão da rede elétrica de 5% e do sinal gerado pela PLL de 0,28%.

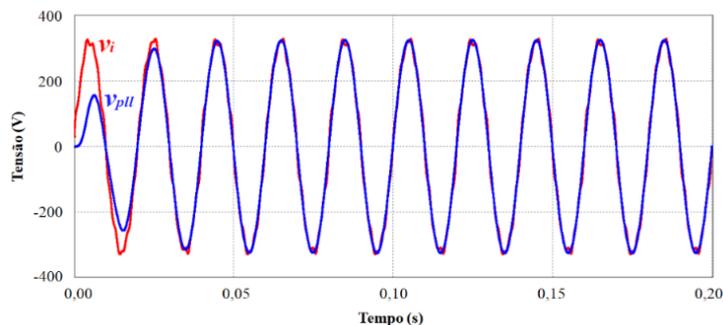


Figura 4.4 Sinal gerado pelo algoritmo da PLL sincronizado com a rede elétrica.

Para comprovar a resposta dinâmica a variações de amplitude e de frequência é ilustrado na Figura 4.5 o sinal gerado pelo algoritmo de PLL e a tensão da rede elétrica, numa situação em que ocorre uma subtensão de 60 V com um desfasamento de 1% da frequência em relação à frequência fundamental no intervalo de 0,2 a 0,3 segundos. Após os 0,3 segundos o sinal da rede elétrica voltar a ter os 50 Hz, mas com uma sobretensão de 20 V e com um $\text{THD}_{\%}$ de 8%.

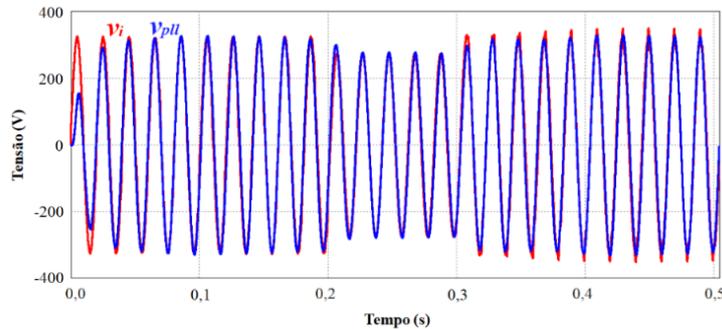


Figura 4.5 Sinal gerado pelo algoritmo da PLL com variação de amplitude e frequência.

4.3.2 Regulação da Tensão do Barramento CC

O controlo da tensão no barramento CC é fulcral no correto funcionamento de um conversor PFC. Isto significa que, se o controlo do barramento CC não manter a tensão do mesmo superior ao valor de pico da rede elétrica (325 V em Portugal), os díodos em antiparalelo com os SiC MOSFETs não são inversamente polarizados. Neste cenário o conversor PFC passa a operar como ponte retificadora a díodos sem existir controlo sobre a tensão no barramento CC. Tendo em conta o valor de pico a tensão da rede elétrica, o índice de modulação de 92% e a queda de tensão nos díodos dos semicondutores, foi definida uma tensão de referência para o barramento CC de 400 V.

Na primeira etapa do carregamento dos condensadores presentes no barramento CC, estes encontram-se totalmente descarregados. Desta forma, é necessário proceder ao carregamento dos mesmos com recurso a uma resistência de pré-carga em série com a rede elétrica e o conversor. A resistência de pré-carga limita o pico inicial da corrente característico das cargas capacitivas devido ao seu elevado dv/dt . Durante esta etapa são os díodos em antiparalelo dos Sic MOSFET que se encontram em condução.

Após a tensão nos condensadores se aproximar do valor pico da tensão rede elétrica, segue-se a segunda etapa do carregamento do barramento CC. Nesta etapa, é realizado um *bypass* à resistência de pré-carga através de um relé para que a tensão no barramento CC fique com o valor do pico da tensão da rede elétrica. Por fim, na terceira e última etapa do carregamento do barramento CC, entram em ação os SiC MOSFETs e o sistema de controlo implementado. O controlo

implementado gere a potência necessária para que o barramento CC fique com a tensão desejada. Geralmente este controlo é realizado através de um algoritmo PI, em que os seus ganhos controlam a corrente de carregamento. Tendo em conta a relação direta entre os ganhos e a corrente de carregamento, convém que estes sejam relativamente baixos para limitar a corrente que o conversor pede à rede elétrica. Assim a resposta a variações na carga do barramento CC torna-se rápida e o sistema mais dinâmico.

Depois da tensão no barramento CC atingir o valor pretendido, o controlador PI mantém o valor constante. A tensão no barramento CC pode ter um *ripple* de 100 Hz proveniente da injeção da corrente da rede elétrica em ambos os semiciclos, mas geralmente este *ripple* tem valores baixos a rondar o 1%. Outras flutuações adicionais no barramento CC não devem ocorrer e, por isso, o sistema de controlo deve manter o valor médio da tensão no barramento CC constante.

Na Figura 4.6 são apresentadas as três etapas de controlo do barramento CC. A transição da primeira para a segunda etapa ocorre quando a tensão no barramento CC é de 300 V. É nesse momento que é realizado o bypass à resistência de pré-carga de 66 Ω .

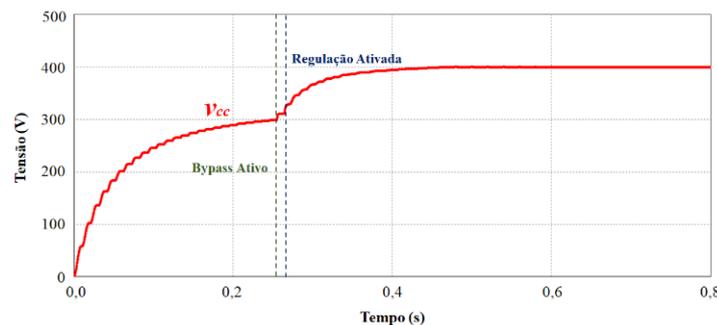


Figura 4.6 Tensão no barramento CC durante as diferentes etapas da regulação.

Na Figura 4.7 é apresentada a tensão da rede elétrica e a corrente no conversor PFC ao longo do processo de controlo do barramento CC. Observando a figura, primeiramente temos a corrente da rede elétrica limitada pela resistência de pré-carga, em seguida dá-se o bypass à resistência de pré-carga e ocorre um pico de corrente inerente a um retificador com carga capacitiva. Por fim, após a entrada do controlo PI, a corrente sobe de novo e vai descendo ao longo do tempo em função do aumento da tensão no barramento CC, tendo a corrente uma forma de onda sinusoidal.

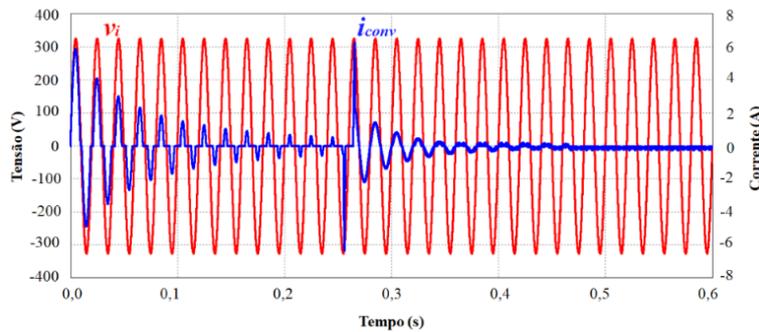


Figura 4.7 Tensão na rede elétrica e corrente consumida pelo conversor durante o carregamento e regulação do barramento CC.

4.3.3 Controlo de Corrente Preditivo

Para se efetuar o controlo de corrente de modo a alcançar um consumo de corrente sinusoidal com fator de potência unitário e com reduzido THD, foi utilizado o controlo de corrente preditivo com modulação SPWM. Das técnicas de controlo de corrente apresentadas na secção 3.3, a escolha recaiu por técnicas com frequência de comutação fixa, como PI e preditivo, face ao seu melhor desempenho em comparação com outras técnicas com frequência variável como o comparador com histerese ou por *periodic sampling*. A escolha do controlo preditivo em detrimento do controlo PI, dá-se após uma análise dos resultados em simulação serem mais satisfatórios a nível de THD_{ref}. Além de melhores resultados, existem outros fatores determinantes na escolha do controlo preditivo, nomeadamente: a forma dinâmica como o controlo preditivo responde face ao controlo PI, onde é necessário ajustar os ganhos sempre que há uma alteração da carga do sistema, e o atraso entre a referência e o valor medido provocado pelos cálculos do controlo PI.

Na Figura 4.8 é apresentado o resultado da técnica de controlo preditivo aplicada ao retificador ativo. A corrente de referência tem 9 A de valor eficaz, que corresponde ao valor nominal de operação do conversor CA-CC PFC. O valor do THD_{ref} da corrente consumida pelo conversor é de 1,7%, cumprindo o objetivo de ficar abaixo de 5% [111].

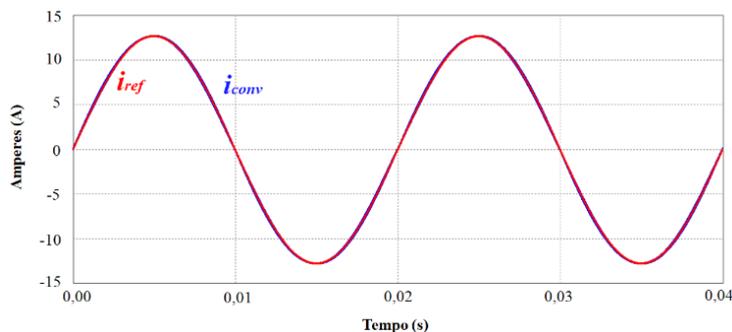


Figura 4.8 Corrente de referência e corrente consumida pelo conversor CA-CC PFC.

4.3.4 Modulação SPWM

Para um controlo correto do conversor CA-CC PFC é necessário utilizar uma técnica de modulação PWM. Tratando-se de um retificador ativo *full-bridge* optou-se pela modulação sinusoidal unipolar, de forma a tirar o máximo partido das características desta topologia. A implementação desta técnica em PSIM é representada na Figura 4.9. Nesta figura, é possível observar os dois comparadores, que apresentam como sinais de entrada os sinais de referência sinusoidais provenientes do algoritmo de controlo e o sinal triangular com frequência de 100 kHz. Esta frequência será a de comutação dos SiC MOSFETs. O valor o sinal triangular oscila entre 0 e 750. Os sinais de referência também foram convertidos para valores digitais e variam de 30 a 720, sendo o índice de modulação de 92%. A opção pela utilização de valores digitais deve-se ao facto de facilitar a migração do código para o microcontrolador.

Após os dois comparadores, temos dois pares de portas AND para introduzirem um *deadtime* entre os semicondutores do mesmo braço. Este *deadtime* impede que os semicondutores entrem em condução em simultâneo, evitando um curto-circuito e, conseqüentemente, a sua destruição. Estando o *deadtime* aplicado aos sinais de PWM, estes podem ser aplicados à *gate* dos semicondutores quando for dada a ordem de *enable* (“START”) pelo algoritmo de controlo.

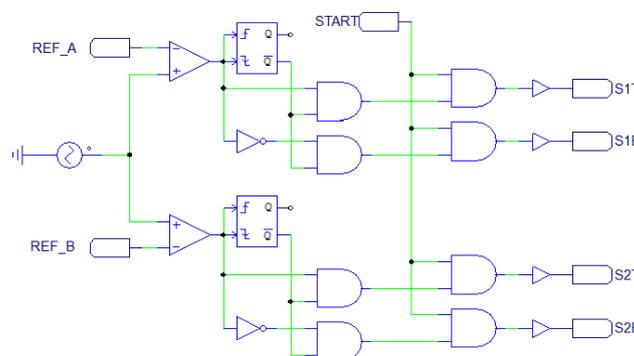


Figura 4.9 Técnica de modulação SPWM com aplicação do *deadtime* implementada em PSIM.

Na Figura 4.10 (a) é possível observar os resultados da simulação da implementação da técnica SPWM. O sinal de referência (ref_a) é uma senoide com amplitude definida pelo algoritmo de controlo e o sinal de referência a azul (ref_b) é o respetivo negado. A comparação entre estas duas referências e a onda portadora (V_m) resulta em 4 pulsos de PWM a serem aplicados à *gate* dos semicondutores. A escala do tempo da Figura 4.10 (a) induz que os sinais de referências são constantes. Isto ocorre porque a frequência das sinusoides dos sinais de referência é menor que a frequência da onda portadora. Na Figura 4.10 (b) são representados os pulsos aplicados aos semicondutores do primeiro braço. Já na Figura 4.10 (c) são representados os pulsos aplicados aos semicondutores do segundo braço do retificador ativo. A comparação entre o sinal ref_a e a onda

portadora resulta nos sinais aplicados aos semicondutores do primeiro braço do retificador. Já a comparação entre a ref_b e a portadora resulta nos sinais aplicados aos semicondutores do segundo braço do retificador. Por fim, também é possível comprovar que os sinais de PWM têm a mesma frequência que a onda portadora, neste caso 100 kHz.

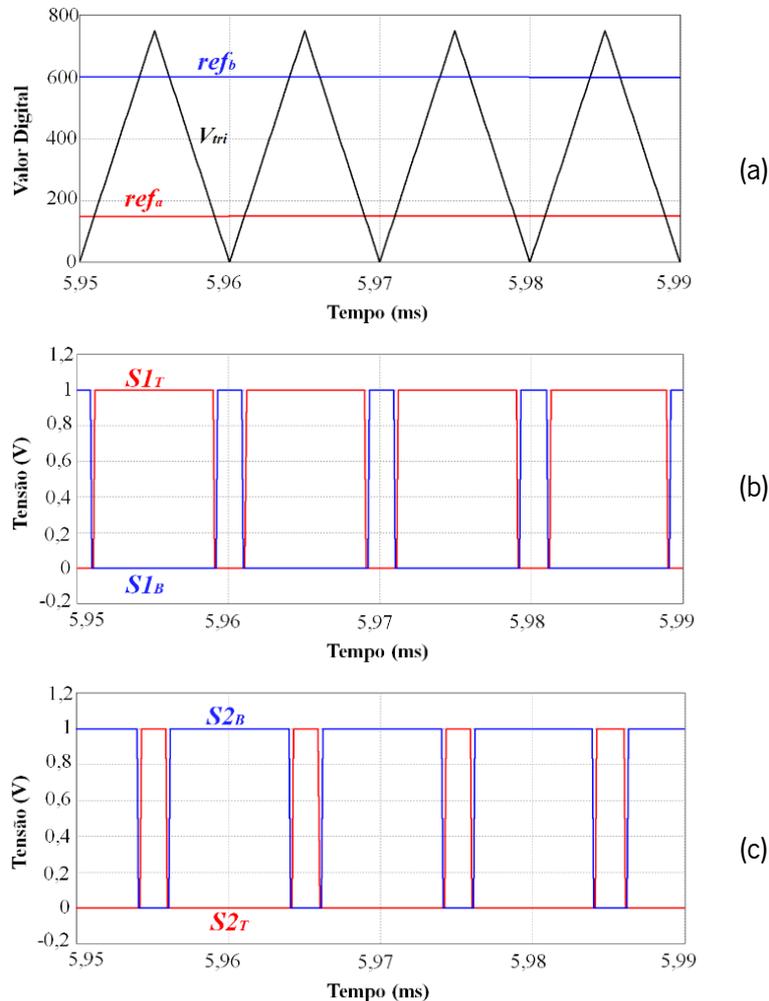


Figura 4.10 Resultados da simulação da técnica de modulação SPWM implementada:

- (a) Sinais de referência (ref_a , ref_b) e onda portadora (V_{tri});
- (b) Sinais de PWM ($S1_r$, $S1_b$) aplicados aos semicondutores do primeiro braço;
- (c) Sinais de PWM ($S2_r$, $S2_b$) aplicados aos semicondutores do segundo braço.

Compensação de *Deadtime*

A existência obrigatória de um *deadtime* nos conversores CA-CC do tipo VSI para o seu correto funcionamento, implica que, durante este período de tempo o conversor não se encontra a realizar as funções determinadas pelo sistema de controlo. Isto cria uma lacuna no sistema que se irá repercutir na performance do controlo de corrente, mais propriamente na forma de onda da corrente no conversor. Como a performance é afetada pelo intervalo de tempo do *deadtime*, quanto maior for o *deadtime* mais se notará na forma de onda da corrente. Por outro lado, o *deadtime* não poderá ser

muito curto correndo o risco de colocar os semicondutores do mesmo braço a conduzir em simultâneo e provocar a sua destruição.

A escolha do intervalo de tempo do *deadtime* deve estar de acordo com os dados indicados no *datasheet* do semiconductor. Após testes práticos que permitam verificar o comportamento do semiconductor, o intervalo de tempo deve ser ajustado para as nossas condições de operação. A influência do *deadtime* na forma de onda da corrente pode ser comprovada pela Figura 4.11 em que a corrente do conversor tem menos amplitude que o sinal de referência. Isto ocorre porque o controlo de corrente preditivo não consegue aplicar a tensão calculada para o conversor. Além desta diminuição da amplitude, durante a passagem por zero a corrente no conversor é nula por um certo período de tempo.

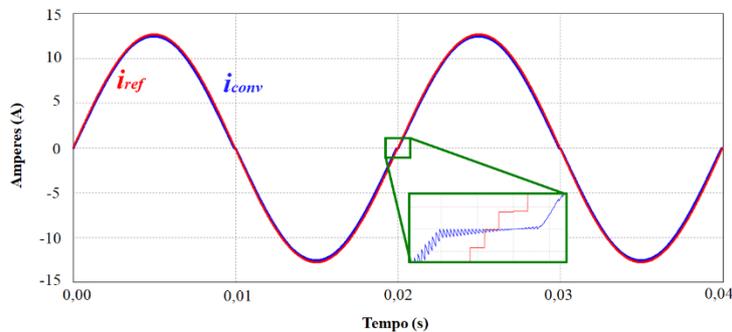


Figura 4.11 Corrente no conversor sem compensação do *deadtime*.

Este efeito pode ser compensado na expressão do controlo de corrente preditivo, calculando o desvio médio de tensão provocado pelo *deadtime* durante um período de comutação, ΔV . O cálculo deste valor é efetuado segundo a equação (4.1).

$$\Delta V = \frac{2T_d}{T_s} V_{CC} \quad (4.1)$$

Onde, T_d representa o valor do *deadtime* e a multiplicação por 2 é pelo número de vezes que se aplica o *deadtime* durante um ciclo da comutação. T_s representa o período e comutação e V_{CC} é a tensão do barramento CC. O resultado da equação (4.1) será somado ou subtraído ao valor calculado pelo controlo preditivo conforme o semiciclo, aumentando o valor absoluto da tensão de referência de modo a atingir a referência previamente calculada. Para comprovar o efeito da compensação do *deadtime*, na Figura 4.12 é representada a mesma onda da Figura 4.11, mas com inclusão do valor da compensação do *deadtime*. É possível observar que o valor da corrente do conversor se aproxima da referência, mas o efeito na passagem por zero nunca é completamente eliminado.

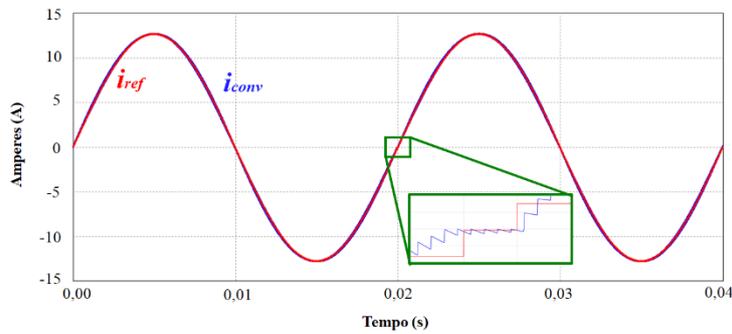


Figura 4.12 Corrente no conversor com compensação do *deadtime*.

4.4 Operação de Transferência de Energia Bidirecional

De forma a demonstrar o princípio de funcionamento de um sistema de transferência de energia bidirecional por WPT para mobilidade elétrica, e tendo em conta os recursos do software de simulação PSIM optou-se por um transformador para simular o efeito da bobina do primário e do secundário. A escolha do transformador em detrimento das duas bobinas, deve-se ao facto de no PSIM não ser possível através de duas bobinas induzir energia entre elas, i.e., o PSIM não permite simular a lei da indução de Faraday. Com um transformador é possível simular este princípio e, assim, efetuar a transferência de energia de forma bidirecional.

O controlo de um sistema WPT bidirecional é semelhante ao de um conversor CC-CC isolado, sendo no caso desta aplicação idêntico ao de um DAB. As técnicas de controlo para um sistema idêntico ao representado na Figura 4.13 são as mesmas de um conversor DAB, previamente explicadas na secção 3.5.2.. Ao nível de controlo, a principal diferença entre o DAB e o sistema WPT, está no facto de no DAB apenas existir um dispositivo de controlo, isto é, um microcontrolador que controla todo o sistema. Por sua vez, num sistema por WPT existem dois microcontroladores: um microcontrolador encontra-se do lado da rede elétrica (*off-board*) e o segundo microcontrolador encontra-se no VE (*on-board*). Cada um dos microcontroladores controla um dos lados do conversor, mas comunicam um com o outro. A comunicação entre os microcontroladores, geralmente é realizada por *Wi-Fi*, transmitindo os dados que cada um obtém ou calcula e que são indispensáveis para o correto funcionamento do controlo do lado contrário. Tendo por base as semelhanças referidas anteriormente entre este sistema de transferência de energia bidirecional e um conversor DAB bidirecional, a análise do desempenho nas simulações será igual ao que se iria esperar num conversor DAB.

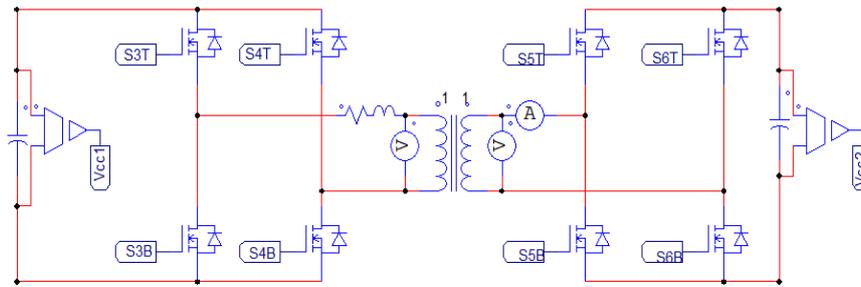


Figura 4.13 Conversor DAB implementado em PSIM.

O algoritmo de controlo do DAB controla a potência transferida entre cada um dos lados do conversor DAB. A regulação do barramento CC do primário e do secundário é feito por um controlador PI, em que a sua saída fornece o valor do ângulo de desfasamento a aplicar pela modulação *phase shift*. Uma problemática nos sistemas de transferência de energia por WPT e no conversor DAB é o ruído eletromagnético emitido pelas bobinas ou pelo transformador de alta frequência, respetivamente. Além do ruído produzido pelos elementos anteriormente referidos, ainda temos o ruído proveniente das comutações dos semicondutores e da bobina presente no lado primário (L_{pv}) do transformador. A função desta bobina é limitar o di/dt proveniente das comutações dos semicondutores. No entanto, uma bobina sobredimensionada compromete o funcionamento do sistema. Tendo em conta que este sistema irá funcionar com uma frequência de comutação de 100 kHz para que haja uma redução do volume dos elementos passivos, é fundamental mitigar o ruído eletromagnético para que não haja uma redução da eficiência do sistema e um aceleramento da degradação do mesmo.

Dos diferentes algoritmos de *phase shift* passíveis de implementar no controlo deste conversor DAB, a escolha foi restringida ao algoritmo SPS na versão convencional (CSPS) ou na versão estendida (ESPS). De entre as duas versões principal diferença é a existência de mais um grau de liberdade. Isto significa que, o controlo do ESPS permite além do controlo do desfasamento entre as tensões das duas pontes, aplicar o desfasamento entre os braços da mesma ponte. Como se trata de um sistema com um transformador com relação de 1:1, as questões da diferença de tensão entre as duas pontes serão sempre reduzidas, colmatando o principal inconveniente do CSPS. Tendo em conta a relação do transformador de alta frequência e a reduzida diferença de tensão entre as pontes, excluem a técnica DPS. Isto acontece porque as vantagens desta técnica face à modulação CSPS são mais notórias e justificáveis quando existe uma diferença de tensão entre as pontes.

4.4.1 Regulação da Tensão do Barramento CC Secundário

A regulação do barramento CC secundário é realizada por um controlador PI, em que o seu valor de saída é aplicado à modulação CSPS, isto é, o valor do ângulo de defasamento (α) aplicado entre cada uma das pontes do conversor DAB é calculado através deste controlador PI. O valor do ângulo α será positivo quando a energia flui do primário para o secundário, e, conseqüentemente, a tensão V_{pri} está adiantada em relação à tensão V_{sec} . Por sua vez, o valor do ângulo α é negativo quando a energia flui do secundário para o primário e a tensão V_{pri} está atrasada em relação a V_{sec} .

De forma a validar o princípio da transferência de energia bidirecional e respetiva regulação da tensão no barramento CC secundário, foi colocada uma carga resistiva em paralelo com o barramento CC secundário e procedeu-se à regulação do mesmo. A potência do conversor é de 3,6 kW e, tendo uma relação de 1:1, a corrente e tensão no primário terá o mesmo valor, sendo que no caso da corrente não existe o defasamento presente nas tensões. Como tal, não fazia sentido apresentar duas retas iguais sobrepostas e, por isso, optou-se por, ao longo dos resultados das simulações, apenas apresentar a corrente no lado primário, local onde se encontra a bobina L_{pri} .

As figuras seguintes são relativas à transferência de energia do primário para o secundário. Tendo em conta o tempo de simulação e número de amostras por segundo, é inconcebível representar toda a incursão do aumento da tensão no barramento CC secundário. Partindo desta limitação, foi definida uma tensão inicial nos condensadores de 396 V. Até ao instante em que a tensão no barramento CC atingir o valor de 398 V são os díodos presentes nos SiC MOSFET a carregar o barramento CC. A partir do momento em que a tensão no barramento CC é de 398 V entra em ação a modulação CSPS e respetivo controlador PI. O ajuste dos ganhos deste controlador é fundamental para evitar situações de *in-rush* no transformador, o que resultaria em sobrecorrentes nos semicondutores. A entrada em ação da modulação CSPS ocorre próximo do valor da tensão de referência (400 V) devido a duas questões já abordadas anteriormente: a elevada corrente quando é ativado o controlo e quanto maior for a diferença de tensões existente entre as pontes, maior será a potência reativa produzida pelo sistema. Na Figura 4.14 é representada a tensão no barramento CC secundário até atingir o valor da tensão de referência de 400 V. No instante 2,11 ms é atingida a tensão de 398 V momento em que se habilita as comutações dos semicondutores.

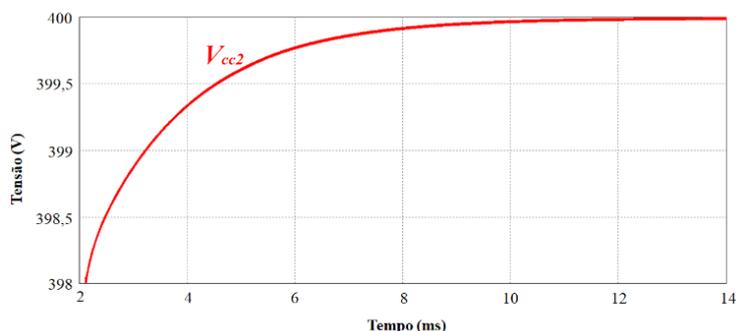


Figura 4.14 Regulação do barramento CC secundário com modulação CSPA.

Para verificar o correto funcionamento do controlo pela modulação CSPA, na Figura 4.15 é apresentado a corrente no transformador e a tensão no primário e no secundário. Aqui verifica-se que a relação de transformação de 1:1 do transformador é respeitada e que a corrente não apresenta valor médio. Estes resultados foram retirados com o conversor DAB a operar em regime permanente, ou seja, a tensão no barramento CC igual à tensão de referência. Na Figura 4.15 é possível verificar o adiantamento da tensão do primário em relação ao secundário e, assim, comprovar que está a ser transferida energia do primário para o secundário como seria esperado com aplicação da modulação CSPA.

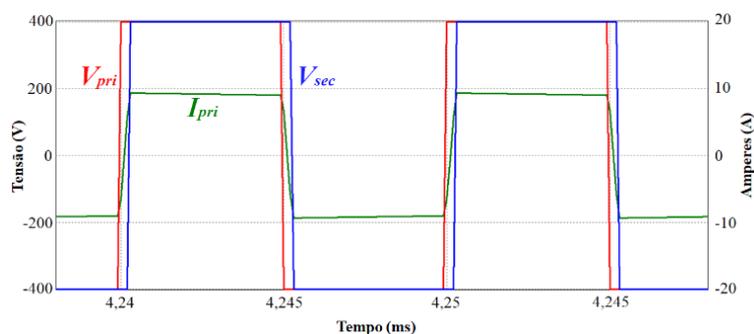


Figura 4.15 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência com fluxo de energia do primário para o secundário.

Uma outra questão a ter conta neste tipo de aplicação é a corrente aplicada aos semicondutores. Na Figura 4.16 é monitorizada a corrente num SiC MOSFET no momento em que são ativas as comutações. O momento em que são ativadas as comutações é quando a corrente é mais alta nos semicondutores, devido à necessidade de aumentar a tensão no barramento CC. Na Figura 4.16 verifica-se que a corrente sobe até aos 20 A nos semicondutores e começa a descer até aos 9 A, operando com este valor em regime permanente. Com recurso ao *datasheet* é possível verificar que a corrente máxima contínua suportada pelos semicondutores a 25 °C é de 35 A. A influência do aumento da temperatura dos SiC MOSFET deve ser levada em conta, pois provoca uma diminuição do valor máxima da corrente, mais precisamente a 100 °C a corrente suportada pelo semicondutor cai para 22,5 A. Como os valores máximos da corrente nos semicondutores não

atingem os valores limite do semicondutor, não existe risco que danificar os SiC MOSFETS com picos de corrente na ativação do controlo.

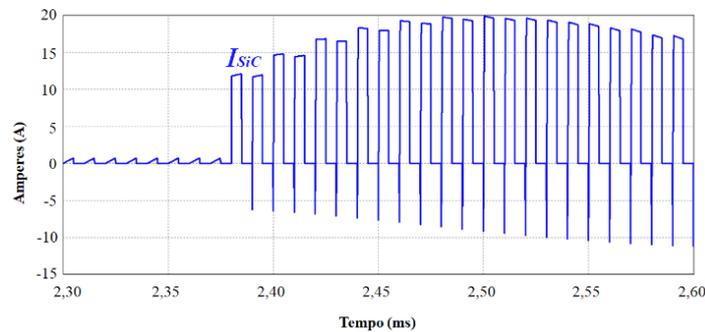


Figura 4.16 Corrente no semicondutor durante a transferência de energia entre o primário e o secundário.

4.4.2 Regulação da Tensão do Barramento CC Primário

O princípio de funcionamento para a regulação da tensão no barramento CC do lado primário é idêntico à regulação do barramento CC secundário apresentado na secção anterior. É o valor do desfasamento do ângulo α a ditar o atraso da tensão do lado primário em relação à tensão do secundário. O valor do ângulo α é calculado por um controlador PI, da mesma forma que ocorre quando a energia flui do primário para o secundário.

As figuras seguintes permitem validar a transferência de energia do secundário para o primário, comprovando assim a bidirecionalidade do conversor DAB. A regulação da tensão do barramento CC primário é apresentada na Figura 4.17 e é em tudo idêntica à regulação do barramento CC secundário. O ponto crítico para o conversor é o momento em que a tensão no barramento CC é 398 V e são habilitadas as comutações da ponte H do lado primário. Nesse instante há uma oscilação na tensão do barramento CC semelhante ao que acontece quando a energia flui do primário para o secundário. A pré-carga dos condensadores e a opção por habilitar as comutações com a tensão no barramento CC próximo do valor de referência, 400 V, é para evitar picos de corrente e uma sobrecorrente no conversor que iria provocar uma diminuição da eficiência do conversor. A perda de eficiência iria ocorrer por aquecimento do transformador e dos semicondutores e, conseqüentemente, um aumento das perdas pelas comutações dos semicondutores. Além disso, também diminui a potência reativa que a modulação CPCS produz quando existe uma diferença de tensão entre as pontes do conversor DAB.

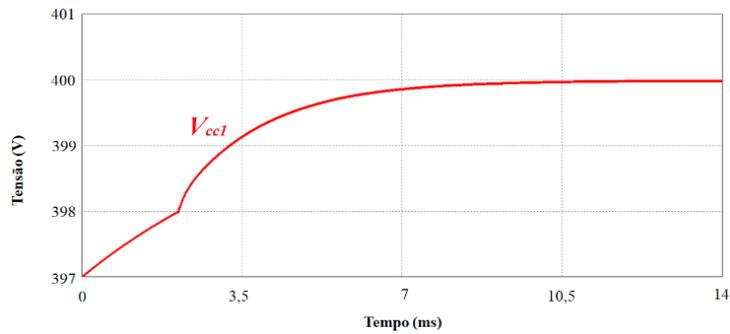


Figura 4.17 Regulação do barramento CC primário com modulação CSPA.

Por último resta comprovar a modulação CSPA, através do desfasamento entre as tensões aos terminais do transformador. Estando a energia a fluir do secundário para o primário, o que se espera observar é a tensão no secundário estar adiantada em relação à tensão do primário. Outra característica de quando a energia é transferida do secundário para o primário é que a corrente está em oposição em relação à tensão, ou seja, quando a corrente é positiva a tensão é negativa e vice-versa. Na Figura 4.18 é apresentado o resultado que permite validar o correto funcionamento da modulação CSPA, cumprindo todas as características acima referidas.

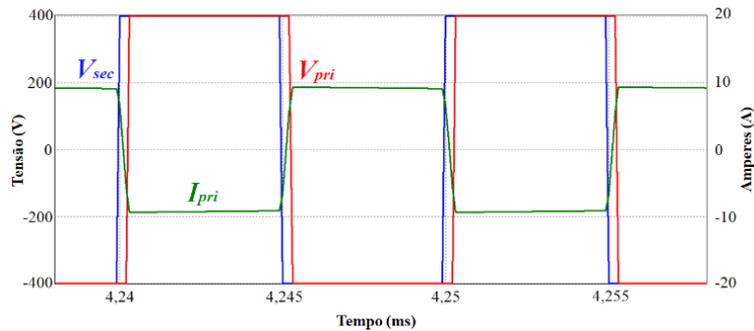


Figura 4.18 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência com fluxo de energia do secundário para o primário.

4.5 Controlo do Conversor CC-CC

O conversor CC-CC faz a interface entre o barramento CC do lado secundário do transformador de alta frequência e as baterias. Para ser possível existir fluxo de energia bidirecional entre a rede elétrica e o VE, este conversor também permite o fluxo de energia bidirecional. Na Figura 4.19 é apresentada a topologia de conversor CC-CC bidirecional utilizada, denominada na literatura como conversor *buck-boost*. Este conversor é composto por dois semicondutores totalmente controlados. Neste caso SiC MOSFETs, por uma bobina e por um condensador que formam um filtro passivo LC. O controlo deste conversor é que irá ditar o carregamento e descarregamento das baterias, bem como a corrente e a tensão com que é efetuado o carregamento. Quando este conversor operar como *buck* as baterias serão carregadas e S_{7r} está em

condução e S_{7B} está em aberto, sendo o diodo em antiparalelo a conduzir. Já durante o descarregamento das baterias, o conversor CC-CC opera como *boost* e é S_{7B} a estar em condução e S_{7T} em aberto, ficando o seu diodo em antiparalelo a conduzir. A frequência de comutação é de 100 kHz e a frequência de amostragem é de 50 kHz.

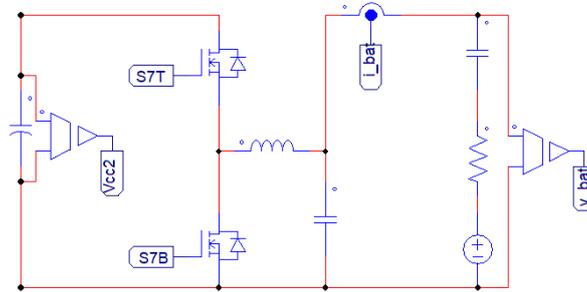


Figura 4.19 Conversor CC-CC *buck-boost* implementado em PSIM.

4.5.1 Modelo das Baterias

O software PSIM utilizado nestas simulações não possui nenhum modelo de baterias, surgindo assim a necessidade de utilizar um circuito equivalente capaz de simular o comportamento das baterias. Tratando-se das baterias de um sistema capaz de armazenar energia sob a forma energia química, é preciso converter o comportamento das baterias num modelo elétrico equivalente. Na literatura existem diversos modelos elétricos representativos das baterias, com maior ou menor grau de complexidade, desde modelos mais simples em que as baterias são representadas por uma fonte de tensão ideal até modelos mais completos e dinâmicos, com a capacidade de incluir diversos parâmetros de uma bateria real.

Dos diversos modelos existentes, nesta simulação a opção recaiu sobre o modelo de Thévenin [110], ilustrado na Figura 4.20. Este modelo é caracterizado por três elementos em série: (1) um condensador C_b que representa a variação da tensão na bateria, ou seja, o comportamento dinâmico; (2) uma resistência R_b que representa a resistência interna da bateria, e por fim, (3) uma fonte de tensão V_b contínua que representa a tensão mínima em que se considera a bateria descarregada. Apesar de representar as características anteriormente referidas e permitir simular o estado de carga (*State of Charge* – SoC) da bateria, este modelo não inclui a variação da resistência em função da temperatura e do estado de carga da bateria, entre muitas outras características.

A caracterização dos parâmetros da bateria acima referidos, foi realizada para um pack de 17 baterias de chumbo-ácido existentes no GEPE e já aplicadas no CEPIUM (Carro elétrico Plug-in da Universidade do Minho). A escolha destas baterias apenas teve em conta o facto de já terem sido aplicadas num VE e não é vinculativo com o sistema de carregamento, ou seja, é possível alterar

estas baterias para umas baterias de íões lítio ou de outra tecnologia sem implicar qualquer alteração no hardware. As baterias simuladas são de chumbo-ácido e são da POWER MOBILITY com a referência WGC-U1 [110]. Cada bateria possui uma resistência interna de $7,33 \text{ m}\Omega$, a tensão a que se considera a bateria descarregada (V_{eod}) é $10,5 \text{ V}$ e a tensão para quando a bateria apresenta um SoC de 100% (V_{eoc}) é $14,1 \text{ V}$. Sendo o *pack* de baterias composto por 17 baterias, a resistência interna total é de $124,61 \text{ m}\Omega$ e a tensão para se considerar o *pack* de baterias descarregado e carregado é $178,5 \text{ V}$ e $239,7 \text{ V}$ respetivamente. Por fim, a capacidade do condensador no modelo de Thévenin é obtida pela equação (4.2).

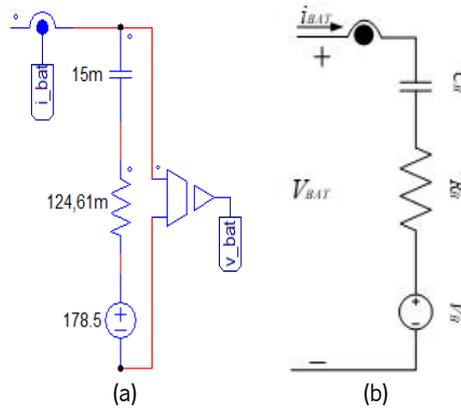


Figura 4.20 Modelo equivalente das baterias do VE:

(a) Modelo implementado em PSIM; (b) Esquema do modelo equivalente de Thévenin.

$$C_B = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{33 \times 3600}{3,6} = 33 \text{ kF} \quad (4.2)$$

Onde ΔV representa a variação total do SoC, que segundo o fabricante é $3,6 \text{ V}$. A variável Q representa a capacidade da bateria, mas a unidade é em Ah. Observando o resultado da equação (4.2) pode-se concluir que uma só bateria apresenta uma capacidade de 33 kF . Este valor é muito elevado para aplicar no ambiente de simulação. Assim, um conjunto de 17 tornaria o tempo de simulação ainda maior, tornando impossível realizar uma simulação pelo tempo despendido na simulação e pela capacidade de memória necessária para os cálculos. Tendo em conta esta consideração, o valor do condensador C_B foi reduzido para aumentar a rapidez de simulação, de forma a validar o modelo equivalente das baterias e validar o algoritmo de controlo para carregamento das mesmas.

4.5.2 Algoritmo de Carregamento

Quando o sistema opera no modo G2V as baterias do VE estão a ser carregadas. O carregamento das baterias deve seguir um algoritmo de controlo de forma a preservar a sua vida útil

e otimizar o processo de carregamento. O método de controlo utilizado no carregamento das baterias tem de respeitar a tecnologia de baterias existente no VE, ou seja, o algoritmo de controlo varia conforme o tipo de bateria. Existem diversos algoritmos ou métodos de carregamento, nomeadamente: corrente constante, tensão constante, corrente constante seguido de tensão constante e corrente pulsada. Além destas, existem métodos mais complexos e diversas variantes de um mesmo método. Um exemplo de um método recente é o carregamento tendo por base o controlo da temperatura da bateria, presentes em [112], [113].

Nesta dissertação o algoritmo de carregamento adotado é o carregamento por corrente constante seguido por tensão constante. Esta escolha está de acordo com o tipo de baterias presentes no CEPIUM (baterias de chumbo-ácido), mas também com as baterias de iões lítio presentes nos VEs no mercado. Além disso, este algoritmo é bastante simples de aplicar e apresenta bons resultados, sendo estes os principais motivos para este método estar muito em voga atualmente.

O algoritmo de carregamento por corrente constante seguido de tensão constante é dividido em duas etapas como o próprio nome indica. Na primeira etapa é aplicada uma corrente constante às baterias provocando um aumento da tensão aos seus terminais. Após a tensão nos terminais da bateria atingir o valor predefinido como tensão V_{oc} dá-se início à segunda etapa. Na segunda etapa a tensão aos terminais da bateria é mantida de forma constante provocando uma diminuição da corrente na bateria até um valor residual, dando por finalizado o carregamento.

O controlo da transferência de energia entre as baterias e o barramento CC secundário é feito por controlador PI. Na primeira etapa em que as baterias são carregadas por corrente constante, é calculada a diferença entre a corrente de referência das baterias, neste caso 10 A e a corrente medida. O cálculo deste erro pelo controlador PI é utilizado pela modulação PWM para gerar o sinal de *gate* aplicado ao SiC MOSFET S_{rr} . Após concluída a primeira etapa, o controlo do carregamento passa a ser feito pela monitorização da tensão aos terminais da bateria. Durante esta etapa é calculado o erro entre a tensão de referência aos terminais das baterias e a tensão medida aos terminais das baterias. Tal como na primeira etapa, este erro é aplicado ao controlador PI e o seu resultado é empregue na modulação PWM para assim gerar o sinal de *gate* a aplicar a S_{rr} .

Os resultados a seguir apresentados representam a aplicação deste algoritmo às baterias descritas anteriormente. No ambiente de simulação PSIM não existe nenhum elemento que permita simular o BMS, então a referência de corrente utilizada em simulação possui um valor fixo de 10 A. Na Figura 4.21 pode-se observar a corrente na bateria durante o carregamento. É possível observar

que a corrente segue a referência de 10 A através do controlador PI. O *ripple* presente na corrente das baterias depende de diversos fatores, como a filtragem do condensador e da bobina presente no conversor CC-CC e do próprio algoritmo de controlo. Após estar concluída a primeira fase do carregamento, a corrente na bateria desce até atingir um valor residual perto de zero e, estando assim concluído o carregamento.

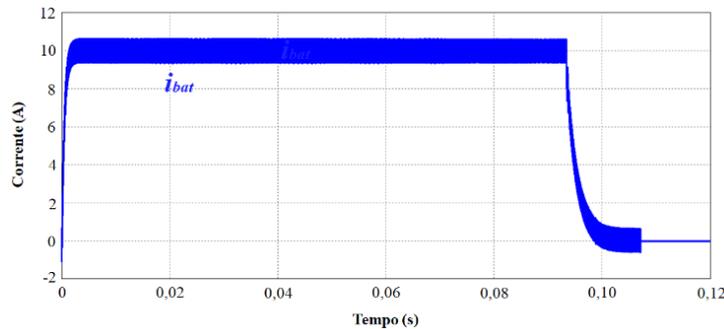


Figura 4.21 Corrente nas baterias durante um carregamento completo.

Na primeira fase do carregamento a tensão aos terminais da bateria sobe de forma gradual (Figura 4.22) até atingir o valor de referência de V_{ecc} , neste caso 239,7 V. No momento em que se inicia a carregamento das baterias com corrente constante, a tensão nas baterias era de 178,5 V, sendo este o valor mínimo para o qual as baterias são consideradas descarregas. Ao analisar a Figura 4.22 é possível observar que o carregamento completo das baterias ocorre num período de tempo de segundos, o que é fisicamente impossível com os sistemas de carregamento existentes até à data e ainda mais com estas grandezas de potência. Este tempo de carregamento é possível devido ao facto de o valor do condensador utilizado no modelo de simulação da bateria ser extremamente reduzido quando comparado com o valor real do pack de baterias. Assim, é possível validar o algoritmo de controlo do carregamento com os recursos de simulação do PSIM.

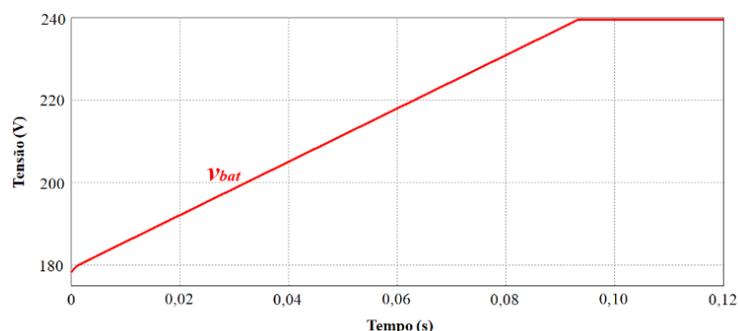


Figura 4.22 Tensão nas baterias durante um carregamento completo.

Durante todo o processo de carregamento das baterias, o barramento CC secundário terá de se manter regulado. Para tal, utiliza-se um controlador PI que calcula o valor do ângulo α a aplicar à modulação CSDP do conversor DAB. Na primeira etapa do carregamento, isto é, por corrente

constante, há um decréscimo na tensão do barramento CC (Figura 4.23), mas mantém-se regulado neste gama valor. Após o fim da primeira etapa do carregamento, a tensão no barramento CC secundário volta ao seu valor nominal de 400 V.

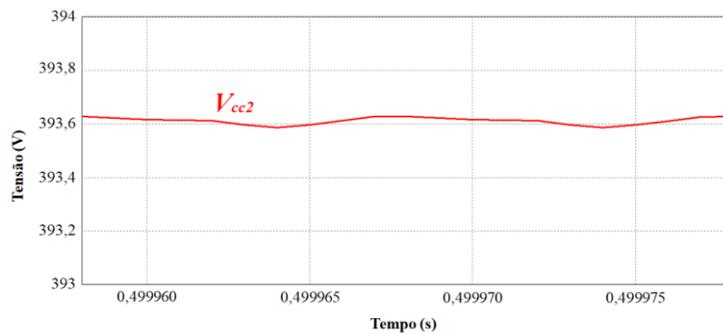


Figura 4.23 Tensão no barramento CC secundário durante o modo de operação G2V.

Por fim, na Figura 4.24 é possível observar em simultâneo a corrente e a tensão no transformador de alta frequência, durante o processo de carregamento das baterias. Como o sistema está a operar no modo G2V, a tensão do lado primário encontra-se adiantada em relação à tensão do lado secundário, validando assim o algoritmo de *phase shift* durante o carregamento das baterias. Na Figura 4.24 não se encontra representada a corrente do secundário por se sobrepor a corrente do primário, tornando desnecessária a sua representação.

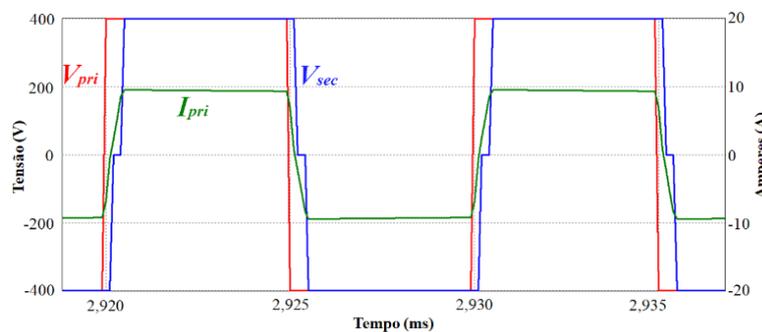


Figura 4.24 Formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência no modo de operação G2V.

4.5.3 Algoritmo de Descarregamento

O descarregamento das baterias ocorre no modo de operação V2G. Neste modo de operação o VE passa a injetar energia na rede elétrica, deixando de ser visto como uma carga para a rede elétrica, mas sim como uma fonte. Durante o descarregamento das baterias, o conversor CC-CC regula a tensão no barramento CC secundário. Do ponto de vista do controlo da tensão e da corrente nas baterias, durante o descarregamento existe um algoritmo de controlo como existe durante o carregamento, mas neste caso é subdividido em duas etapas. Durante o descarregamento das baterias existem variações mais bruscas e um maior *ripple* na corrente. Apesar disto, convém que as

variações no valor da corrente não danifiquem o *State of Health* (SoH) das baterias. Enquanto se procede ao descarregamento das baterias o conversor CC-CC opera no modo *boost* e o seu funcionamento é em tudo idêntico a um conversor *boost* convencional. É possível observar na Figura 4.25 a corrente nas baterias e a referência calculada pelo algoritmo de descarregamento durante o descarregamento. Convém realçar que a bateria estava previamente carregada.

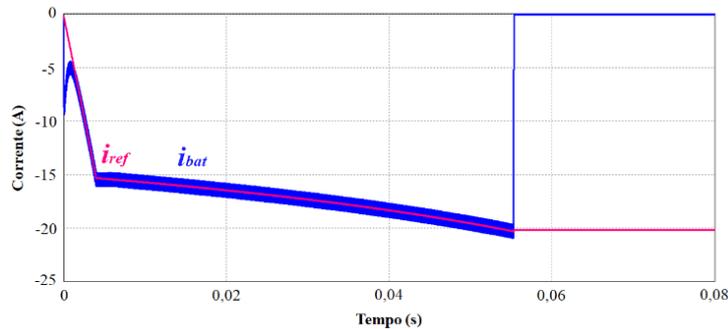


Figura 4.25 Corrente nos terminais das baterias e a corrente de referência durante o descarregamento.

Durante o processo de descarregamento também a tensão na bateria decai até um valor mínimo definido pelo fabricante de 178,5 V. Até a bateria atingir este valor a bateria é descarregada com uma potência constante de 3,6 kW (Figura 4.26). Após a tensão atingir o valor de mínimo de descarregamento da bateria, o valor da corrente irá aumentar em valor absoluto (Figura 4.25). Por sua vez, a tensão na bateria após atingir o seu valor mínimo, mantém este valor constante nos seus terminais (Figura 4.27).

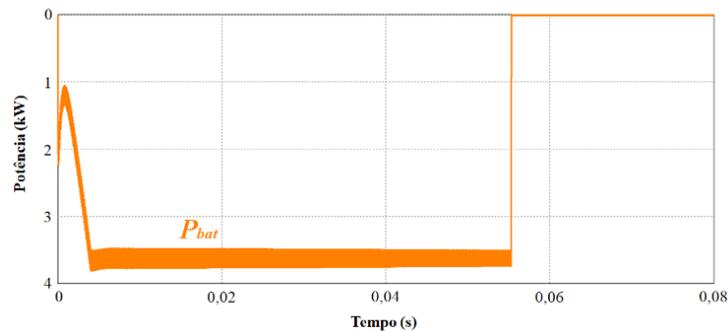


Figura 4.26 Potência aos terminais da bateria durante o descarregamento.

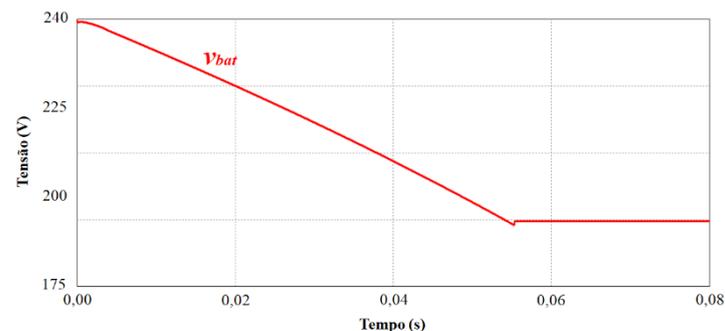


Figura 4.27 Tensão aos terminais da bateria durante o descarregamento.

A energia transferida do VE para a rede elétrica não é linear, isto é, ao longo do processo de descarregamento há variações no valor injetar na rede elétrica, conforme variam as cargas ligadas à rede elétrica. É necessário que a potência que as baterias fornecem durante o descarregamento acompanhe as necessidades da rede elétrica sem comprometer a regulação da tensão no barramento CC secundário. A solução para este caso passou pela implementação de um controlador PI de forma a manter a tensão no barramento CC secundário regulado. Na Figura 4.28 é possível observar a tensão no barramento CC secundário durante o descarregamento das baterias. O pico inicial na tensão do barramento CC e a ligeira queda de tensão no barramento CC após a bateria atingir o valor mínimo poderia ser corrigido com alterações no controlador PI, como, por exemplo, um ajuste dinâmico dos ganhos.

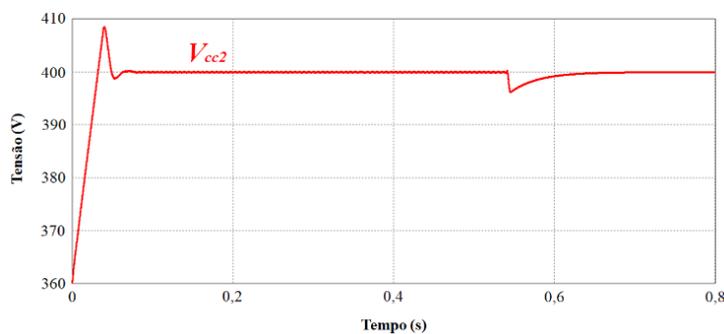


Figura 4.28 Tensão no barramento CC secundário durante o descarregamento das baterias.

Por fim, resta validar a modulação CSPS durante o descarregamento das baterias. Para tal, será o valor gerado pelo controlador PI a controlar o ângulo de defasamento α entre a tensão do primário e do secundário. Na Figura 4.29 é possível observar a tensão no primário e no secundário do transformador de alta frequência, bem como a corrente do lado primário. Como seria de esperar, a tensão no secundário está adiantada em relação ao primário devido ao fluxo de energia ser do secundário para o primário. A colocação do sensor de corrente do lado primário implica que a forma de onda da corrente esteja espelhada em relação ao eixo horizontal.

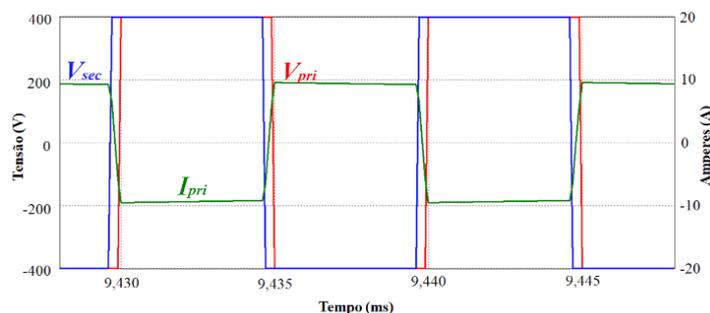


Figura 4.29 Tensão e corrente nos terminais do transformador de alta frequência durante o descarregamento das baterias.

4.6 Conclusões

Neste capítulo foi descrito o modelo de simulação implementado em PSIM do sistema de carregamento sem fios por WPT para VEs. É descrito e justificada a utilização das topologias de conversores empregues no sistema, como o conversor CA-CC *full-bridge*, o conversor DAB e o conversor CC-CC *buck-boost*. O software de simulação PSIM permitiu validar diversos aspetos do sistema como, por exemplo, as topologias dos conversores adotados e os algoritmos de controlo.

Foi possível comprovar funcionamento de cada um dos conversores, começando pelo conversor CA-CC PFC. Primeiramente foi validada a sincronização com a rede elétrica e testada a resposta a variações de frequência e amplitude no sinal da rede elétrica. De seguida, é apresentada a forma de onda do barramento CC primário durante o processo de regulação, igualmente é apresentada a forma de onda da corrente do conversor com o controlo preditivo. Também é descrita a modulação SPWM unipolar implementada no controlo do conversor e respetiva compensação do *deadtime*, ficando assim validada a operação do conversor CA-CC PFC.

Neste capítulo, ficou ainda demonstrada a transferência de energia de forma bidirecional e respetivo controlo do conversor DAB, com recurso há modulação CSPS e um controlador PI para regular o barramento CC primário e secundário conforme o sentido do fluxo de energia. De seguida, foi descrito o modelo equivalente das baterias e respetivo algoritmo de carregamento e descarregamento das mesmas. Também é demonstrado o princípio da operação bidirecional do sistema. Isto é, as baterias a ser carregadas com energia proveniente da rede elétrica e a energia das baterias a regular o barramento CC do lado primário. De seguida, o sistema está pronto para injetar energia na rede elétrica, quer seja para corrigir problemas de QEE ou simplesmente fornecer energia a rede elétrica.

Capítulo 5

Implementação da Eletrónica de Potência para o Sistema de Carregamento por WPT para VEs

5.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação do protótipo proposto para realizar a interface entre a rede elétrica e a bobina do lado primário do sistema de carregamento por WPT para VEs. A estrutura deste capítulo assenta numa divisão em dois tópicos principais: o sistema responsável pelo controlo e o andar de potência. Em relação ao sistema de controlo, são apresentados todos os elementos constituintes do mesmo, nomeadamente: a placa de circuito impresso (PCB), os sensores de tensão e corrente, o circuito de *driver*, o microcontrolador utilizado e a placa de *digital-to-analog converter* (DAC). Além dos elementos físicos também é apresentado todo o algoritmo que tem por base o controlo do sistema. Relativamente ao sistema de potência, são apresentados os dois conversores propostos e todos os elementos que os constituem, entre eles: os semicondutores de potência utilizados, o circuito de proteção de *gate* dos mesmos, o circuito de acoplamento à rede elétrica, os condensadores presentes no barramento CC e os condensadores de desacoplamento.

Antes de iniciar o design da PCB completa, primeiramente optou-se por desenvolver uma PCB de menor dimensão com um conversor CC-CC bidirecional, representada na Figura 5.1. Esta PCB serviu como placa de testes para validar os semicondutores e o respetivo circuito de *gate* e testar a introdução de TVS em paralelo com os díodos de *freewheeling* dos SiC MOSFETs. Além disso, permitiu testar o controlo do sistema e as proteções por software. A opção por um conversor CC-CC bidirecional foi efetuada tendo em consideração duas situações futuras. A primeira é que o arranjo dos semicondutores em série é igual a um braço dos conversores CA-CC a ser implementados. Na segunda situação, a interface entre o barramento CC secundário e as baterias do VE é feito por um conversor deste tipo. Como se trata de um sistema que irá operar com frequências altas, o design e os componentes utilizados no circuito de *gate* do semicondutor são de máxima prioridade. Um erro ou um design deficiente pode pôr em risco a viabilidade de todo o sistema porque os semicondutores podem entrar em condução em simultâneo e provocar a sua destruição.

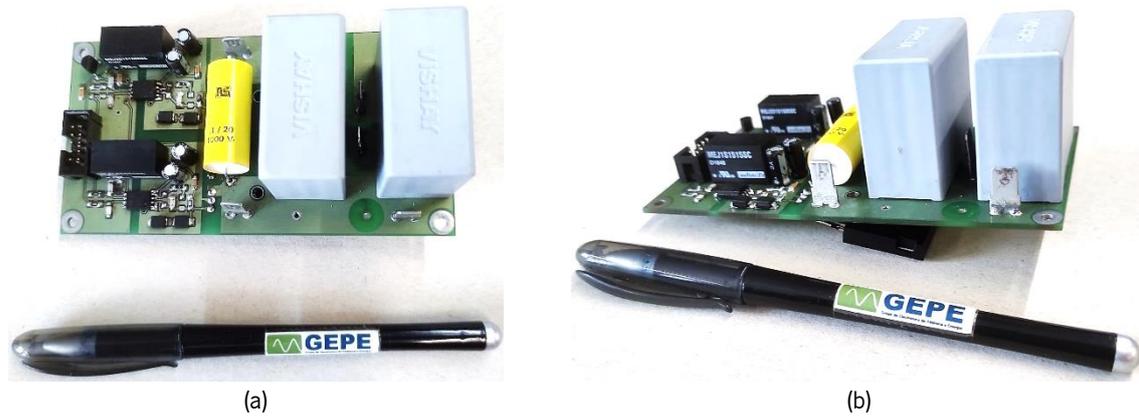
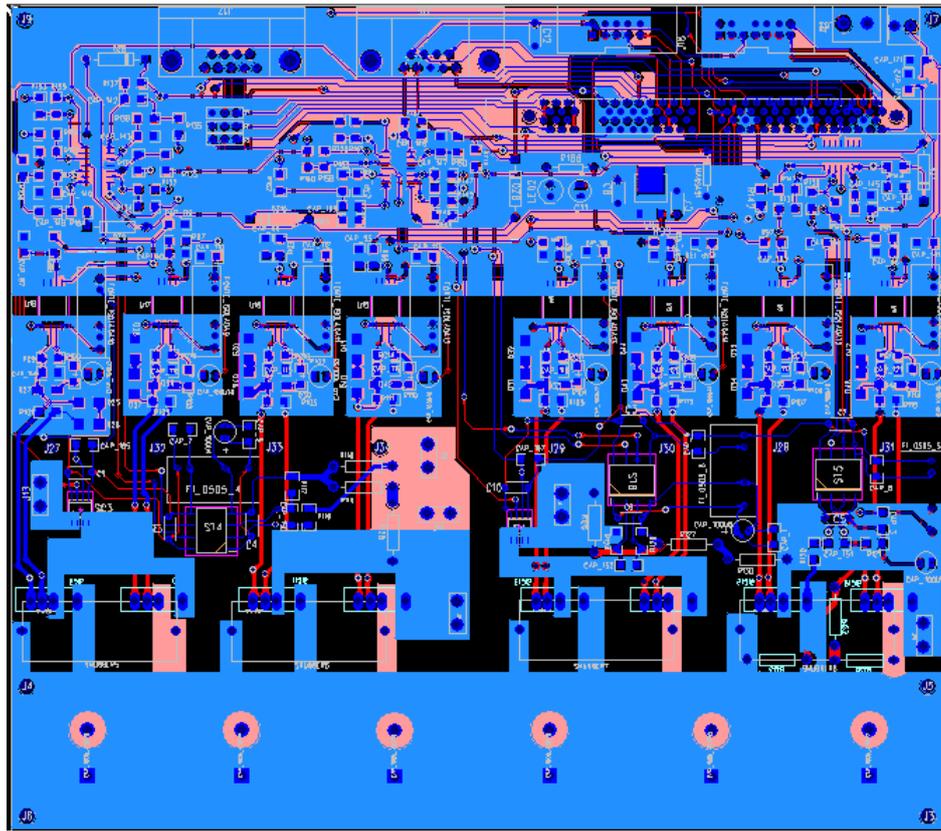


Figura 5.1 PCB do conversor CC-CC desenvolvido: (a) Vista topo; (b) Vista lateral.

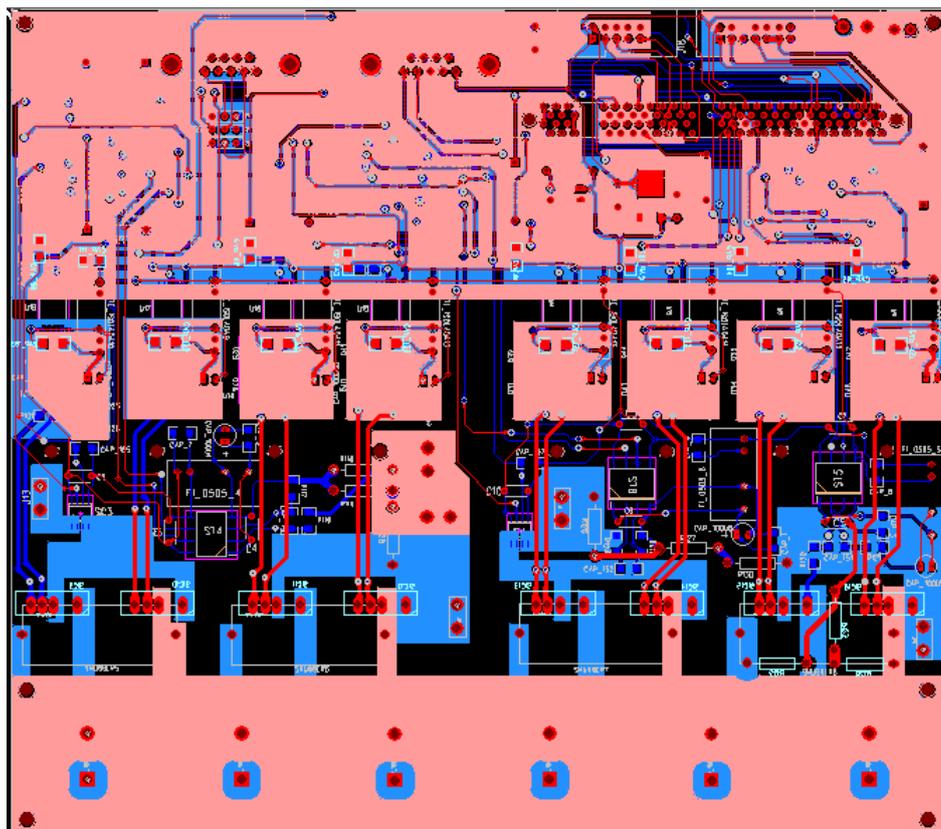
Após os testes realizados com a PCB da Figura 5.1, o passo seguinte foi desenvolver a PCB apresentada na Figura 5.2 com recurso o software PADS. Tal como a PCB anterior, esta foi desenvolvida de raiz e de autoria própria. Esta opção foi o requisito base do projeto, pela necessidade de desenvolver um sistema de dimensões bastante reduzidas, mas que fosse capaz de operar com uma gama diversa de frequências. Tendo estes objetivos iniciais, partiu-se para a criação de um protótipo que englobasse o andar de potência, os sensores de tensão e corrente, os circuitos de *driver*, o condicionamento de sinal e o microcontrolador. Na Figura 5.3 é apresentado o protótipo com todos os elementos referidos anteriormente. Pela enorme quantidade de elementos presentes nesta PCB e pelas frequências de operação de alguns destes elementos, questões como ruído eletromagnético, a distância entre determinados componentes, as garantias de isolamento entre circuitos ou os campos magnéticos tiveram de ser previamente acautelados no seu design.

5.2 Sistema de Controlo

Para um correto funcionamento do sistema de potência é fundamental que o seu controlo digital não apresente falhas nem redundâncias. Para tal, é necessário que exista precisão nas leituras dos sensores e um respetivo condicionamento de sinal adequado. No entanto, uma questão muito pertinente em sistemas de eletrônica de potência a operar nestas frequências é o circuito de *driver* dos semicondutores, sendo necessário um correto dimensionamento, um *design* cuidado e uma escolha acertada dos componentes para evitar eventuais problemas no acionamento dos semicondutores de potência. Ao longo desta secção é descrito todo o sistema de controlo implementado, caracterizando num primeiro tópico a arquitetura geral do sistema de controlo e em seguida é descrito todo o hardware presente no sistema de controlo. No hardware a explanar nos tópicos seguintes, estão presentes sensores de tensão e corrente, o condicionamento de sinal e proteção, a placa de *drivers*, a placa de DAC e o microcontrolador utilizado.

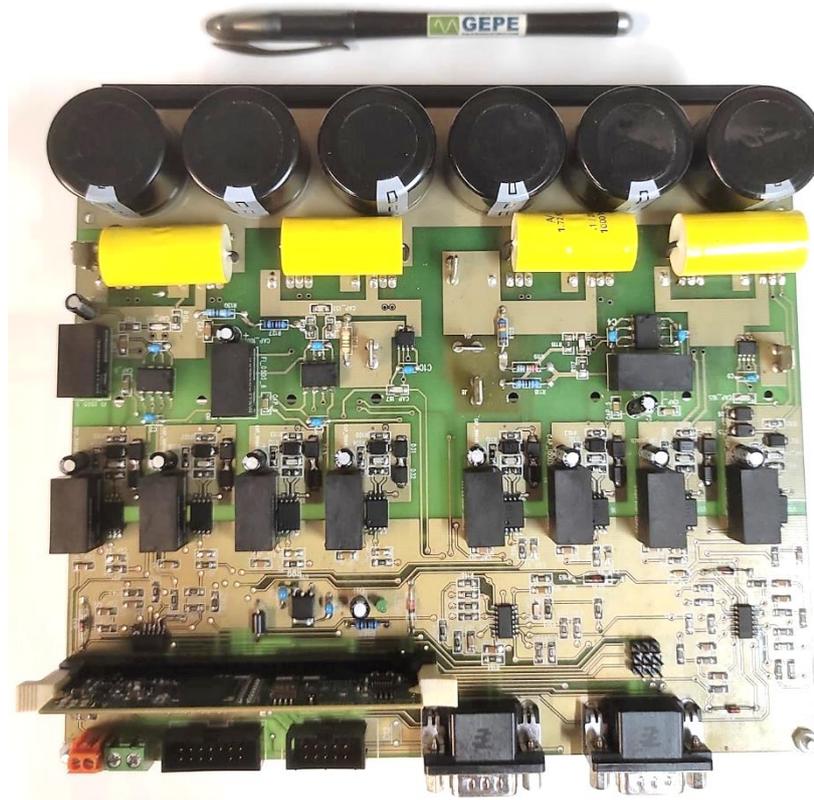


(a)

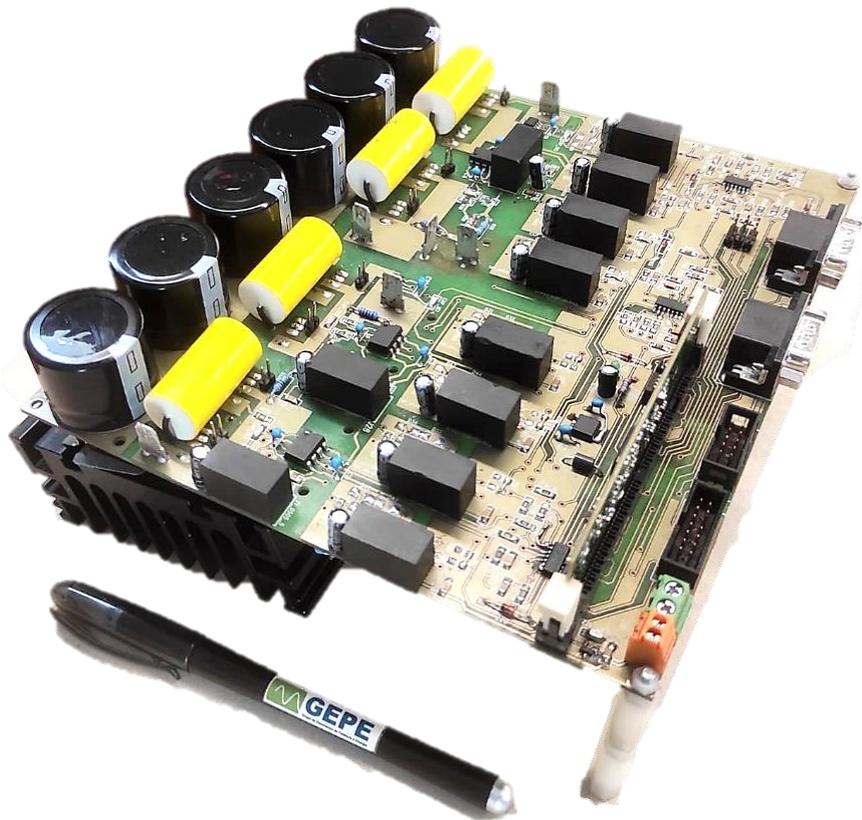


(b)

Figura 5.2 Desenho da PCB do sistema completo do lado primário do sistema de carregamento utilizando a ferramenta PADS Layout: (a) Vista do topo; (b) Vista inferior.



(a)



(b)

Figura 5.3 PCB com o sistema completo do lado primário do sistema de carregamento:
(a) Vista topo; (b) Vista lateral.

A alimentação de todo o circuito de controlo é efetuada por uma fonte comutada fabricada pela *MEAN WELL*, com a referência RT-50C e tem uma potência máxima de 50 W [114]. Esta fonte possui uma proteção contra curto-circuitos e disponibiliza na sua saída três valores distintos de tensão, nomeadamente +15 V, -15 V e +5 V. Além destas características técnicas, esta fonte apresenta também reduzidas dimensões o que torna ainda melhor a sua integração neste projeto.

5.2.1 Algoritmo de Controlo

Em qualquer sistema de eletrônica de potência é fundamental a existência de um algoritmo de controlo capaz de tirar o melhor partido do hardware disponível e tornar o sistema o mais eficiente possível. Para tal, o código implementado no DSP deve seguir um algoritmo eficiente e sem redundâncias.

Tendo em conta os objetivos desta dissertação o algoritmo desenvolvido é representado na Figura 5.4. A primeira etapa deste algoritmo passa pela inicialização das variáveis e configuração de todos os periféricos como: *timers*, GPIOs, ADCs, PWMs e a comunicação série. De seguida, o sistema entra no seu ciclo infinito e, sempre que há uma interrupção do *timer* a cada 20 μ s (correspondendo a uma frequência de amostragem de 50 kHz), são atualizados os valores lidos pelos canais de ADC. Após essa leitura, o sistema verifica se há algum erro nos valores lidos. Caso exista algum valor fora do previsto, o sistema entra numa função de stop, desabilitando as comutações do sistema. Se todos os valores lidos estiverem dentro dos parâmetros, o código segue a sua execução, entrando no bloco principal do sistema de controlo.

A primeira sub-rotina do sistema é denominada “PLL” e consiste na sincronização do sistema com a tensão da rede elétrica. Após a sincronização com a rede elétrica, o utilizador terá de escolher o modo de operação do sistema. Se o modo escolhido for o G2V, a sub-rotina que se inicia é o carregamento do barramento CC, seguida do controlo de corrente e, por fim, a técnica de modulação do conversor CA-CC. Após estas três sub-rotinas, o sistema irá verificar se a tensão do barramento CC já se encontra regulada. Em caso afirmativo, o passo seguinte é a sub-rotina da modulação *phase shift* a fim de controlar o inversor de alta frequência.

Por outro lado, se o modo escolhido pelo utilizador for o V2G, as sub-rotinas serão as mesmas do modo G2V, mas há alterações na ordem de funcionamento. Primeiramente, é controlada a tensão no barramento CC através da sub-rotina “Barramento CC”. De seguida, é ativada a comutação dos semicondutores do inversor através da sub-rotina “Modulação *Phase Shift*”. Após o barramento CC se encontrar regulado, o sistema irá iniciar o processo de injeção na rede elétrica.

Para tal, é calculada a corrente injetada através da sub-rotina “Controlo de Corrente” e, por fim, é ativada a comutação dos semicondutores do retificador ativo pela sub-rotina “Modulação SPWM”. Convém realçar que o sistema pode ser parado a qualquer momento pelo utilizador através da porta série.

5.2.2 DSP

Para o correto funcionamento do algoritmo de controlo implementado é necessária a existência de um microcontrolador com capacidade para efetuar todos os cálculos e capaz de executar as ações de acordo com os cálculos num curto período. Ou seja, não só a capacidade de executar cálculos de forma rápida é importante, mas também o tempo de execução das ações em tempo real.

Além destas características, os microcontroladores possuem funcionalidades fulcrais num sistema de eletrónica de potência, como os canais de ADC, a geração de sinais PWM e a conversão de valores digitais em sinais analógicos por meio de um DAC. O avanço exponencial da capacidade de processamento nas últimas décadas, permite que os sistemas de controlo sejam cada vez mais rápidos nos cálculos e dinâmicos nas respostas, permitindo aumentar a frequência de aquisição dos sinais e a frequência de comutação dos semicondutores de potência.

Assim sendo, a placa de desenvolvimento selecionada foi a *TMDSCNCD28335* da *Texas Instruments*, onde está inserido o DSP *TMS320F28335* [115]. Determinadas características e recursos deste DSP merecem ser realçadas, tais como:

- CPU de 32-bit com uma frequência de relógio máxima de 150 MHz;
- Unidade de virgula flutuante (*Floating-Point Unit* – FPU);
- SRAM de 16-bit com 34 kB;
- Memória *flash* 16-bit com 256 kB;
- 18 Saídas de PWM;
- 3 CPU *Timers* de 32-bits;
- 16 Canais de ADC 12-bits;
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output* – GPIO);
- 1 Módulo SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 8 Interrupções externas.

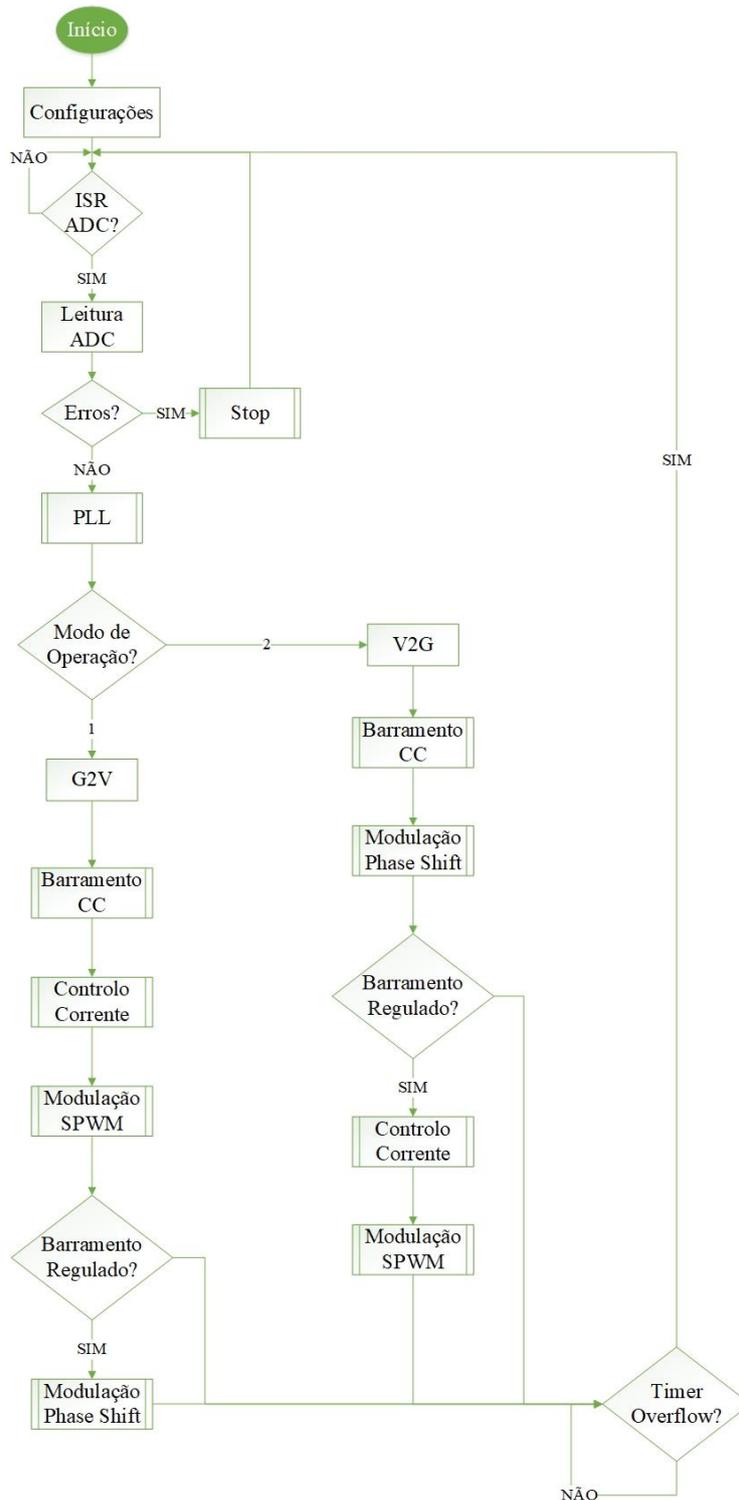


Figura 5.4 Fluxograma do algoritmo de controlo.

A capacidade de processamento e a precisão dos cálculos do DSP são importantes para aplicações de eletrónica de potência. No entanto, existem outras características que tornam ainda mais indicada esta escolha. A versatilidade das configurações dos registos de PWM, desde uma configuração complementar com *deadtime* entre as comutações, a possibilidade de a onda portadora ter a forma de dente de serra ou triangular e existir um desfasamento entre as portadoras dos diferentes registos de PWM, numa lógica *master/slave*. Do ponto de vista do utilizador há que

realçar o excelente suporte que a *Texas Instruments* oferece, desde bibliotecas a funcionalidades capazes de facilitar a interação com o microprocessador, mas também todo o suporte técnico como *datasheets* e *user guides* muito bem estruturados e explícitos.



Figura 5.5 Placa de desenvolvimento DSP *TMDSCNCD28335*.

A integração da placa de desenvolvimento *TMDSCNCD28335* na PCB com recurso a um *socket* do tipo DIM de 100 pinos permitiu uma redução das dimensões do protótipo em relação a uma solução mais convencional, onde a placa de desenvolvimento é colocada numa placa de suporte. Além da redução das dimensões, a integração do microprocessador elimina a necessidade de fios para os canais de ADC e para os sinais de PWM. Na Figura 5.6 pode-se observar a colocação de duas fichas *DB9* na PCB, para comunicação série RS232 e para comunicação série SPI, utilizada na ligação à placa de DAC, dois *sockets* de 10 e 14 pinos. O *socket* de 10 pinos serve um acesso rápido a GPIOs genéricos e o *socket* de 14 para uma ligação por *flat cable* à placa *TMSDOCK2835* da *Texas Instruments* que contém o emulador JTAG com interface USB, de forma a permitir uma depuração do código em tempo real.

O *integrated development environment* (IDE) utilizado para programar o DSP é o *Code Composer Studio* da *Texas Instrument*. Este software possibilita uma programação em C, realizar *debug* do código, manipular o valor de variáveis e registos em tempo real, programar as memórias *flash* e RAM do DSP, entre muitas outras tarefas.

5.2.3 Sensores de Tensão

Num sistema de transferência de energia sem fios para mobilidade elétrica é indispensável saber o valor da tensão em tempo real em determinados pontos do circuito, de forma a existir um controlo e monitorização correta do mesmo. Tendo em conta as necessidades deste projeto, foram utilizados três sensores de tensão para efetuar as leituras da tensão de entrada da rede elétrica, do barramento CC e da tensão de saída do inversor. Os valores de tensão na casa das centenas de volts impedem uma leitura por parte dos canais de ADC do DSP. Como tal, é necessário introduzir elementos capazes de transpor estes valores para valores mais baixos passíveis de serem lidos pelos

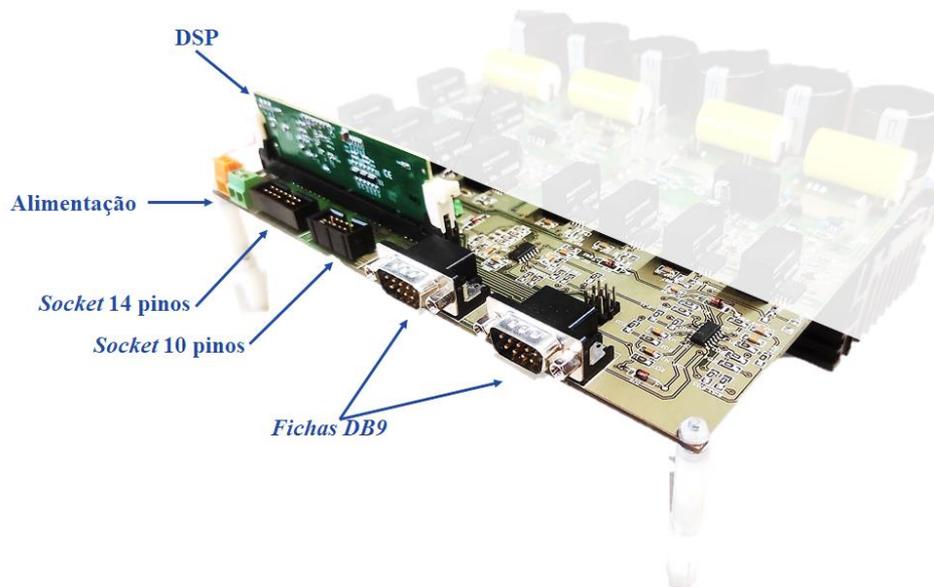


Figura 5.6 Integração do TMDSCNCD28335 na PCB.

canais de ADC. Dada a grande diferença de tensão entre o andar de potência e o sistema de controlo, é imperativo que os elementos utilizados para realizar a leituras dos valores de tensão garantam isolamento galvânico.

Tendo em conta as necessidades do sistema e o material disponível no GEPE foram utilizados 3 sensores do modelo *Si8920*, fabricados pela *Silicon Labs* [116]. Além das características técnicas, as dimensões reduzidas deste sensor, como se pode observar na Figura 5.7, foram mais um fator a pesar na sua escolha. Estes sensores permitem medições de tensão em CC e CA e são bidirecionais. Este sensor é um amplificador analógico com isolamento galvânico com uma entrada diferencial de baixa tensão, o que é ideal para medir a tensão numa resistência de *shunt*. A tensão admitida nas entradas diferenciais do sensor é de ± 200 mV e o ganho interno é definido de forma que a tensão de saída tenha uma escala completa até 1,6 V. O baixo *offset* (0,2 mV) e um erro de ganho inferior a 0,5%, permitem leituras precisas ao longo de toda a faixa de operação e a imunidade a transientes de modo comum é excepcionalmente alta. Isto resulta numa leitura precisa em circuitos onde ocorram eventos de comutação com potência elevada, como acionamento de motores e inversores.



Figura 5.7 Sensor de tensão *Si8920*.

O método de leitura deste sensor implica a existência de um divisor resistivo para que os valores de tensão se adequem aos valores que o sensor permite. Na Figura 5.8 é demonstrado o esquema completo de ligação do sensor, em que os valores de R_{SENSE} , R_1 e R_2 foram previamente calculados de acordo com a gama de valores de tensão no local em que o sensor é colocado. A utilização de duas resistências em série R_1 e R_2 tem como objetivo diminuir a potência dissipada em cada uma delas e, assim, evitar o sobreaquecimento que ocorreria se apenas fosse utilizada uma resistência com um valor da soma R_1 e de R_2 . A largura de banda do *Si8920* é de 950 kHz, então é colocado um filtro RC passa baixo com um $R_3 = R_4 = 20 \Omega$ e $C_1 = 10 \text{ nF}$, resultando numa frequência de corte de 400 kHz na entrada diferencial de tensão do sensor.

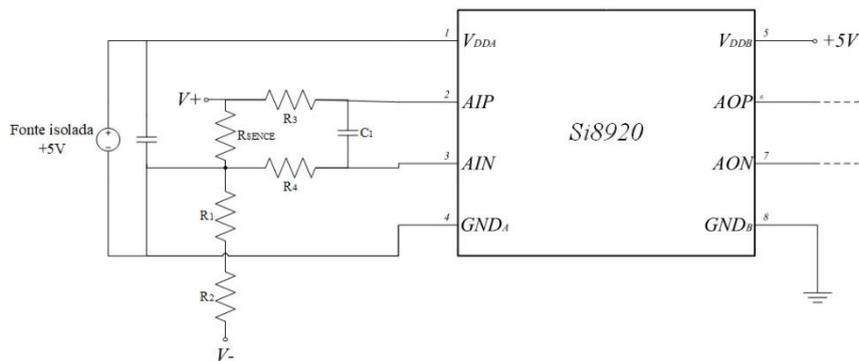


Figura 5.8 Esquema elétrico do sensor de tensão *Si8920*.

Conforme a gama de valores de tensão presentes nos locais onde se encontram os sensores foram dimensionadas as resistências a utilizar no divisor de tensão. Tais valores encontram-se na Tabela 5.1. De forma a colmatar as imprecisões na leitura dos sensores, quer seja pela temperatura ou pela resistência interna do sensor, procedeu-se à calibração dos mesmos de forma a averiguar sua linearidade. O processo de calibração é bastante simples: aplica-se uma tensão linear ao sensor e em seguida verifica-se o valor adquirido pelo ADC. Após executar esta tarefa com um determinado número de valores de tensão e com os respetivos valores adquiridos pelo ADC recorre-se a uma linearização dos valores. Os valores obtidos nessa linearização são mais tarde utilizados como variáveis do sistema de controlo.

Tabela 5.1 Valores das resistências utilizadas nos sensores de tensão.

Localização do Sensor	V_{MAX} (V)	R_{SENSE} (k Ω)	$R_1 + R_2$ (k Ω)
Tensão da Rede Elétrica	370	1	1000+1200=2200
Barramento CC	470	1,2	1200+1500=2700
Tensão de Saída do Inversor	470	1,2	1200+1500=2700

5.2.4 Sensores de Corrente

À semelhança dos sensores de tensão, a utilização de sensores de corrente é indispensável para um correto funcionamento do circuito, nomeadamente na transferência de energia ou na injeção na rede elétrica.

Nesta dissertação estão presentes dois sensores de corrente: um para medir a corrente de entrada do conversor e um outro para medir a corrente à saída do inversor. Tal como ocorre nos sensores de tensão, é necessário que os sensores de corrente garantam o isolamento galvânico, mas uma outra característica a pesar na escolha do sensor foi as dimensões do mesmo. Tendo em conta o material disponível no GEPE optou-se pelos sensores *ACS730* de efeito de *Hall* da *Allegro Microsystems* [116], representado na Figura 5.9.



Figura 5.9 Sensor de corrente *ACS730*.

Tratando-se de um sensor de efeito de *Hall*, a medição do valor da corrente é efetuada através da passagem de corrente por um caminho de cobre que gera um campo magnético detetado pelo *IC Hall*, que consiste num elemento de efeito *Hall* combinado com amplificador operacional que converte esse campo magnético numa tensão proporcional. A precisão de leitura do sensor é otimizada pela proximidade do campo magnético com o transdutor de efeito *Hall*, resultando numa sensibilidade de 100 mV/A e numa precisão de leitura de $\pm 1,5\%$ em regime de operação com a corrente no seu valor nominal. Outra característica é baixa resistência interna do sensor, cerca de 1,2 m Ω , resultando em baixas perdas de energia e baixo efeito de carga no circuito de potência. Além disso, o alto *Power Supply Rejection Ratio* (PSRR) para proteção em ambientes ruidosos e a blindagem integrada no sensor eliminam virtualmente o acoplamento capacitivo do condutor de corrente que poderia danificar o sensor por transientes de alta tensão. O circuito de compensação digital de temperatura integrado permite ao sensor manter a precisão independentemente da temperatura.

Na Figura 5.10 é representado o esquema de ligação do sensor de corrente, em que é possível observar as entradas diferenciais, que admitem um valor máximo de corrente de 55 A, sendo o valor nominal de operação ± 20 A e sendo a alimentação do sensor efetuada com uma tensão de +5 V. Como o sensor admite correntes de entrada elevadas, a sua colocação deve ser o

mais próximo possível do local a monitorizar, evitando assim a passagem de pistas de elevadas dimensões ao longo da PCB. A nível de isolamento, o sensor garante durante 60 segundos as características de isolamento até uma tensão máxima de 2400 V de valor eficaz. O sinal de saída do sensor é dado em tensão, em que o valor de corrente 0 A corresponde a 2,5 V em tensão e vai até um valor máximo de 6 V.

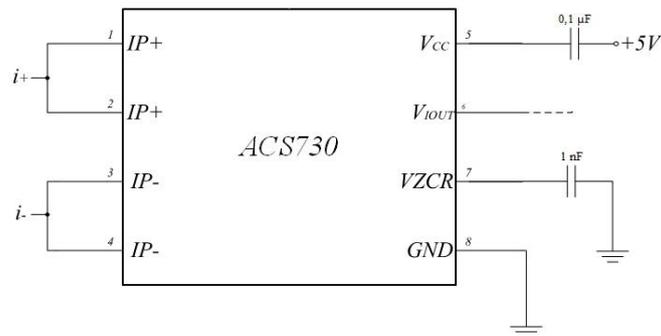


Figura 5.10 Esquema elétrico do sensor de corrente ACS730.

5.2.5 Condicionamento de Sinal e Proteção

Num sistema de eletrônica de potência em que exista a necessidade de leitura de um sinal proveniente de um sensor por parte de um microcontrolador é indispensável o condicionamento do sinal. O condicionamento do sinal permite filtrar ruídos, limitar os valores dos sinais de forma a não danificar o microcontrolador e adequar o sinal de saída do sensor ao respetivo ADC do microcontrolador. No caso desta dissertação, existem 3 sensores de tensão e 2 sensores de corrente, o que corresponde a 5 sinais para leitura por parte dos canais de ADC. Os canais de ADC internos do DPS *TMS320F28335* operam com tensões entre 0 V e 3 V. Como tal, é necessário garantir que o sinal na entrada dos canais de ADC nunca desça ou suba desta margem de tensão.

Tratando-se de 5 sensores com saídas diferenciais, projetou-se o condicionamento de sinal para ter 5 canais de aquisição de sinais com ganho unitário, com recurso a uma montagem amplificadora diferencial e somadora com AMPOPs *rail-to-rail ADA4891-4ARZ* da *Analog Devices* por cada canal. Esta montagem permite a adição de uma tensão de *offset* de 1,5 V, como garantia que os valores lidos pelos canais de ADC são sempre positivos. A equação (5.1) permite calcular a tensão de saída do amplificador, numa situação em que $R_1=R_2$ e $R_3=R_4$.

$$v_{erro} = \frac{R_4}{R_1} (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{offset} \quad (5.1)$$

Após o amplificador diferencial foi colocado um filtro passa-baixo *Sallen-Key* de 2ª ordem para filtrar os sinais medidos. No dimensionamento do filtro deve ser tido em conta que a frequência de

o corte deve ser inferior a metade da frequência de amostragem, de forma a satisfazer o teorema de Nyquist. A escolha dos componentes foi realizada com recurso ao software *FilterPro* da *Texas*, para não existir problemas na atenuação e no deslocamento de fase do sinal. Após estas considerações optou-se por uma frequência de corte de 10 kHz. Posteriormente, à saída do filtro é colocado um diodo de *zener* com o objetivo de proteger o canal de ADC do DSP de sobretensões. Na Figura 5.11 é ilustrado o circuito de condicionamento anteriormente descrito.

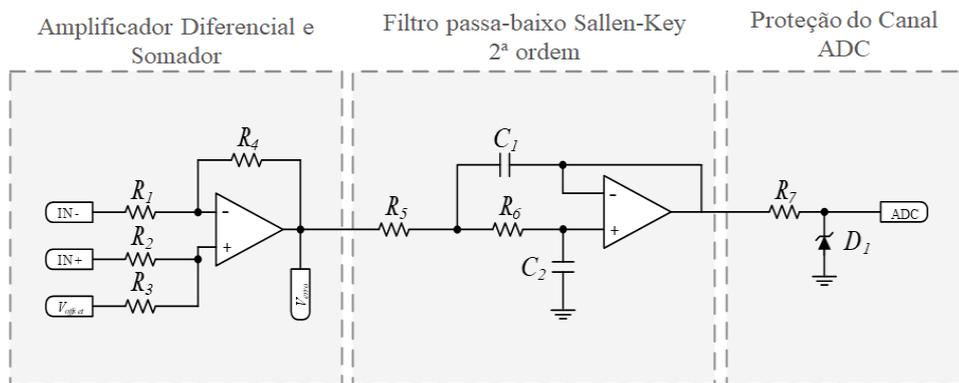


Figura 5.11 Circuito de condicionamento de sinal.

5.2.6 Circuito de *Driver*

Um sistema de eletrônica de potência é constituído por um circuito de controlo e por um andar de potência, como referido no início deste capítulo. A disparidade nos valores de tensão e a corrente entre estas duas componentes do sistema, obriga à existência de um isolamento galvânico entre elas, mas em simultâneo terá de existir interligação entre o controlo e a potência. Essa ligação é que irá permitir controlar os semicondutores e, só assim será possível controlar os níveis de tensão e corrente em todo o sistema.

A habilitação dos semicondutores presentes em ambos os conversores são realizados através de sinais de PWM provenientes do DSP. Tendo em conta que os sinais de PWM do DSP têm uma amplitude de 3,3 V, os mesmos não seriam capazes de fazer comutar os SiC MOSFETs. Para tal, recorre-se ao circuito de *driver* capaz de realizar a comutação dos mesmos e mantendo o isolamento galvânico entre o sistema de controlo e o andar de potência. Apesar de os SiC MOSFETs serem dispositivos controlados por tensão, apresentam uma capacidade que irá ser carregada e descarregada conforme se pretenda operar na zona de triodo ou de corte. Quando sujeita a um degrau de tensão, esta capacidade apresenta um pico de corrente que poderá ser superior aos valores e corrente permitidos no circuito de controlo. Este pico de corrente poderia não só danificar os componentes presentes no circuito de controlo, mas também o DSP. A existência de um *driver*

com isolamento galvânico permite proteger todos os elementos presentes de forma direta ou indireta no controlo do sistema, de sobretensões ou sobrecorrentes devido a anomalias no andar de potência.

A topologia de conversor utilizada obriga à existência de dois semicondutores em série no mesmo braço, surgindo a necessidade de criar referências de potencial isoladas no conversor. Esta necessidade surge porque a *source* do semiconductor presente na parte inferior do braço está referenciada à massa do circuito. Por sua vez, a *source* do semiconductor presente na parte superior está ligada a um potencial com valor variável, sendo que este valor pode oscilar entre aproximadamente zero e a tensão do barramento CC. A solução para suprimir esta situação passa pela colocação de um *driver* para garantir que a tensão na *gate* em relação à *source* (V_{GS}) do semiconductor corresponda à comutação do semiconductor, ou seja, o sinal de PWM e o *driver* estão referenciados à mesma tensão que V_{GS} .

O *driver* que garante o isolamento galvânico entre o circuito de controlo e o andar de potência e que permite transmitir o sinal de PWM ao semiconductor é fabricado pela *Analog Devices* e a sua referência é *ADuM4121* [117]. Este *driver* garante um isolamento galvânico entre a entrada e a saída até 5 kV durante um minuto e possui um tempo de propagação dos sinais de 53 ns. Sendo um *driver* muito recente, determinados parâmetros e certificados do mesmo ainda não se encontram no *datasheet*. A alimentação do *driver* é de 5 V, suportando uma corrente de pico máxima de 2 A na sua saída e possuindo uma entrada diferencial para os sinais de PWM provenientes do DSP. Entre os pinos VDD e GND de ambos os lados do *driver* está ligado um condensador eletrolítico de 10 μ F para permitir que haja energia suficiente para acionar a carga nas portas de saída do *ADuM* e um condensador cerâmico de 100 nF para suprimir o ruído. Outra questão a ter em conta na colocação destes condensadores é que não devem estar distanciados a mais de 20 mm da fonte de alimentação isolada.

Este dispositivo apresenta duas características importantes para projetos deste género: o bloqueio de subtensões e o *Miller clamp*. O bloqueio de subtensões está presente no lado primário e secundário e caso a tensão em qualquer um dos lados seja inferior ao valor mínimo de tensão, o sinal de saída terá nível lógico baixo. Já o *Miller clamp* permite reduzir os picos de tensão característicos dos SiC MOSFETs causados pela capacidade de *Miller* durante o momento que o semiconductor se desliga. Para reduzir este pico de tensão no *driver* é criado um segundo caminho de baixa impedância para a corrente, quando a tensão interna atinge o valor de 2 V na transição

descendente do sinal de PWM. Na Figura 5.12 é representada a implementação do circuito de *driver* implementado.

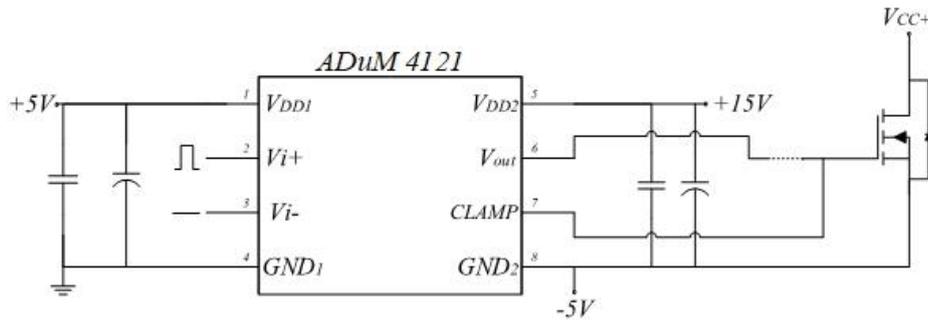


Figura 5.12 Circuito de *driver* baseado no *ADuM4121* para um único semicondutor.

Por fim, convém justificar a utilização de um *driver* que apenas consegue controlar um só semicondutor, em vez de um *driver* que controle logo um braço completo recorrendo a um circuito de *bootstrap*. Como o sistema irá operar com frequência elevada, falsos *turn-on* ou *turn-off* causados pelo ringing ou o aquecimento das fontes isoladas e consequente deterioração na referência criada pelas mesmas são problemas muito comuns em aplicações de alta frequência que provocam a destruição dos semicondutores. Estes problemas surgem ainda com maior facilidade com recurso a um circuito de *bootstrap*, ou seja, este deve ser utilizado após uma validação completa do *driver* a controlar um semicondutor. Nesta dissertação, a aplicação de um circuito de *bootstrap* é mais um ponto a ser desenvolvido em trabalho futuro.

5.2.7 Placa de DAC

A necessidade de observar determinadas variáveis internas do DSP, levou à necessidade de utilização de um conversor de sinais digitais para analógicos de forma a visualizar os mesmos no osciloscópio. Para tal, recorreu-se à PCB presente na Figura 5.13, previamente existente no GEPE. Nesta PCB encontra-se um conversor DAC, modelo *TLV5610* da *Texas Instruments* [118], com 8 canais e uma resolução máxima de 12 bits. Além do conversor DAC, nesta PCB encontra-se um circuito de condicionamento de sinal para que o sinal de saída do DAC que varia entre 0 V e 2,5 V, passe a ser um sinal de saída bipolar, compreendido entre ± 5 V. A nível de protocolo de comunicação entre o DAC e o DSP, é utilizado o protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*) com recurso às fichas DB9 presentes na PCB principal e na placa de DAC. Também a alimentação da placa de DAC é realizada pela ficha DB9. Por fim, a ligação entre a placa de DAC e o osciloscópio é feita por meio de fichas BNC.

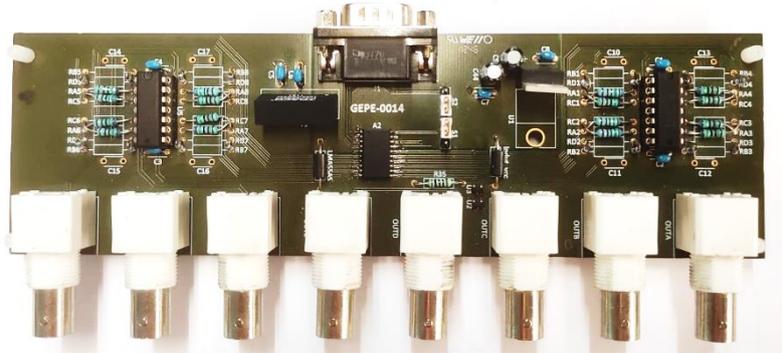


Figura 5.13 Placa de DAC.

5.3 Andar de Potência

A escolha e dimensionamento dos elementos presentes no andar de potência é tarefa fulcral em qualquer sistema de eletrônica de potência. Após a escolha da topologia dos conversores e das técnicas de controlo empregues, surge a necessidade de escolher e dimensionar determinados elementos do andar de potência, como os semicondutores, a bobina de acoplamento à rede elétrica, entre muitos outros conforme o problema e a solução adotada. A solução idealizada tendo em conta os requisitos deste projeto é composta por três partes: a primeira parte corresponde ao circuito de acoplamento à rede elétrica, a segunda parte é composta pelo conversor CA-CC e respetivo barramento CC e, por fim, a última parte é formada pelo conversor CC-CA de alta frequência.

O posicionamento dos elementos de potência teve em conta a necessidade de manter o sistema compacto e robusto. Ao longo desta secção, serão apresentados os diversos componentes utilizados, sendo descrita as suas principais características e a justificação da sua escolha no âmbito desta dissertação. Na Figura 5.14 é possível observar uma solução de integração do projeto, onde se encontram todos os elementos necessários para o funcionamento do protótipo.

5.3.1 Circuito de Acoplamento à Rede Elétrica

A interface entre a rede elétrica e o conversor CA-CC é efetuada através de um circuito de acoplamento, composto por um circuito de pré-carga dos condensadores do barramento CC e por uma bobina. O circuito de pré-carga integra um disjuntor de ligação à rede elétrica e uma resistência de pré-carga em paralelo com um interruptor para efetuar o *by-pass*. O disjuntor tem a função de proteger o circuito de potência e de uma forma simplificada o acoplamento e desacoplamento do conversor da rede elétrica. Por sua vez, a resistência de pré-carga tem a seu cargo limitar a corrente

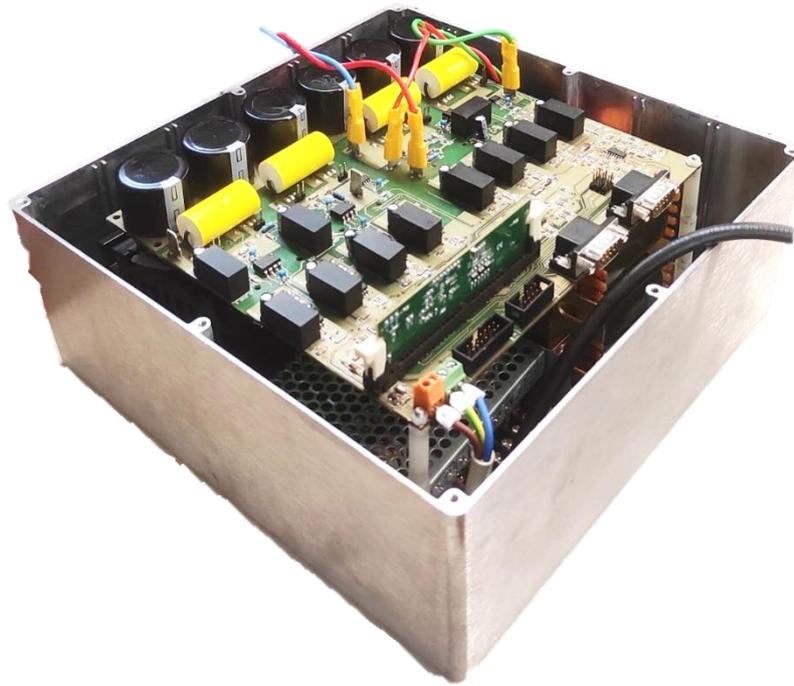


Figura 5.14 Integração do sistema de potência proposto.

durante o processo de pré-carga dos condensadores e por fim, o interruptor *bypass* é o caminho alternativo para a corrente após a pré-carga dos condensadores.

A bobina de acoplamento tem um papel fundamental no acoplamento com a rede elétrica e na filtragem das altas frequências características do cariz comutado de um conversor de potência, sendo o *ripple* na corrente obtida tanto menor quanto maior for a indutância. No entanto, o aumento da frequência de comutação permite uma redução no valor da indutância e, em simultâneo, manter um consumo de corrente sinusoidal. Para dimensionar a bobina de acoplamento à rede elétrica é necessário ter em conta a tensão do barramento CC (V_{cc}) de 400 V, a frequência do sinal de corrente sintetizado (f) de 200 kHz resultante de uma frequência de comutação de 100 kHz com modulação SPWM unipolar e por fim, o valor admitido para o ripple da corrente (Δi_f) de 0,5 A. Recorrendo à equação (5.2) obtém-se o valor de L .

$$L = \frac{V_{cc}}{4 \Delta i_f f_s} \quad (5.2)$$

O valor da indutância obtido com recurso à equação (5.2) é de 1 mH. Com recurso ao material disponível no GEPE, numa primeira fase foi escolhida uma bobina de 800 μ H com núcleo de ar, mas devido a problemas de ruído, foi trocada por uma bobina de acoplamento mútuo de grão orientado, com uma indutância total de 1,2 mH a 100 kHz como a representada na Figura 5.15. Apesar do valor um pouco superior ao calculado os resultados foram mais satisfatórios face à bobina de 800 μ H, muito graças ao acoplamento mútuo que reduz de forma significativa o ruído.



Figura 5.15 Bobina de acoplamento à rede elétrica.

5.3.2 Semicondutores de Potência

Na última década, a evolução dos semicondutores tem sido muito significativa a nível do aumento de frequência de comutação e em simultâneo com o aumento da densidade de potência. O aparecimento de semicondutores baseado em novos materiais, como os de carboneto de silício (SiC) e os de nitreto de gálio (GaN), permitiu um avanço significativo na frequência de comutação em sistemas de eletrônica de potência face aos MOSFETs ou IGBTs tradicionais.

Tendo em conta os valores nominais de tensão e corrente do sistema, bem como a sua frequência de comutação, optou-se por um semicondutor SiC MOSFET. Este tipo de semicondutor consegue juntar altas frequências de comutação com maiores potências. Por sua vez, os GaN conseguem frequências de comutação mais elevadas, mas a potência que operam é menor, excluindo assim a sua utilização. Após uma análise dos SiC MOSFET existentes no mercado e pela experiência existente no laboratório do GEPE com este tipo de semicondutores, a escolha foi pelo SiC MOSFET da *CREE* com referência *C3M0065100K* [119]. Este SiC MOSFET suporta uma tensão e corrente máxima entre o *drain* e a *source* de 1000 V e 35 A respetivamente. O tempo entre a transição do nível lógico baixo para um nível alto não supera os 30 ns e se a transição for em sentido contrário este tempo mantém-se. Outra característica que estes semicondutores apresentam é a baixa resistência de condução, no caso deste semicondutor 65 mΩ, aumentando assim a eficiência do sistema graças à diminuição das perdas nos semicondutores. Observando a Figura 5.16 é possível verificar que se trata de um SiC MOSFET com um encapsulamento *TO 247-4* e a existência de duas pernas de *source*, uma para ligar à *pad* de potência e a outra para o sinal de controlo do semicondutor. A existência destas duas pernas permite reduzir o ringing na transição de estado do semicondutor, evitando situações de curto-circuito e que o ruído que possa existir na

tensão e corrente entre o *drain* e a *source* não afete de forma tão significativa os sinais entre a *gate* e a *source*.



Figura 5.16 Semicondutor SiC MOSFET *C3M0065100K* utilizado no conversor CA-CC PFC e no inversor *full-bridge*.

De forma a prolongar o tempo de vida útil do SiC MOSFET é necessário que haja um circuito de proteção entre os terminais *gate* e *source*. Geralmente, este tipo de proteção é composto por dois diodos de *zener* em antiparalelo, por uma resistência em série com a *gate* e por um filtro RC entre a *gate* e a *source*. No caso de semicondutores de alta frequência é importante que o tempo de atuação da proteção de *gate* seja rápida de forma a proteger o semicondutor. Na Figura 5.17 é representado o esquema elétrico da proteção de *gate* aplicada ao SiC MOSFET e é possível observar que os diodos em antiparalelo foram substituídos por TVS. A escolha dos TVS em detrimento dos diodos de *zener* deu-se após os testes realizados na PCB de teste preliminares representada na Figura 5.1, onde se concluiu que os diodos não eram rápidos o suficiente para limitar o pico de tensão na transição de estado, superando os valores de 15 V ou -5 V para os quais os valores da tensão *gate-source* estaria limitada.

Os TVS utilizados são fabricados pela *Littelfuse* e as duas referências dos TVS utilizados são: *TPSMB16A* [120] e *TPSMB10A* [121]. A utilização de dois TVS com valores diferentes é devida ao facto de a tensão *gate-source* variar entre +15 V quando se encontra no nível lógico alto e -5 V quando o nível lógico do sinal de PWM é baixo. A utilização de uma tensão negativa de -5 V como referência para o nível lógico baixo em detrimento da referência de 0 V é mais um aspeto que melhora a performance do semicondutor e mais dificilmente ocorrerá falsos *turn-on* do mesmo.

A capacidade existente no terminal de *gate* do semicondutor é carregada ou descarregada conforme há alteração do nível lógico do sinal de PWM. Apesar de esta capacidade ser bastante reduzida, a aplicação de um pulso de tensão a esta capacidade pode provocar picos de corrente de alguns amperes e pode mesmo danificar o *driver*. De forma a proteger o *driver* destes picos de corrente é utilizada uma resistência em série com a *gate* (R_g). Além de proteger o *driver* de picos de corrente, a resistência de *gate* atenua o circuito ressonante existente, que ainda aumentaria mais o ruído na *gate* no semicondutor e conseqüentemente mais *ringing* no sinal de PWM. A escolha do valor desta resistência deve ter em conta duas considerações: (1) o valor da resistência interna da *gate* do semicondutor e (2) quanto maior o valor da resistência maior serão os tempos de ligar e

desligar do semicondutor, e conseqüentemente maior serão as perdas por comutação. O SiC MOSFET utilizado possui uma resistência interna de *gate* de $4,7 \Omega$. A resistência de *gate* utilizada é composta por duas resistências de 10Ω em paralelo.

A utilização da resistência R_{off} geralmente serve para compensar uma diferença que existe entre o tempo de *turn-on* e *turn-off*, mas para o caso do SiC MOSFET utilizado a diferença é mínima. Como tal, a resistência utilizada é de 0Ω . O diodo D_i utilizado deverá ter um tempo de recuperação inversa muito curto de modo a permitir o *turn off* de forma adequada. Como a frequência de comutação é de 100 kHz, é conveniente que os tempos de *turn-off* e *turn-on* sejam muito curtos e, de forma a não comprometer o objetivo do circuito de proteção de *gate*, o diodo D_i utilizado é um diodo *schottky* fabricado pela *ON Semiconductor* com a referência *MBRA340* [122]. As duas principais diferenças de operação entre um diodo de *schottky* e um diodo normal são: (1) o diodo de *schottky* é um diodo de alta velocidade de comutação e (2) apresenta baixa queda de tensão quando diretamente polarizado. Ou seja, são díodos para utilizar em aplicações de alta frequência e em que não se deseja que haja uma grande queda de tensão no mesmo. Isto porque, um diodo convencional tem uma queda de tensão de 0,7 V e um diodo *schottky* tem uma queda de tensão de 0,3 V. Sendo díodos rápidos, os díodos de *schottky* não suportam grandes tensões quando inversamente polarizados. Outro problema é a sua corrente de fuga ser um pouco alta quando comparada com um diodo convencional. Convém também realçar que não suportam temperaturas tão altas de operação.

A resistência R_{cs} é uma resistência de *pull-down* e é colocada entre a *gate* e a *source* do semicondutor para evitar comutações indesejadas devido ao ruído presente na *gate* do semicondutor. Na escolha do valor desta resistência deve-se ter em conta que terá de ser muito maior que o valor da resistência de *gate*, para não existir o risco de criar um divisor resistivo significativo. Assim, o valor da resistência de *pull-down* adotado foi de $10 \text{ k}\Omega$.

Por fim, é necessário justificar a utilização do condensador C_{cs} . As capacidades parasitas existentes entre o *drain* e a *gate* e entre a *gate* e a *source* podem ser críticas em aplicações de alta frequência e com potência elevada. Numa aplicação em que existam dois semicondutores em série, como nesta dissertação, quando o semicondutor do topo está em condução há um aumento da tensão no seu *drain*. Devido ao rápido dv/dt do SiC MOSFET quando a tensão da *gate* do semicondutor do topo passa para o nível lógico alto provoca um aumento da tensão na *gate* do semicondutor que se encontra em série. Este aumento na tensão da *gate* do semicondutor do lado de baixa tensão é devido à capacidade e indutância parasita da *gate* do SiC MOSFET. Sendo esta

capacidade parasita um valor fixo, pode ser compensado externamente, pelo ajuste na resistência de *gate* de forma a diminuir ou aumentar o dv/dt e pela colocação de um condensador entre a *gate* e a *source* para suprimir o aumento de tensão através da redução da impedância. O condensador utilizado entre a *gate* e a *source* deve ser do tipo NPO ou COG pela sua maior estabilidade e os valores de capacidade podem variar desde alguns nF até algumas dezenas de nF. Este condensador deve ser testado para cada SiC MOSFET porque o seu valor pode variar conforme o semicondutor e respetivo circuito de proteção de *gate*. Nesta dissertação os condensadores C_{GS} são da *KEMET* com a referência *C1206C103J3GACTU* [122] e são de 10 nF.

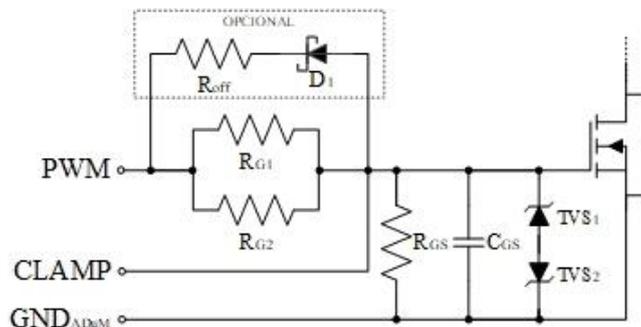


Figura 5.17 Circuito de proteção *gate-source* do SiC MOSFET.

5.3.3 Condensadores Eletrolíticos e Condensadores de Desacoplamento

De forma a ser possível transferir energia entre a rede elétrica e as baterias do VE é necessário que existam estágios intermédios capazes de armazenar uma quantidade considerável de energia. Nesta dissertação, este estágio intermédio é o barramento CC presente na interface entre o conversor CA-CC PFC e o inversor *full-bridge*. Além de armazenarem energia, os condensadores presentes no barramento CC também são responsáveis pela diminuição do *ripple* de tensão em conjunto com as técnicas de controlo. Tendo em conta os valores nominais do sistema, foram selecionados condensadores eletrolíticos com uma capacidade de 100 μF que suportam tensões até 450 V. Estes condensadores são fabricados pela *EPCOS* e para perfazer um barramento CC com capacidade de 600 μF foram utilizados seis condensadores iguais ao representado na Figura 5.18 ligados em paralelo.



Figura 5.18 Condensador eletrolítico utilizado no barramento CC.

O número de condensadores utilizados no barramento CC poderá influenciar o desempenho do sistema. Ou seja, um barramento CC de igual capacidade, mas com maior número de condensadores será mais eficiente que um barramento CC com o mesmo valor, mas com menor número de condensadores. O desempenho do sistema pode ser influenciado pelo número de condensadores porque a ligação em paralelo dos condensadores diminui a *Equivalent Series Resistance* (ESR) e a *Equivalent Series Inductance* (ESI) e, conseqüentemente, as perdas e a resposta transitória do barramento CC passarão a ser menores.

A utilização de condensadores de desacoplamento em paralelo com cada um dos braços dos conversores visa proteger os semicondutores de picos de tensão durante as transições de estados dos semicondutores. Os condensadores de desacoplamento utilizados são de filme de polipropileno, apresentam uma capacidade de 100 nF, suportam tensões até aos 1000 V e são fabricados pela *KEMET*. Sendo estes condensadores utilizados para suprimir picos de tensão nos SiC MOSFET, a sua colocação deve ser o mais próxima possível dos semicondutores de forma a aumentar a sua eficácia [123]. Na Figura 5.19 é possível observar o condensador de desacoplamento utilizado nos braços dos conversores.



Figura 5.19 Condensador de desacoplamento utilizados nos braços dos conversores.

5.4 Conclusões

Tal como mencionado no início deste capítulo, o desenvolvimento do sistema de controlo e andar de potência é apresentado, sendo descrito pormenorizadamente o processo desenvolvido até à PCB final. A PCB engloba dois principais elementos: o sistema de controlo e o andar de potência. Relativamente aos elementos presentes no sistema de controlo, o algoritmo de controlo e o microcontrolador utilizado para implementar o algoritmo foram analisados com maior detalhe. Além disso, os sensores de tensão e corrente e respetivo esquema e ligação também são apresentados neste capítulo. Também é realizada uma análise do condicionamento de sinal e proteção utilizado para proteger o microcontrolador e a descrição da placa de DAC utilizada no processo de teste.

Posteriormente, foi apresentada a descrição e análise do andar de potência. É apresentada uma proposta de integração do projeto, permitindo demonstrar que o protótipo desenvolvido é compacto e de reduzidas dimensões. O circuito de acoplamento à rede elétrica e o seu dimensionamento, os semicondutores de potência utilizados e todo o circuito de proteção é descrito com detalhe. Também o tipo de condensadores presentes no barramento CC e no desacoplamento dos semicondutores são apresentados e explicados.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Protótipo de Interface entre a Rede Elétrica e a Bobina do Lado Primário

6.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos nos testes realizados ao sistema composto pelo conversor CA-CC PFC e pelo inversor *full-bridge*. De forma a facilitar a análise da performance do sistema desenvolvido, os resultados serão apresentados por subsecções. Na primeira secção é apresentada a sincronização com a rede elétrica, de seguida os resultados do retificador ativo e, por fim, são apresentados os resultados do inversor *full-bridge*.

Os resultados apresentados ao longo deste capítulo foram obtidos de forma gradual, isto é, os valores de tensão e corrente foram aumentados de forma gradual, respeitando todos os princípios de segurança até a tensão e corrente atingirem valores satisfatórios para validar o sistema. Em todos os ensaios realizados com ligação à rede elétrica foi utilizado um transformador de isolamento entre a rede elétrica e o protótipo.

Como o protótipo irá operar com uma frequência de comutação elevada os resultados obtidos com pontas de prova “normais” ou pontas de prova passivas seriam imprecisos e enganadores. Estas pontas de prova têm pouca largura de banda, apresentam uma capacidade de entrada relativamente elevada e a razão da rejeição do modo comum (CMRR) é baixa, o que traria problemas nos sinais medidos, principalmente em sinais de alta frequência como a tensão nos semicondutores. Para as medições num sistema com esta densidade de potência e com uma frequência de comutação de 100 kHz, o ruído que estas pontas de prova introduzem no sistema e a deformação que podem introduzir nos sinais medidos desaconselha a sua utilização neste tipo de aplicações. Como tal, estas pontas de prova foram substituídas por pontas de prova diferenciais que reduzem de forma drástica todos os problemas das pontas de prova passivas. O único entrave deste tipo de pontas de prova é o seu custo ser muito elevado face às pontas de prova passivas.

6.2 Sincronização com a Rede Elétrica

Em qualquer sistema de eletrônica de potência em que exista consumo ou injeção de energia na rede elétrica que utilize técnicas de controlo de tensão e corrente é fundamental que o algoritmo da PLL funcione corretamente. Como tal, procedeu-se à validação do algoritmo da PLL e verificação da performance do mesmo. Para se proceder à realização deste teste a tensão de entrada da rede elétrica (V_G) é de 75 V de pico (valor máximo utilizado nos diversos ensaios) e com recurso à placa de DAC é possível observar no osciloscópio o sinal de PLL (V_{PLL}) gerado pelo DSP. Assim, é possível observar o tempo que demora a atingir o sincronismo com a rede elétrica. Para ser possível observar o sinal gerado pelo DSP no DAC, o mesmo foi multiplicado por uma constante de forma que a escala da onda de saída tenha a razão de 1 V/div equivalha a 50 V. Para validar o sincronismo da PLL com a rede elétrica, na Figura 6.1 é apresentada a transição no momento em que é ativo o algoritmo da PLL. Analisando a figura é possível concluir que, após um ciclo completo da rede elétrica é atingido o sincronismo. Como o algoritmo da PLL não foi ativado na transição por zero, o sincronismo torna-se mais demorado, mas mesmo assim não superou um ciclo da rede elétrica. O sinal V_{PLL} atinge a mesma amplitude da tensão da rede elétrica após 4 ciclos da rede elétrica.

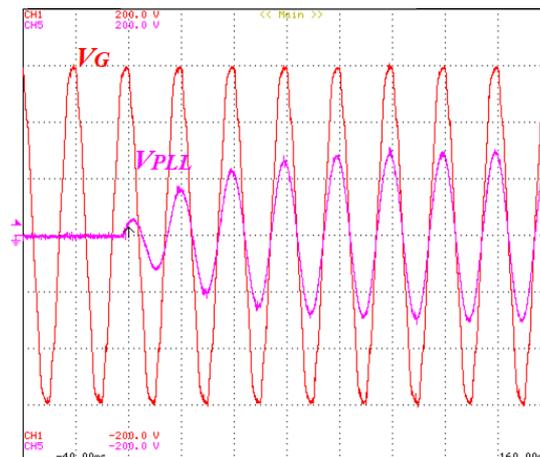


Figura 6.1 Sincronismo da PLL com a tensão rede elétrica (V_{PLL} : 2V/div; V_G : 25Vdiv).

A escala de tempo utilizada na Figura 6.1 não permite observar com a clareza exigida a forma de onda da PLL (V_{PLL}) e da tensão da rede elétrica (V_G). Então, na Figura 6.2 é possível observar numa escala de tempo mais reduzida que após atingir sincronismo o algoritmo da PLL consegue sintetizar uma referência sinusoidal a partir uma tensão distorcida da rede elétrica. Também é possível observar que ambas as ondas se encontram em fase e que a existência de algum pequeno desvio de fase entre a tensão da rede elétrica é de alguns microssegundos o que torna o mesmo irrelevante. Este desvio pode ocorrer por diversos fatores alheios ao algoritmo da PLL, por exemplo, devido aos ganhos do DAC.

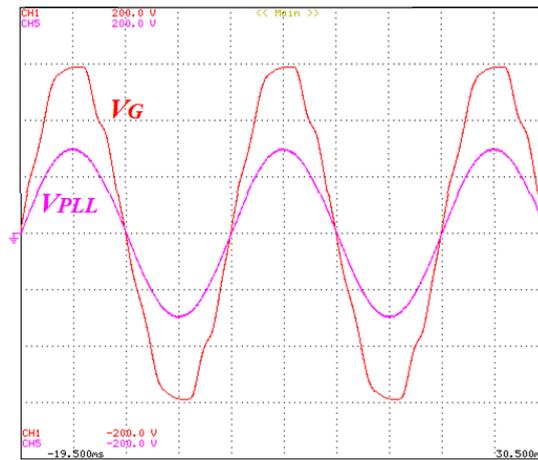


Figura 6.2 Sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica em regime permanente (V_{PLL} : 50V/div; V_G : 25V/div).

6.3 Resultados e Validação do Conversor CA-CC PFC

De modo a validar o conversor CA-CC PFC realizaram-se um conjunto de ensaios que permitiram analisar a performance do conversor e validar o mesmo. Numa primeira fase foi realizado um teste em malha aberta para validar o controlo de corrente preditivo. Para realizar este teste, o barramento CC foi alimentado com uma tensão eficaz de 50 V com recurso a uma fonte CC. Do lado oposto foi colocada uma carga RL, com um R de 13Ω e um L de 1,2 mH. Para se proceder à realização deste teste foi utilizado um vetor preenchido com valores de uma onda sinusoidal para verificar se o controlo de corrente preditivo seguiria esta referência. O valor da corrente de referência foi aumentado de forma gradual até um valor máximo de 4 A de pico, valor representado na Figura 6.3. A frequência de comutação dos semicondutores é de 100 kHz.

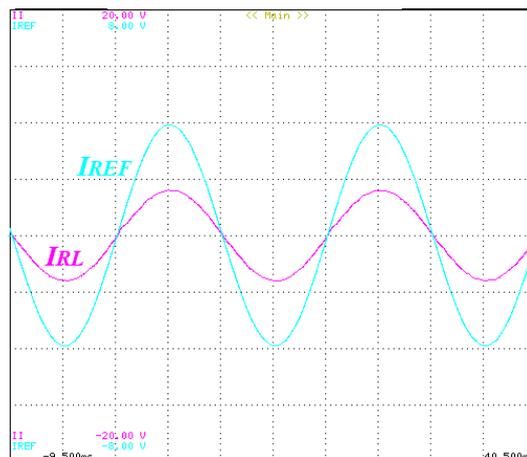


Figura 6.3 Resultado experimental do controlo de corrente em malha aberta (I_{RL} : 5 A/div; I_{REF} : 2 A/div).

Após a validação da corrente em malha aberta, o passo seguinte é a validação do controlo de corrente preditivo em malha fechada. As condições do teste foram iguais ao teste anterior, apenas passa a existir realimentação da corrente. Analisando a Figura 6.4 é possível concluir que, com o

controlo em malha fechada apresenta um pouco mais de distorção, mas em nada compromete o sistema.

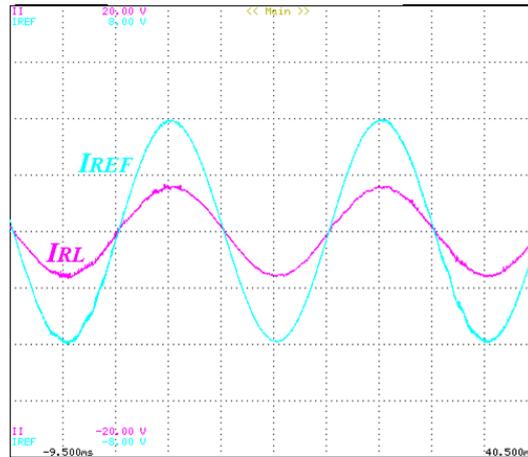


Figura 6.4 Resultado experimental do controlo de corrente em malha fechada (i_L : 5 A/div; i_{REF} : 2 A/div).

6.3.1 Operação como Retificador Ativo

Após a validação do controlo em malha aberta e em malha fechada, o passo seguinte passou pela ligação do conversor CA-CC PFC à rede elétrica a operar de modo unidirecional como representado na Figura 6.5. A interface entre a rede elétrica é feita por um transformador de isolamento com diversas relações de transformação. Numa fase inicial foi utilizado ainda um autotransformador variável (VARIAC) para permitir controlar a tensão de entrada do conversor, que mais tarde foi retirado devido ao aumento da corrente i_L . A carga ligada ao barramento CC é uma resistência de 26 Ω .

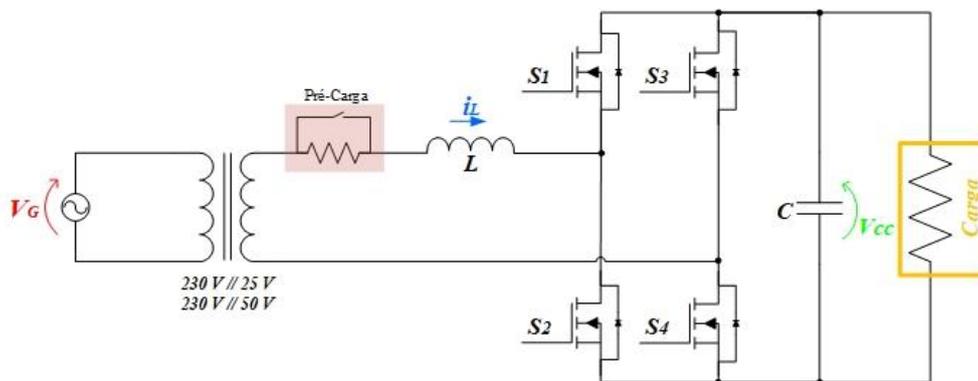


Figura 6.5 Esquema elétrico do ensaio realizado ao conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo.

Tratando-se de um retificador ativo é esperado que o conversor tenha um consumo de corrente sinusoidal. Para tal utilizou-se uma técnica de controlo de corrente. A técnica de controlo de corrente utilizada foi o controlador PI com modulação SPWM em detrimento do controlo de corrente preditivo. Apesar de em simulação os resultados do controlo preditivo serem melhores, na prática a

corrente na bobina apresentava mais ruído e distorção e, conseqüentemente mais distorção harmónica.

Na Figura 6.6 é representada a tensão da rede elétrica (V_g), a corrente na bobina de acoplamento à rede elétrica (i_L) e a tensão no barramento CC (V_{cc}). Estes resultados foram obtidos com uma tensão eficaz da rede de 25 V. Na Figura 6.6 (a) é possível observar a diferença no funcionamento do conversor após o momento em que é aplicado o algoritmo de controlo. Antes da ativação do controlo o conversor tem o comportamento de uma ponte retificador a diodos e a corrente tem um THD_{af} de cerca de 90%. Após o algoritmo de controlo entrar em ação a tensão eficaz no barramento CC sobe para 50 V e a corrente passa ser sinusoidal com um valor eficaz de 4,5 A e com um THD_{af} de cerca de 5%. Na Figura 6.6 (b) é demonstrada a operação em regime permanente, onde a tensão no barramento CC e a corrente já se encontram estabilizados.

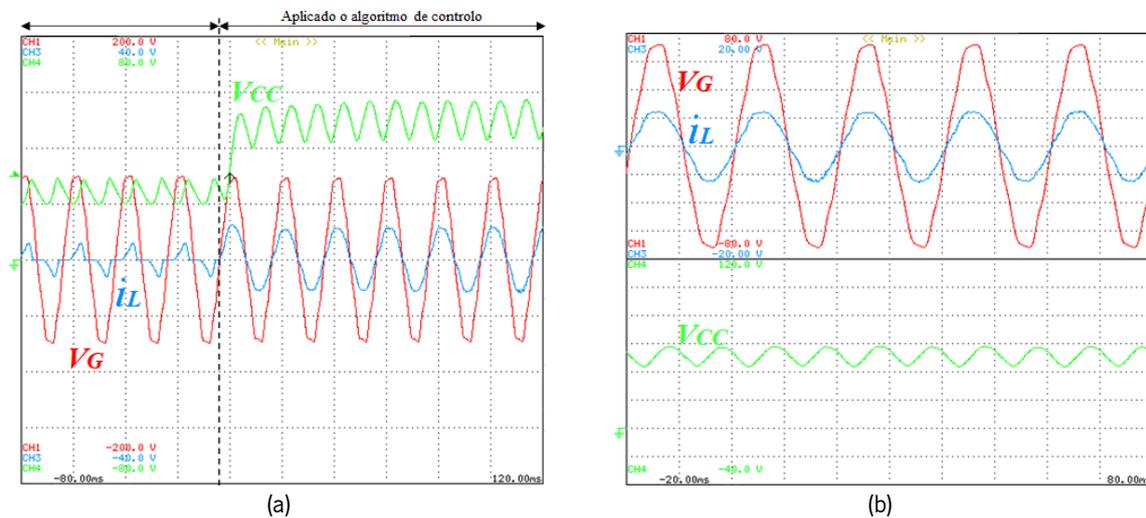


Figura 6.6 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo:
 (a) Transição da entrada em ação do algoritmo de controlo (V_g : 25 V/div; i_L : 10 A/div; V_{cc} : 20 V/div);
 (b) Operação em regime permanente (V_g : 10 V/div; i_L : 5 A/div; V_{cc} : 20 V/div).

Após validada a operação com retificador ativo representada na Figura 6.6, resta salientar que o ripple existente na tensão do barramento CC já seria esperado pela reduzida capacidade do mesmo, principalmente quando sujeito a uma carga resistiva com grande consumo de corrente. Com a escala de tempo e amplitude apresentada na Figura 6.6, a perceção das formas de onda da tensão na rede elétrica (V_g) e da corrente consumida pelo conversor (i_L) não é a ideal para perceber a inexistência de desfasamento entre a tensão e a corrente. Como é possível comprovar pela Figura 4.7 que a tensão da rede elétrica e a corrente consumida pelo conversor estão em fase, com uma frequência de 50 Hz, cruzando-se em zero, tal como é pretendido.

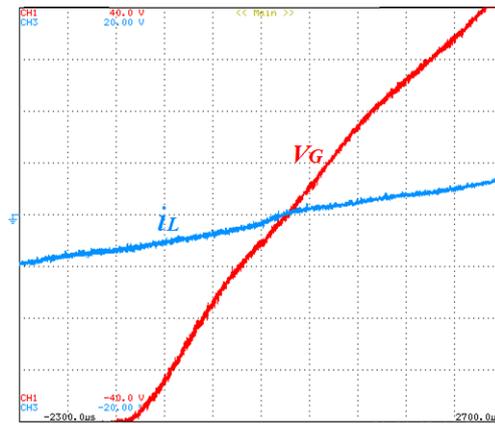


Figura 6.7 Resultado experimental da tensão da rede elétrica e da corrente de entrada do conversor CA-CC na passagem por zero (VG: 5 V/div; IL: 5 A/div).

Com a validação do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo e analisando a estrutura do conversor utilizado, surgiu a ideia de não só utilizar esta estrutura como sistema de carregamento de VEs sem fios, mas reaproveitar a estrutura de carregamento do veículo para compensar problemas de QEE. Isto irá permitir ao sistema operar em mais um modo de operação, neste caso V4G. A energia armazenada nas baterias do VE pode ser utilizada para compensar harmónicos de forma seletiva como proposto em [23] ou para injetar potência reativa capacitiva ou indutiva na rede elétrica.

Na Figura 6.8 é apresentado o resultado experimental do modo de operação V4G a produzir energia reativa capacitiva para correção do fator de potência. Durante a realização deste teste foi utilizado o conversor CA-CC conectado à rede elétrica para a produção de energia reativa. Além da potência reativa, a potência ativa consumida é unicamente para manter a tensão do barramento CC regulado com 50 V de valor eficaz. O desfasamento entre a tensão da rede elétrica e a corrente é de -30° como se pode comprovar na Figura 6.8 (b), em que a escala do eixo do tempo (x) é de 0,5 ms/div e para que haja um desfasamento de -30° , é necessária uma diferença de aproximadamente 1,67 ms entre a corrente e a tensão.

Após os ensaios no modo V4G chegou-se à conclusão de que o ripple existente na tensão do barramento CC não seria o mais apropriado para este tipo de aplicação. Quanto maior for o valor da tensão pico a pico no barramento CC menos dinâmico será o sistema a responder. Além de prejudicar a resposta do sistema, também a corrente consumida pelo conversor irá aumentar para conseguir manter o barramento CC estabilizado com o aumento da energia a injetar na rede elétrica ou com a necessidade de compensar um harmónico de corrente específico.

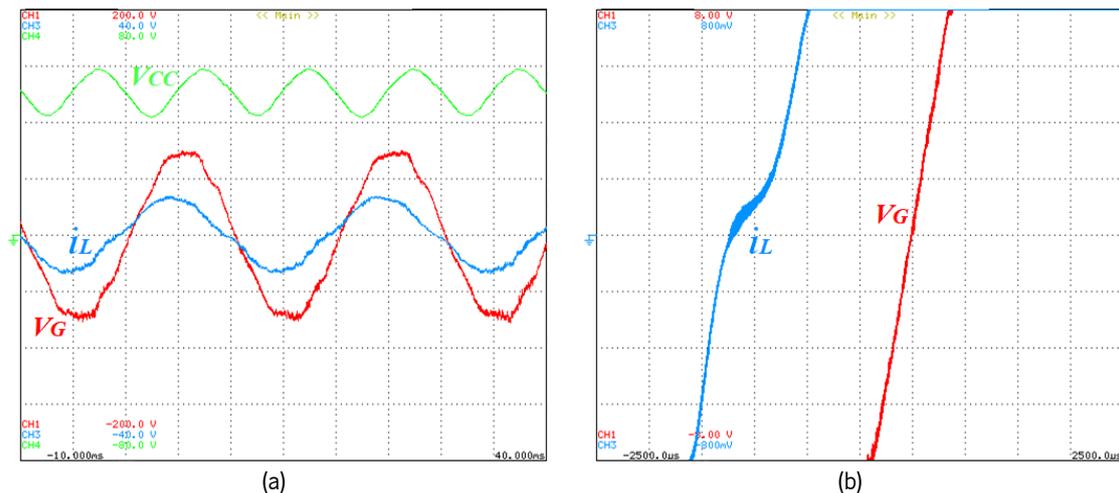


Figura 6.8 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a produzir energia reativa capacitiva:

(a) Operação em regime permanente (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{cc} : 20 V/div);

(b) Transição em zero (V_G : 2 V/div; I_L : 200 mA/div).

Procedeu-se então ao aumento da capacidade do barramento CC para 1540 μF , com recurso a dois condensadores de 470 μF (450 V) ligados em paralelo com o barramento CC pré-existente. Analisando a Figura 6.9 é possível comprovar que nas mesmas condições de ensaio da Figura 6.6, o ripple do barramento CC decresce bastante, para cerca de 4 V.

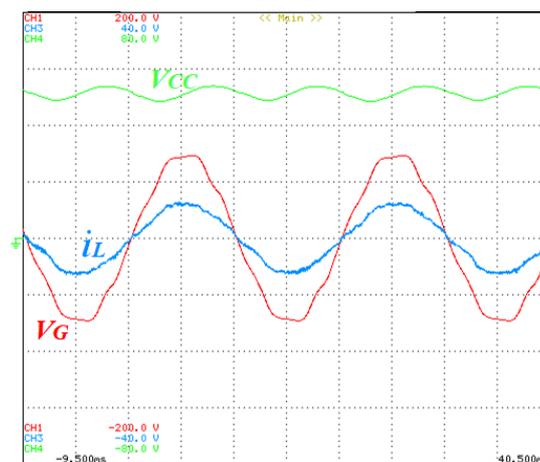


Figura 6.9 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo com barramento CC de 1540 μF (V_G : 25 V/div; I_L : 10 A/div; V_{cc} : 20 V/div).

Após a validação do conversor com uma tensão eficaz de entrada de 25 V, o passo seguinte foi o aumento desta tensão para 50 V. Na Figura 6.10 é demonstrado o resultado experimental deste aumento na tensão de entrada. A corrente na bobina de acoplamento à rede elétrica subiu para os 6,5 A e a tensão no barramento CC foi regulada para 100 V. Com este aumento dos valores de operação do sistema, chegou-se à conclusão de que a oscilação no valor de pico a pico no barramento CC afeta o cálculo da corrente de referência, pois a referência de corrente gerada é com recurso à saída controlador PI utilizado para regular o barramento CC. Apesar da corrente se manter em fase com a tensão da rede elétrica e ser sinusoidal, apresenta um pouco mais de THD_{ref} cerca de

5,6% face aos 5% obtidos com os 25 V de entrada. Este ensaio foi realizado com uma carga resistiva de 26Ω igual à utilizado nos ensaios anteriores.

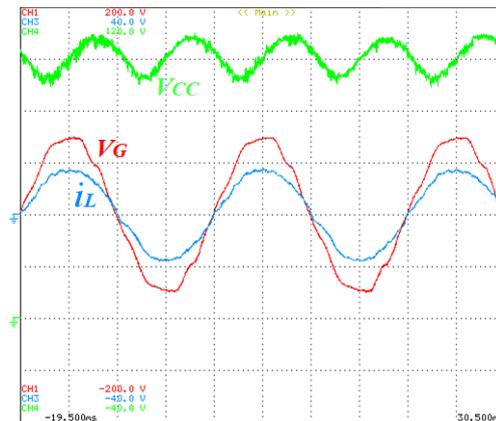


Figura 6.10 Resultado experimental do conversor CA-CC PFC a operar como retificador ativo com tensão de entrada de 50 V RMS (V_g : 25 V/div; i_L : 10 A/div; V_{cc} : 20 V/div).

6.3.2 Operação como Inversor

Durante os modos de operação V2G e V4G o conversor CA-CC PFC irá operar como um inversor. Para tal, foi conectado ao barramento CC uma fonte de tensão CC para simular a energia proveniente das baterias do VE e à entrada do conversor foi colocada uma carga resistiva de 26Ω para simular o efeito de injeção de energia na rede elétrica (Figura 6.11).

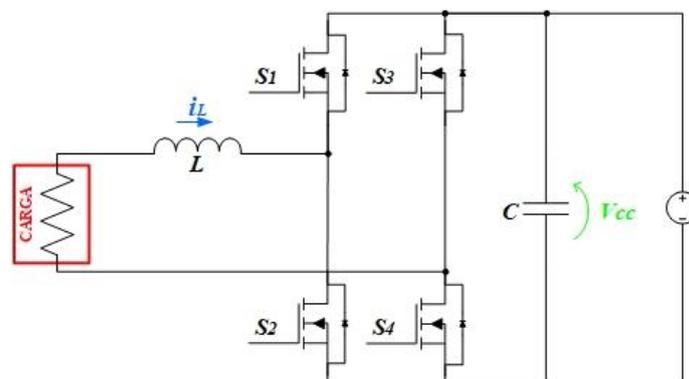


Figura 6.11 Esquema elétrico do ensaio realizado ao conversor CA-CC PFC a operar como inversor.

Durante a realização deste ensaio os semicondutores comutam a uma frequência de 100 kHz e terão de sintetizar uma tensão e uma corrente com 50 Hz de frequência. Para se proceder à realização deste teste, a tensão no barramento CC foi aumentada de forma gradual até um valor máximo de 65 V. Na Figura 6.12 encontra-se representada a tensão aos terminais da resistência (V_R), a corrente na bobina (i_L) e a tensão no barramento CC (V_{cc}). Durante a realização destes ensaios foi definida uma corrente com um valor de pico a ser aumentado de forma gradual até um valor máximo de 4 A, tal como acontece com o barramento CC. Por fim, resta realçar que a corrente se

encontra em oposição de fase com a tensão como é pretendido e ambas as formas de onda são sinusoidais.

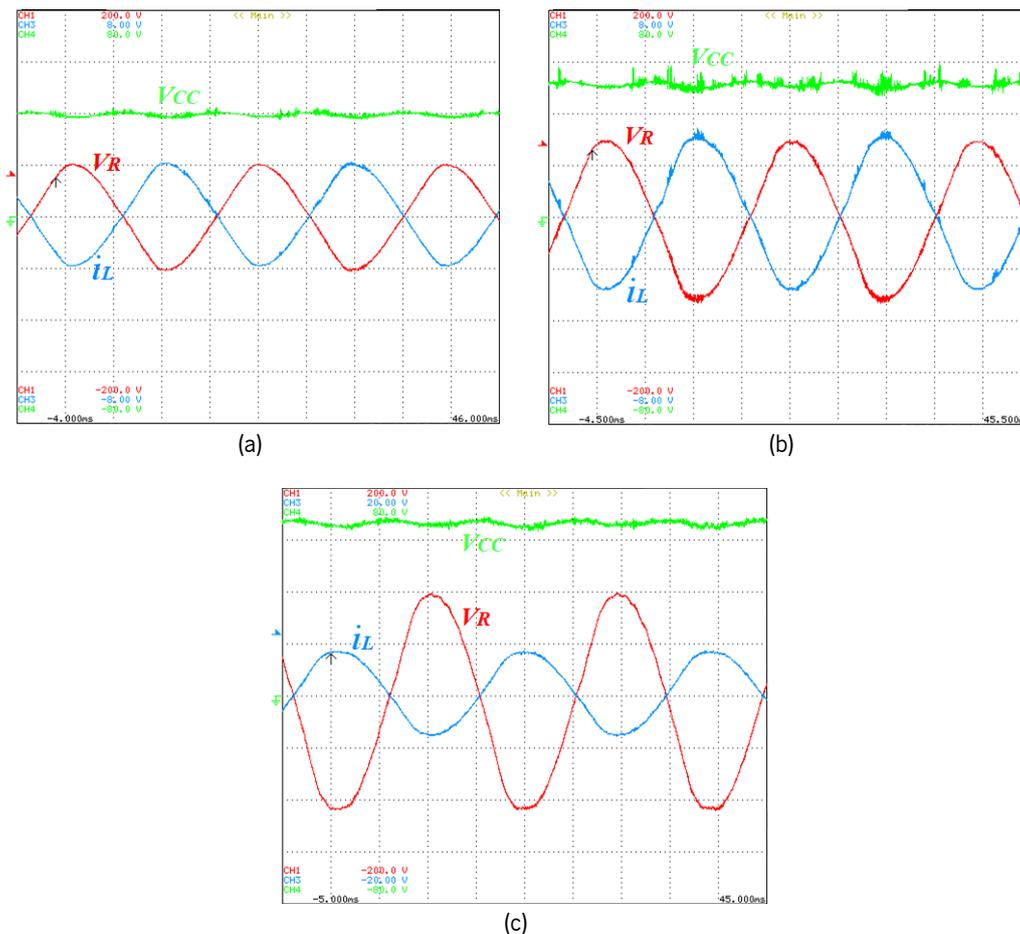


Figura 6.12 Resultado Experimental do Conversor CA-CC a operar como inversor:

- (a) Tensão de entrada 40 V e corrente com valor de pico 2 A (V_R : 25 V/div; i_L : 2 A/div; V_{CC} : 20 V/div);
- (b) Tensão de entrada 50 V e corrente com valor de pico 3 A (V_R : 25 V/div; i_L : 2 A/div; V_{CC} : 20 V/div);
- (c) Tensão de entrada 65 V e corrente com valor de pico 4 A (V_R : 25 V/div; i_L : 5 A/div; V_{CC} : 20 V/div).

6.4 Operação do Inversor *Full-Bridge*

Como já referido ao longo desta dissertação a implementação do inversor *full-bridge* é o último elemento entre o barramento CC e o circuito de acoplamento e respetivas bobinas de transferência de energia. Tendo em contas as limitações de não existirem as bobinas de fio litz para estabelecer a transferência de energia nem o respetivo circuito de acoplamento, optou-se pela colocação de uma carga RL à saída do inversor para validar as diferentes técnicas de controlo possíveis de ser utilizadas.

Na Figura 6.13 encontra-se representado o esquema elétrico do ensaio do inversor *full-bridge*. Para se proceder a este ensaio foram utilizadas duas cargas resistivas de 26 Ω existentes no GEPE ligadas em paralelo perfazendo uma resistência total de 13 Ω . Como o sistema opera com uma frequência de comutação de 100 kHz a tensão e a corrente que o inversor sintetiza tem também

uma frequência de 100 kHz. A frequência da tensão e da corrente provoca uma alteração nas características das cargas resistivas, isto é, o valor de resistência obtida é para uma frequência de 50 Hz. O aumento da frequência também implica um aumento do valor da indutância, porque a 50 Hz esse valor é residual, já com uma frequência de 100 kHz esse valor torna-se notório como se pode comprovar na Figura 6.14.

Para comprovar o efeito da frequência nas cargas resistivas utilizadas, foram realizados dois ensaios com uma tensão de entrada de 30 V com um desfasamento de 90° nos sinais de PWM aplicados aos braços do inversor. A única alteração nas condições de ensaio da Figura 6.14 (a) para a Figura 6.14 (b) é que a frequência de comutação é de 10 kHz e de 100 kHz, respetivamente. Esta diferença de frequência é notória na forma de onda da corrente i_{RL} , em que no caso da frequência de 10 kHz a corrente se encontra em fase com a tensão, mas em vez de ter uma forma de onda igual à tensão apresenta uma subida em valor absoluto de forma mais curvilínea. Para uma frequência de comutação de 100 kHz, a corrente encontra-se atrasada em relação à tensão, característica de uma carga indutiva, mas não apresenta valor médio nulo como é pretendido. Além da diferença na forma de onda da corrente na carga, a corrente consumida pela carga também é bastante menor com o aumento da frequência, como é facilmente observável na Figura 6.14. Esta diferença é devida ao valor da resistência da carga resistiva diminuir com o aumento da frequência.

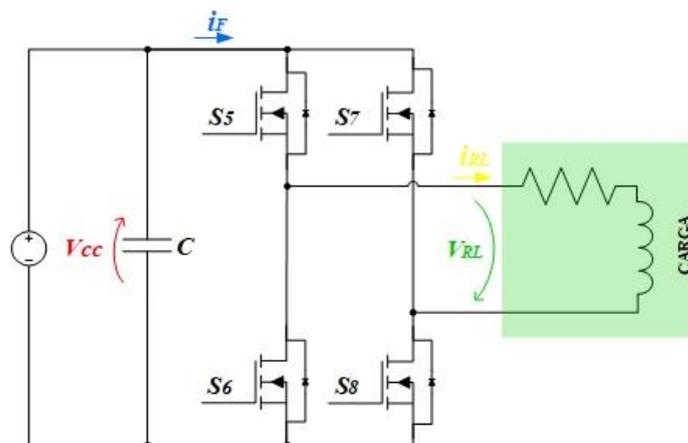


Figura 6.13 Esquema elétrico dos ensaios realizados ao inversor *full-bridge*.

Tal como nas simulações, o controlo deste conversor foi idealizado como se tratasse de um conversor DAB, mas como neste caso não existe barramento CC secundário nem o transformador de alta frequência torna-se impossível realizar a transferência de energia. Com estas limitações optou-se por implementar um desfasamento entre os braços do inversor, criando assim dois cenários distintos de tensão à saída do inversor. No primeiro cenário não existe um desfasamento entre os sinais de PWM aplicados aos braços do semiconductor e o conversor apenas consegue

sintetizar dois níveis de tensão $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. Este cenário pretende simular o princípio de operação da técnica de modulação SPS em que apenas existe desfasamento entre o conversor do lado primário e o lado secundário. O segundo cenário passou pela implementação de um desfasamento entre os sinais de PWM dos braços do inversor *full-bridge*. Este desfasamento também ocorre quando se aplica a técnica de modulação DPS a um conversor com esta topologia e varia entre 0° e 180° . A existência do desfasamento permite criar mais um grau de liberdade na operação do conversor, ou seja, permite a criação de um terceiro nível de tensão na saída do inversor, passando a sintetizar $+V_{cc}$, 0 e $-V_{cc}$.

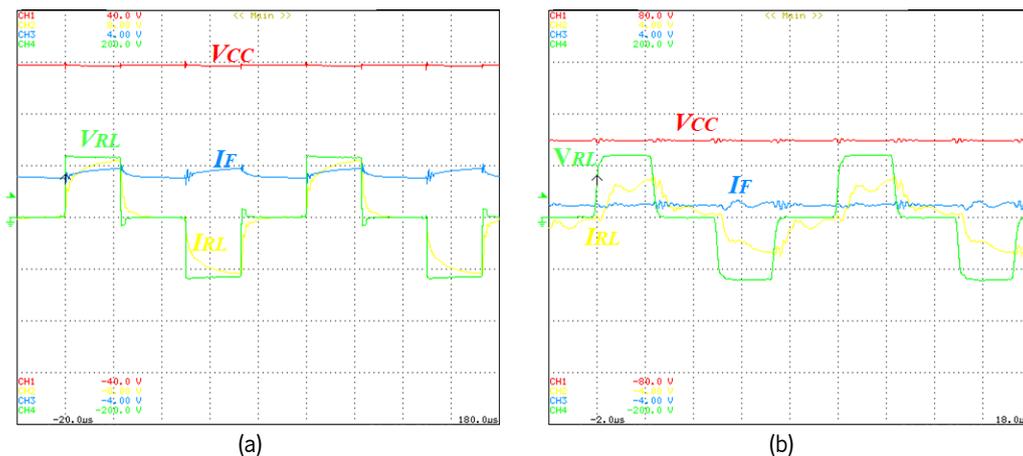


Figura 6.14 Resultado experimental do ensaio do inversor *full-bridge* com alteração da frequência:

- (a) 10 kHz (V_{RL} : 25 V/div; I_{RL} : 2 A/div; V_{CC} : 10 V/div; I_F : 1 A/div);
- (b) 100 kHz (V_{RL} : 25 V/div; I_{RL} : 1 A/div; V_{CC} : 20 V/div; I_F : 1 A/div).

Os próximos resultados experimentais foram obtidos com uma tensão de entrada de 100 V e foram utilizados três valores de desfasamentos distintos. Primeiramente foi utilizado um desfasamento de 60° entre os braços do inversor (Figura 6.15 (a)). De seguida aumentou-se o valor do desfasamento para 90° (Figura 6.15 (b)) e, por fim, o último valor utilizado foi de 120° (Figura 6.15 (c)). Analisando os três resultados, é possível concluir que quanto menor é o tempo em que o conversor passa em 0 V maior é a potência transferida para a carga. Além do aumento da potência transferida, também a corrente fornecida pela fonte aumenta com a diminuição do tempo a 0 V. Como se pode observar nos resultados da Figura 6.15, a corrente mantém valor médio nulo e não apresenta picos durante as transições de estado.

Por fim, o último ensaio realizado encontra-se representado na Figura 6.16 não apresenta qualquer desfasamento entre os PWM dos sinais dos braços do inversor. Este ensaio visou demonstrar o princípio de operação da técnica SPS, em que apenas existe desfasamento entre os conversores e o conversor apenas sintetiza os dois níveis de tensão. Neste resultado tal como nos anteriores, a corrente na carga não apresenta valor médio, mas demonstra um ligeiro atraso face à

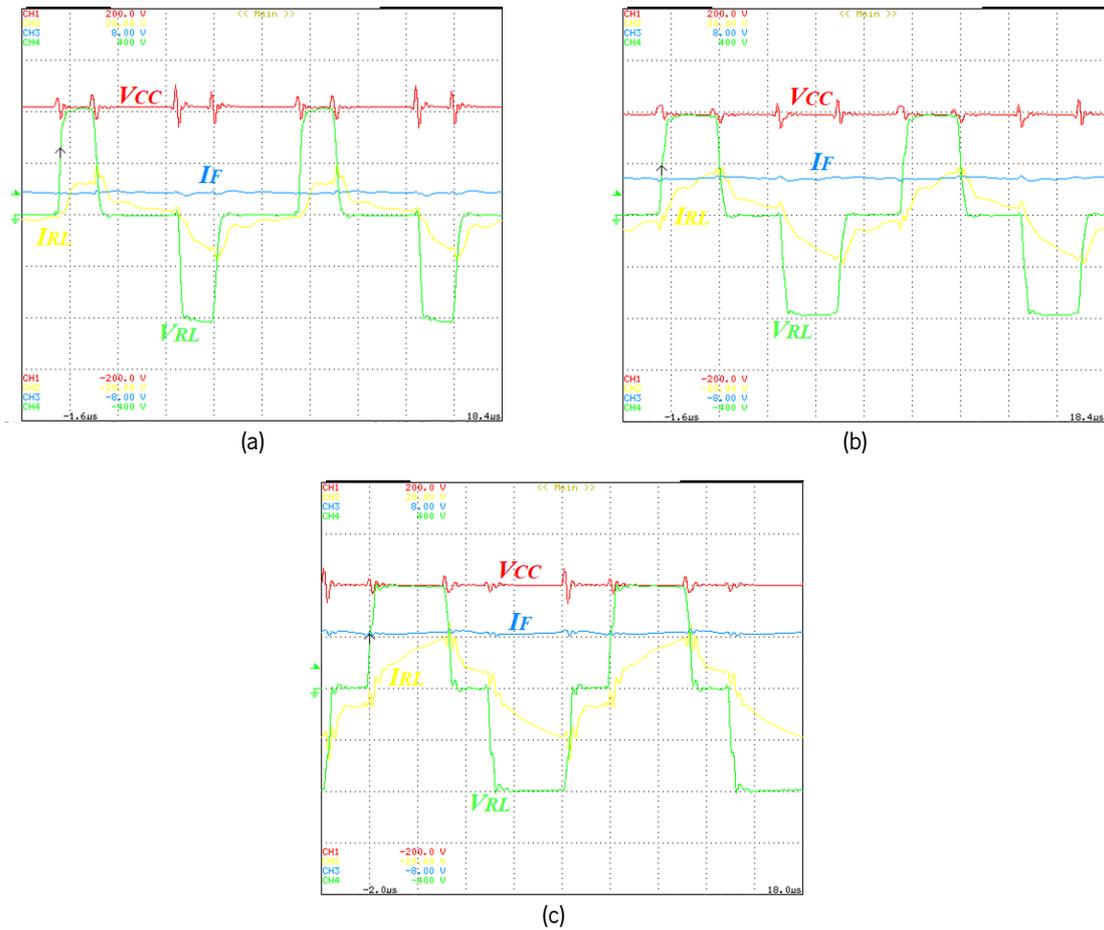


Figura 6.15 Resultado experimental do inversor *full-bridge* com desfasamento entre braços:

- (a) 60° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{DC} : 50 V/div; I_f : 2 A/div);
- (b) 90° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{DC} : 50 V/div; I_f : 2 A/div);
- (c) 120° (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{DC} : 50 V/div; I_f : 2 A/div).

tensão na carga. Neste ensaio, a corrente pedida à fonte foi maior e consequentemente maior foi a energia transferida para a carga.

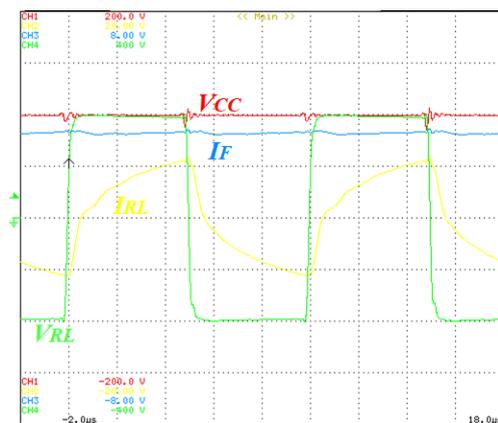


Figura 6.16 Resultado experimental do inversor *full-bridge* a operar sem desfasamento entre braços (V_{RL} : 50 V/div; I_{RL} : 5 A/div; V_{DC} : 50 V/div; I_f : 2 A/div).

6.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do protótipo desenvolvido composto pelo conversor CA-CC PFC e pelo inversor *full-bridge*. O capítulo foi estruturado de forma que os resultados fossem exibidos desde a sincronização com a rede elétrica, seguido da operação do conversor CA-CC PFC de forma bidirecional e por fim, do inversor *full-bridge* com diferentes valores de desfasamento para simular o controlo DPS e SPS.

Na sincronização com a rede elétrica foi demonstrado que sinal gerado pelo algoritmo da PLL está sincronizado com a tensão da rede elétrica e com amplitude pretendida, validando assim o algoritmo da PLL utilizado. Após a validação do algoritmo da PLL foi analisada a operação do conversor CA-CC PFC. Inicialmente foi utilizada a técnica de controlo de corrente preditivo em malha aberta e em malha fechada. Como os resultados foram satisfatórios, procedeu-se à operação como retificador ativo com recurso a um controlador PI para regular o barramento CC. Durante a realização destes ensaios, surgiu demasiado ruído na corrente quando se procedeu à ligação do conversor à rede elétrica. Por isso, optou-se pela implementação do controlo de corrente PI com modulação SPWM, resultando numa melhoria da performance do conversor. Estando solucionado este problema são apresentados os resultados experimentais da operação do conversor como retificador ativo com diferentes valores de tensão da rede elétrica, 25 V e 50 V RMS. Além da operação como retificador ativo, foi validada a capacidade de o conversor produzir energia reativa, para corrigir problemas de QEE. O último conjunto de ensaios realizados ao conversor CA-CC PFC, permitiu validar a bidirecionalidade do conversor e a capacidade de sintetizar uma tensão e corrente sinusoidal com frequência de 50 Hz para injetar na rede elétrica.

Após a validação do conversor CA-CC PFC, o inversor *full-bridge* foi analisado. Tendo em conta as limitações no ensaio deste conversor, a estratégia para validar a operacionalidade deste conversor passou pela capacidade de o conversor sintetizar três níveis de tensão com recurso ao desfasamento dos sinais de PWM aplicados ao inversor. Após os resultados serem bastante satisfatórios com diferentes valores de desfasamento entre os braços do inversor, foi analisada a performance do inversor sem existir desfasamento entre os braços e, assim, apenas sintetizar dois níveis de tensão $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$. Analisando os diferentes resultados do inversor é possível concluir que, conforme o tipo de relação de transformação que exista entre a bobina do primário e do secundário, poderá ser utilizado o controlo DPS ou SPS. Sendo que o DPS é mais indicado caso a relação de transformação entre as bobinas do primário e secundário seja diferente, o SPS é mais indicado para quando não existe grande diferença de tensão entre as duas pontes.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação foi desenvolvida a eletrônica de potência para um sistema de carregamento sem fios para mobilidade elétrica, nomeadamente, a interface entre a rede elétrica e a bobina do lado primário.

Como em qualquer sistema de carregamento com ou sem fios, os conversores de eletrônica de potência são imprescindíveis. O protótipo desenvolvido é constituído por um conversor CA-CC e por um conversor CC-CA que operam em alta frequência. No desenvolvimento do protótipo, questões como as dimensões dos componentes e da própria PCB e a frequência de comutação dos conversores foram previamente acauteladas para manter o sistema compacto e robusto. Tendo em conta a evolução dos sistemas de carregamento de VEs e da eletrônica de potência na última década, a proposta apresentada permite a operação bidirecional de ambos os conversores para permitir a transferência de energia entre o VE e a rede elétrica. A partir do momento em que existe a possibilidade de transferir energia de forma bidirecional, novos modos de operação passam a ser possíveis além do G2V, como por exemplo, o V2G ou o V4G. A principal diferença entre o modo V2G e V4G é que no primeiro a energia proveniente das baterias é injetada na rede elétrica, já no segundo a energia é injetada na rede elétrica, mas ao mesmo tempo o conversor de acoplamento pode ser controlado para compensar problemas de QEE.

No capítulo 1 foi apresentada a evolução histórica da mobilidade elétrica desde o seu aparecimento em finais do século XIX, o seu auge no início do século XX, os motivos da sua extinção no mercado a partir de 1920 e, por fim, o seu reaparecimento no final do século XX que se mantém até aos dias de hoje pela questão ambiental. Após a análise história da evolução da mobilidade elétrica são apresentados os tipos de VEs e os seus modos de operação. De seguida foi realizada uma revisão da literatura no que diz respeito ao sistema de carregamento sem fios e aos diferentes métodos utilizados para realizar a transferência de energia. Foram também explicadas as vantagens e desvantagens das diversas tecnologias de transferência de energia sem fios e quais são passíveis de implementar no carregamento de VEs.

No capítulo 2 foi efetuada uma revisão bibliográfica sobre a eletrónica de potência a utilizar num sistema de carregamento por WPT, nomeadamente, os conversores CA-CC e CC-CC monofásicos e circuitos de acoplamento. Após apresentado o conversor CA-CC mais comum, a ponte retificadora a díodos, foram apresentadas outras topologias de conversores CA-CC, nomeadamente o conversor PFC comum, o conversor *interleaved* de topologia *boost*, o conversor *full-bridge* e, por fim, os conversores multiníveis com maior destaque o conversor PFC de cinco níveis. De seguida, foram abordados os conversores CC-CC não isolados, com maior destaque para topologia *buck-boost*. Ainda dentro dos conversores CC-CC, foram apresentados os conversores CC-CC isolados, sendo a topologia DAB a mais aprofundada. Por fim, são apresentados os circuitos de acoplamento mais presentes nos sistemas de carregamento por WPT e as diferenças que cada uma das topologias confere ao circuito.

Com base na revisão neste capítulo foi possível concluir que o conversor CA-CC PFC bidirecional *full-bridge* é a melhor opção a utilizar no acoplamento à rede elétrica. Este conversor possui todas as características que eram procuradas, como a correção do FP e consumo de uma corrente com baixo THD. Além disso, este conversor também permite operar como inversor de alta frequência na interface entre o barramento CC e a bobina do lado primário. Por fim, resta concluir no que diz respeito aos conversores CC-CC que a topologia *buck-boost* é a mais indicada para este sistema para controlar o carregamento e descarregamento das baterias.

No capítulo 3, foi apresentada uma revisão bibliográfica das estratégias de controlo para conversores de eletrónica de potência. No início do capítulo são apresentadas as teorias de potência FBD e $p-q$ que, à primeira vista, podem parecer irrelevantes num sistema de carregamento de VEs. No entanto, quando se pretende operar no modo V4G passam a ser necessárias. De seguida, foram analisadas as técnicas de controlo de corrente com frequência variável, nomeadamente, o controlo por histerese e por *periodic sampling*. A técnica de controlo de corrente PI com modulação SPWM e a técnica de controlo de corrente preditivo apresentam frequência de comutação fixa e melhores resultados face às técnicas com frequência de comutação variável. Também neste capítulo foram revistas as técnicas de modulação PWM bipolar e unipolar para conversores CA-CC. Foram apresentadas as principais diferenças entre as duas técnicas e a justificação da utilização da modulação unipolar face à modulação bipolar. Por fim, neste capítulo são apresentadas as técnicas de modulação para conversores CC-CC. Primeiramente, é apresentada a modulação PWM, mais utilizada nos conversores CC-CC não isolados e, de seguida, a modulação phase shift com um estudo das principais técnicas que englobam a modulação *phase shift*.

Com a revisão literária realizada neste capítulo, foi possível concluir que o controlo de corrente a utilizar neste sistema teria de ter frequência de comutação fixa. Como tal, a escolha recaiu entre o controlo PI e preditivo, apesar de ambos apresentarem excelentes resultados, o controlo preditivo é mais dinâmico e numa aplicação industrial seria o melhor sistema a implementar. No que diz respeito às técnicas de modulação, pode-se constatar que a modulação unipolar para conversores CA-CC é a mais indicada para o conversor CA-CC *full-bridge*, porque permite sintetizar mais um nível de tensão à saída, o que resulta num sinal de saída com mais qualidade e com o dobro da frequência de comutação face à modulação bipolar. Em relação à modulação para conversores CC-CC pode-se concluir que a modulação PWM é a mais indicada para os conversores CC-CC não isolados, já a modulação *phase shift* é a que apresenta melhores resultados em conversores CC-CC isolados. A escolha da técnica de modulação *phase shift* varia conforme o número de semicondutores do conversor e com a diferença de tensão que irá existir entre as pontes.

Após o estudo e análise do problema, segue-se a implementação de uma solução para o qual a simulação é fundamental. O capítulo 4 é dedicado à simulação computacional em PSIM do sistema desenvolvido. A simulação permite validar topologias de conversores e técnicas de controlo sem qualquer risco, o que não se sucederia numa implementação prática. Ao longo do capítulo são descritas as topologias de conversores CA-CC e CC-CC utilizados, bem como as respetivas técnicas de controlo e modulação utilizadas e o modelo de simulação das baterias. De seguida, são apresentados e analisados os resultados das simulações do conversor CA-CC, do conversor DAB e do conversor CC-CC *buck-boost*. Em simultâneo são apresentados os resultados das técnicas de controlo e modulação. Mais especificamente, o controlo de corrente preditivo, a regulação do barramento CC e a modulação SPWM unipolar empregues no conversor CA-CC. Relativamente ao controlo do conversor DAB e do conversor CC-CC foi validada a modulação *phase shift* e PWM respetivamente.

Com base nos resultados deste capítulo foi possível constatar que a topologias de conversores escolhidas, bem como a técnicas de controlo utilizadas foram as mais adequadas. Relativamente ao conversor CA-CC, os resultados da sincronização com a rede elétrica cumprem com os requisitos na resposta a variações na amplitude e na frequência da tensão da rede elétrica. Através dos resultados da regulação do barramento CC, verificou-se que o controlador PI está a operar corretamente, tal como a forma de onda da corrente consumida pelo conversor que valida o controlo de corrente preditivo. Na transferência de energia de forma bidirecional, os resultados das simulações permitem concluir que o sistema desenvolvido transfere energia entre as baterias e a rede elétrica. Nos momentos mais críticos da transferência de energia entre as pontes, como no instante em que se

ativa a modulação CSPS ou durante o período em que barramento CC se encontra abaixo do valor de referência, o sistema continua a operar de forma correta, sem existirem picos de corrente que poderiam danificar os semicondutores. Por fim, resta concluir que o algoritmo de carregamento e descarregamento das baterias opera corretamente respeitando as características das mesma, de forma a prolongar o seu SoH.

Com os resultados de simulação do capítulo 4, foi possível validar o sistema e assim proceder à sua implementação. No capítulo 5 é descrito o processo de implementação e desenvolvimento até chegar ao protótipo final. Inicialmente, foi realizada uma análise aos diversos elementos que constituem o sistema de controlo, nomeadamente, o algoritmo de controlo desenvolvido e a plataforma digital de controlo no qual o algoritmo foi empregue, os sensores de tensão e corrente, o condicionamento de sinal e a placa de DAC já previamente desenvolvida no laboratório do GEPE. Além disso, é apresentado o circuito de *driver* desenvolvido e a justificação da escolha do *ADuM 4121* em detrimento de outras possibilidades. Relativamente ao andar de potência, foram explicados os critérios que justificam a utilização de determinados elementos que se enquadram nas características do protótipo. Além das características de tensão e corrente que os componentes suportam, também a sua dimensão e os valores de frequência para o qual se mantêm as características nominais foram analisados antes da sua escolha.

A última etapa do desenvolvimento desta dissertação foi a realização dos testes práticos apresentados no capítulo 6. Antes de obter os resultados aqui apresentados, inicialmente foi realizada uma fase bastante extensa de ensaios para validar o conversor CC-CC apresentado no capítulo 5. Através dos ensaios feitos com essa PCB foi possível validar o circuito de *driver*, os semicondutores, o circuito de proteção de *gate* e o algoritmo de controlo, mais propriamente a modulação PWM. Após essa validação, desenvolveu-se o protótipo final descrito e do qual foram retirados os resultados experimentais apresentados no capítulo 6. Tal como na primeira placa desenvolvida, o protótipo final foi sujeito a uma fase de testes preliminares com tensões e correntes mais baixas para validar os diferentes elementos que a constituem. Face à complexidade de na mesma PCB se encontrar o condicionamento de sinal, o microcontrolador, o circuito de *driver* e o andar de potência, os ensaios experimentais tiveram de ser feitos primeiramente de forma individual. Isto é, procedeu-se à validação da placa por módulos e só após esta validação se procedeu aos testes com toda a placa a funcionar interligada. Com esta política de testes, o risco de danificar componentes ou a própria PCB foi reduzido. Apesar de ser mais demorado, a longo prazo é compensador, uma vez que se evita testar o sistema totalmente ligado e surgir um determinado problema sem conseguir perceber a sua origem. Por exemplo, se um semicondutor não é ativado o

problema pode estar na *gate* do semicondutor, no circuito de *driver* ou no próprio sinal à saída do DSP, o que poderia provocar danos muito consideráveis e acarretar custos muito elevados.

Relativamente aos resultados experimentais apresentados no capítulo 6, foi possível validar o sincronismo com a rede elétrica e ainda apresentar os resultados do conversor CA-CC a operar como retificador ativo. Estes resultados permitiram concluir que o conversor foi capaz de consumir da rede elétrica uma corrente sinusoidal com baixo THD_r, principalmente quando comparado com o valor anterior à aplicação do algoritmo de controlo. Foi também eficiente de regular o barramento CC no nível de tensão definido e capaz de produzir energia reativa capacitiva que poderia ser empregue na rede elétrica para compensar problemas de QEE. Por fim, em relação ao conversor CA-CC foram apresentados os resultados do seu funcionamento como inversor, comprovando a capacidade de sintetizar uma corrente sinusoidal em oposição de fase com a tensão da rede elétrica a partir da tensão do barramento CC.

Relativamente aos ensaios realizados ao inversor *full-bridge* e tendo em conta as condicionantes já referidas aquando da apresentação dos resultados, é possível concluir com base nos resultados obtidos que o inversor cumpre os objetivos pretendidos e foi capaz de sintetizar três níveis de tensão de saída com três valores de defasamentos diferentes. Resultado semelhante seria obtido caso se aplicasse a modulação DPS num sistema completo. O inversor *full-bridge* foi capaz de operar de forma idêntica ao funcionamento de um DAB com modulação CSPS. O sinal de saída apresenta dois níveis de tensão e não existe defasamento entre os braços do conversor, tal como na modulação CSPS.

Analisando todo o trabalho desenvolvido, como balanço final pode-se afirmar que esta dissertação acarretou uma extensa revisão bibliográfica, principalmente na área da transferência de energia sem fios, um vasto trabalho a nível de modelos de simulação e por fim, o desenvolvimento de software e hardware de eletrónica de potência. Ao longo do desenvolvimento deste estudo, a capacidade de pesquisa, principalmente em artigos técnicos e científicos foi bastante cimentada, os conhecimentos adquiridos na programação e funcionamento de DSPs e as competências na projeção e design de PCBs foram uma mais-valia. Além disso, a oportunidade de desenvolver uma PCB com esta complexidade desde raiz, permitiu adquirir muita experiência na pesquisa e seleção de componentes, na montagem e soldadura de componentes eletrónicos, na capacidade de realizar ensaios de forma seletiva para validar todos os elementos da PCB, no funcionamento de instrumentos de medida e de análise de qualidade de energia, entre muitas outras áreas.

Assim, foram cumpridos os objetivos desta dissertação, desde a revisão bibliográfica, passando pela validação em simulação do sistema, seguido do desenvolvimento e implementação do sistema e por fim a validação experimental. O protótipo desenvolvido foi dimensionado para um sistema de carregamento de 3,6 kW. Apesar de nos ensaios laboratoriais este valor não ter sido atingido, foi possível validar o sistema ligado à rede elétrica com uma tensão eficaz de entrada de 50 V – 50 Hz e uma corrente de entrada de 6,5 A RMS. A tensão à saída do sistema varia entre +VCC e -VCC, sendo que o barramento CC foi regulado para tensão de 100 V. A corrente de saída do sistema oscila entre os +5 e -5 A. Em relação aos modos de operação do sistema desenvolvido foi totalmente validado o modo de operação G2V, já o modo V2G foi validado com recurso a uma carga a simular a injeção na rede elétrica, ficando assim por realizar essa etapa. O modo de operação V4G não fazia parte dos objetivos iniciais do trabalho, mas com as características do protótipo fazia sentido acrescentar este modo. Apesar deste modo não ter sido validado com ligação à rede elétrica, foi validada a capacidade de o sistema produzir energia reativa.

Resta apenas realçar que devido à limitação de tempo, seria muito difícil desenvolver ainda a PCB do lado secundário. A escolha por desenvolver todo o hardware de raiz, utilizar SiC MOSFETs de quatro patas, *drivers* e sensores (corrente e tensão) até agora nunca utilizados numa dissertação e até pouco utilizados em outros projetos do laboratório do GEPE, implicam uma fase de testes preliminares mais extensa. A experiência do tipo de problemas que podem surgir nestes componentes é muito menor, o que resulta em mais tempo na resolução de problemas que surgem durante a implementação e funcionamento. Além de desenvolver todo o hardware de raiz, a opção por criar uma PCB unificada em detrimento de uma abordagem mais tradicional, implica mais tempo na fase de design da PCB, mas evita a existência de diversas PCBs. Isto resulta numa redução das dimensões do protótipo, minimiza erros de interferências, aproxima o protótipo de uma aplicação industrial e também resulta numa redução no tempo de propagação dos sinais. Com a PCB do lado primário já desenvolvida e validada, o desenvolvimento da PCB do lado secundário passaria por replicar o inversor *full-bridge* e aprimorar a PCB com o conversor CC-CC *buck-boost* desenvolvida na fase inicial da implementação.

7.2 Trabalho Futuro

O presente trabalho de dissertação permitiu a validação do sistema de interface entre a rede elétrica e o circuito de acoplamento e respetiva bobina do lado primário de um sistema de carregamento por WPT para mobilidade elétrica. Contudo, existem diversos aspetos que devem ser melhorados de forma a melhorar o desempenho e a fiabilidade do sistema. De seguida, são

apresentadas as principais sugestões de trabalho futuro que propõem a melhor o funcionamento do sistema:

- Redesenhar a PCB desenvolvida, que apesar do seu correto funcionamento e não apresentar nenhuma falha comprometedora, pode ser melhorada principalmente em questões de ruído provenientes do sistema de potência. Num sistema com esta densidade de potência e a operar com uma frequência de comutação de 100 kHz, os ruídos parasitas são a principal fonte de problemas. As alterações aqui propostas são:
 - (1) Aproximar ainda mais o circuito de proteção de *gate* do semiconductor. Apesar deste não ter apresentado falhas nos testes realizados, o aumento da potência do sistema para os seus valores nominais irá obrigar a um tempo de atuação muitíssimo curto;
 - (2) Utilizar um circuito de *bootstrap* para reduzir o número de componentes e assim diminuir a dimensão da PCB e dos custos.
 - (3) Desenvolver uma PCB com quatro camadas: uma camada de potência, uma para os sistema de sensorização, uma de controlo e outra com o DSP e respetivos periféricos. Esta melhoria seria significativa principalmente para evitar perdas de comunicação com o DSP e evitar que o ruído das comutações e da bobine de acoplamento da rede elétrica afete os restantes componentes;
 - (4) Criação de um ponto de massas comum em que todos os periféricos e PCB ligassem ao mesmo ponto comum de massa, evitando assim criar diferenças de massas. Equipamentos periféricos como o DAC, a fonte de alimentação do circuito de controlo e o próprio computador ligado ao programador passariam a ligar a ponto de massa comum. Isto resultaria numa diminuição do ruído do sistema e mais dificilmente existiriam perdas de comunicação entre os diferentes periféricos.
- Implementar novamente o controlo de corrente preditivo, mas desta vez com recurso a um valor de indutância dinâmico da bobine de acoplamento à rede elétrica, i.e., o valor da indutância variar em função da corrente, permitindo uma melhoria na forma de onda da corrente na bobina de acoplamento à rede elétrica
- Substituir a bobine de acoplamento à rede elétrica por uma de menores dimensões e dimensionada para as características do sistema.
- Realizar ensaios nos modos de operação V2G e V4G conectados à rede elétrica e verificar se existe necessidade de implementação de um filtro RC em conjunto com a bobine de acoplamento à rede elétrica.

- Progredir no aumento da tensão e da corrente do sistema de forma gradual até atingir a potência nominal.
- Efetuar testes de robustez e fiabilidade de longa duração, de forma a aferir a temperatura dos SiC MOSFETS e do respetivo *driver*.
- Desenvolver uma interface gráfica, para controlar os parâmetros de carregamento e os modos de operação do sistema de carregamento.

Lista de Referências

- [1] M. Guarnieri, "Looking back to electric cars," *3rd Reg. IEEE Hist. Electro - Technol. Conf. Orig. Electrotechnol. HISTELCON 2012 - Conf. Proc.*, no. September 2012, 2012, doi: 10.1109/HISTELCON.2012.6487583.
- [2] C. C. Chan, "The rise & Fall of electric vehicles in 1828-1930: Lessons learned," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 1, pp. 206–212, 2013, doi: 10.1109/JPROC.2012.2228370.
- [3] K. Rajashekara, "Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 3–10, 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2259614.
- [4] "Vendas de Veículos Elétricos em 2019." [Online]. Available: <https://www.uve.pt/page/vendas-ve-2019/>. [Accessed: 20-Mar-2021]
- [5] "RELATÓRIO DO ESTADO DO AMBIENTE," 2019. [Online]. Available: <https://rea.apambiente.pt/content/ultimaedicao?language=pt-pt>. [Accessed: 23-Mar-2021]
- [6] B. 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.817609.
- [7] S. Lim, D. M. Otten, and D. J. Perreault, "New AC-DC power factor correction architecture suitable for high-frequency operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2937–2949, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2445927.
- [8] C. H. Chang, C. A. Cheng, E. C. Chang, H. L. Cheng, and B. E. Yang, "An integrated high-power-factor converter with ZVS transition," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2362–2371, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2439963.
- [9] L. Chen and W. L. Soong, "Comparison of switched-mode rectifier and inverter control of surface PM generators," *2017 20th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2017*, 2017, doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056503.
- [10] M. Mansouri, S. H. Aghay Kaboli, J. Selvaraj, and N. A. Rahim, "A review of single phase power factor correction A.C.-D.C. converters," *CEAT 2013 - 2013 IEEE Conf. Clean Energy Technol.*, pp. 389–394, 2013, doi: 10.1109/CEAT.2013.6775662.
- [11] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah, and E. Hossain, "A comprehensive study of key electric vehicle (EV) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development," *Energies*, vol. 10, no. 8, 2017, doi: 10.3390/en10081217.
- [12] S. Habib, M. M. Khan, F. Abbas, L. Sang, M. U. Shahid, and H. Tang, "A Comprehensive Study of Implemented International Standards, Technical Challenges, Impacts and Prospects for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 13866–13890, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2812303.
- [13] S. Brown, D. Pyke, and P. Steenhof, "Electric vehicles: The role and importance of standards in an emerging market," *Energy Policy*, vol. 38, no. 7, pp. 3797–3806, 2010, doi: 10.1016/j.enpol.2010.02.059. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.enpol.2010.02.059>
- [14] V. Monteiro, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Smart battery charger for electric mobility in smart grids," *SMARTGREENS 2012 - Proc. 1st Int. Conf. Smart Grids Green IT Syst.*, no. April, pp. 101–106, 2012, doi: 10.5220/0003954301010106.
- [15] 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 Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 3, pp. 1007–

- 1020, 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [16] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "Improved vehicle-for-grid (iV4G) mode: Novel operation mode for EVs battery chargers in smart grids," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 110, pp. 579–587, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.03.049.
- [17] V. Monteiro, J. Catalao, T. Sousa, J. G. Pinto, M. Mezaroba, and J. L. Afonso, "Improved voltage control for the electric vehicle operation in V2H mode as an off-line UPS in the context of smart homes," *EAI Endorsed Trans. Energy Web*, vol. 7, no. 25, pp. 1–8, 2020, doi: 10.4108/eai.13-7-2018.160980.
- [18] B. C. Liu, M. leee, K. T. Chau, F. leee, D. Wu, and S. M. leee, "Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home , Vehicle-to-Grid Technologies," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. November, 2013, pp. 1–19, 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2271951.
- [19] V. Monteiro, J. C. Ferreira, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "New opportunities and perspectives for the electric vehicle operation in smart grids and smart homes scenarios," *VEHITS 2017 - Proc. 3rd Int. Conf. Veh. Technol. Intell. Transp. Syst.*, pp. 400–407, 2017, doi: 10.5220/0006386804000407.
- [20] J. Y. Yong, V. K. Ramachandaramurthy, K. M. Tan, and N. Mithulananthan, "A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 49, pp. 365–385, 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.04.130. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.04.130>
- [21] S. M. R. Islam, S. Maxwell, M. K. Hossain, S. Y. Park, and S. Park, "Reactive power distribution strategy using power factor correction converters for smart home application," *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, pp. 2–7, 2016, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855377.
- [22] F. Berthold, B. Blunier, D. Bouquain, S. Williamson, and A. Miraoui, "PHEV control strategy including vehicle to home (V2H) and home to vehicle (H2V) functionalities," *2011 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2011*, pp. 19–24, 2011, doi: 10.1109/VPPC.2011.6043120.
- [23] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. A. Afonso, and J. L. Afonso, "Selective Harmonic Measurement and Compensation Using Smart Inverters in a Microgrid with Distributed Generation," *Proc. - IEEE 16th Int. Conf. Ind. Informatics, INDIN 2018*, no. July, pp. 439–444, 2018, doi: 10.1109/INDIN.2018.8471952.
- [24] V. V. Monteiro *et al.*, "Improved voltage control for the electric vehicle operation in V2H mode as an off-line UPS in the context of smart homes," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 110, no. 25, pp. 1–8, 2020, doi: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [25] T. J. C. Sousa, V. Monteiro, J. C. A. Fernandes, C. Couto, A. A. Nogueiras Meléndez, and J. L. Afonso, "New perspectives for vehicle-to-vehicle (V2V) power transfer," *Proc. IECON 2018 - 44th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 5183–5188, 2018, doi: 10.1109/IECON.2018.8591209.
- [26] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, "A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 4, no. 1, pp. 38–63, 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2771619.
- [27] C. Panchal, S. Stegen, and J. Lu, "Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system," *Eng. Sci. Technol. an Int. J.*, vol. 21, no. 5, pp. 922–937, 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.06.015. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2018.06.015>
- [28] H. Sakamoto, K. Harada, S. Washimiya, K. Takehara, Y. Matsuo, and F. Nakao, "Large air gap coupler for inductive charger," *Dig. Intermag Conf.*, vol. 35, no. 5, pp. 3526–3528, 1999, doi: 10.1109/intmag.1999.837225.
- [29] S. Li and C. C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [30] S. Wang and D. Dorrell, "Review of wireless charging coupler for electric vehicles," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, pp. 7274–7279, 2013, doi: 10.1109/IECON.2013.6700342.

- [31] S. Y. R. Hui, W. Zhong, and C. K. Lee, "A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2249670.
- [32] M. Budhia, G. Covic, and J. Boys, "A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 2487–2492, 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5675350.
- [33] K. A. Kalwar, M. Aamir, and S. Mekhilef, "Inductively coupled power transfer (ICPT) for electric vehicle charging - A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 47, pp. 462–475, 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.03.040. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.040>
- [34] Y. J. Jang, Y. D. Ko, and S. Jeong, "Optimal design of the wireless charging electric vehicle," *2012 IEEE Int. Electr. Veh. Conf. IEVC 2012*, pp. 1–5, 2012, doi: 10.1109/IEVC.2012.6183294.
- [35] I. Systems Control Technology, "Roadway Powered Electric Vehicle Project Track Construction and testing Program Phase 3D," *Traffic*, 1994 [Online]. Available: <https://escholarship.org/uc/item/1jr98590>
- [36] J. A. Ruiz, "ITS systems developing in Malaga," in *Proc. 2nd Congr. EU Core Net Cities*, 2014.
- [37] N. Shinohara, "Wireless power transmission progress for electric vehicle in Japan," *IEEE Radio Wirel. Symp. RWS*, pp. 109–111, 2013, doi: 10.1109/RWS.2013.6486657.
- [38] P. Nikitin, K. V. S. Rao, and S. Lazar, "An overview of near field UHF RFID," *2007 IEEE Int. Conf. RFID, IEEE RFID 2007*, pp. 167–174, 2007, doi: 10.1109/RFID.2007.346165.
- [39] "The 50 Best Innovations of 2010," *Times Mag.*, no. November, 2010.
- [40] T. Mizuno, S. Yachi, A. Kamiya, and D. Yamamoto, "Improvement in efficiency of wireless power transfer of magnetic resonant coupling using magnetoplated wire," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 4445–4448, 2011, doi: 10.1109/TMAG.2011.2158525.
- [41] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science (80-.)*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007, doi: 10.1126/science.1143254.
- [42] J. Shin *et al.*, "Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2258294.
- [43] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, "Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 459–473, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2187414.
- [44] G. A. Covic, J. T. Boys, M. Budhia, and C. Y. Huang, "Electric vehicles-personal transportation for the future," *World Electr. Veh. J.*, vol. 4, no. 1, pp. 693–704, 2011, doi: 10.3390/wevj4040693.
- [45] R. A. C. and J. L. J. Garnica, "Wireless Power Transmission: From Far Field to Near Field," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. June 2013, pp. 1321–1331, 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2251411. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6494253&isnumber=6516532%0A>
- [46] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984, doi: 10.1109/TMTT.1984.1132833.
- [47] H. Matsumoto, "Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan," *IEEE Microw. Mag.*, no. December, pp. 36–45, 2002, doi: 10.1109/MMW.2002.1145674.
- [48] N. Shinohara, Y. Kubo, and H. Tonomura, "Wireless charging for electric vehicle with microwaves," *2013 3rd Int. Electr. Drives Prod. Conf. EDPC 2013 - Proc.*, 2013, doi: 10.1109/EDPC.2013.6689750.
- [49] Naoki Shinohara, "Beam Efficiency of Wireless Power Transmission via Radio Waves from," *J. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 10, no. 4, pp. 4–10, 2010, doi: 10.5515/JKIEES.2010.10.4.224.

- [50] “Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology J2954_202010.” [Online]. Available: https://www.sae.org/standards/content/j2954_202010/. [Accessed: 12-Nov-2020]
- [51] G. R. Nagendra, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Determining the physical size of inductive couplers for IPT EV systems,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2, no. 3, pp. 3443–3450, 2014, doi: 10.1109/APEC.2014.6803803.
- [52] Wei Zhang, Siu-Chung Wong, C. K. Tse, and Qianhong Chen, “An Optimized Track Length in Roadway Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 3, pp. 598–608, 2014, doi: 10.1109/jestpe.2014.2301460.
- [53] Z. Zhang and K. T. Chau, “Homogeneous Wireless Power Transfer for Move-and-Charge,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6213–6220, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2414453.
- [54] W. Li, H. Zhao, S. Li, J. Deng, T. Kan, and C. C. Mi, “Integrated LCC Compensation Topology for Wireless Charger in Electric and Plug-in Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4215–4225, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2384003.
- [55] A. A. S. Mohamed, C. R. Lashway, and O. Mohammed, “Modeling and feasibility analysis of quasi-dynamic WPT system for EV applications,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 3, no. 2, pp. 343–353, 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2682111.
- [56] “IEC 61980-1:2020 Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems,” *International Standard*, 2020. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/31657>. [Accessed: 05-Jan-2021]
- [57] “IEC 60038:2009 IEC standard voltages,” *International Standard*, 2009. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/153>. [Accessed: 05-Jan-2021]
- [58] M. F. Ezzat and I. Dincer, “Development and assessment of a new hybrid vehicle with ammonia and hydrogen,” *Appl. Energy*, vol. 219, no. December 2017, pp. 226–239, 2018, doi: 10.1016/j.apenergy.2018.03.012. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.03.012>
- [59] “Convenção-Quadro das Nações Unidas sobre Alterações Climáticas (CQNUAC),” 2015. [Online]. Available: <https://www.consilium.europa.eu/pt/policies/climate-change/paris-agreement/>. [Accessed: 14-Apr-2021]
- [60] “Energy, transport and environment statistics – 2020.” EUROSAT: Luxemburg, 2018, 2020 [Online]. Available: <https://ec.europa.eu/eurostat/en/web/products-statistical-books/-/ks-dk-20-001>
- [61] D. Anair and A. Mahmassani, “Electric Vehicles’ Global Warming Emissions and Fuel-Cost Savings across the United States,” *UCS Union Concerned Sci. Publ*, no. June 2012, 2012.
- [62] V. Monteiro, J. A. Afonso, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, “Vehicle electrification: New challenges and opportunities for smart grids,” *Energies*, vol. 12, no. 1, 2019, doi: 10.3390/en12010118.
- [63] “Lei de Ampere.” [Online]. Available: <https://tyrocity.com/topic/amperes-law/>. [Accessed: 18-Sep-2020]
- [64] A. López-Ramos, J. R. Menéndez, and C. Piqué, “Conditions for the validity of Faraday’s law of induction and their experimental confirmation,” *Eur. J. Phys.*, vol. 29, no. 5, pp. 1069–1076, 2008, doi: 10.1088/0143-0807/29/5/018.
- [65] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, and J. L. Afonso, “Comprehensive comparison of a current-source and a voltage-source converter for three-phase EV fast battery chargers,” *Proc. - 2015 9th Int. Conf. Compat. Power Electron. CPE 2015*, pp. 173–178, 2015, doi: 10.1109/CPE.2015.7231068.
- [66] T. Shimizu, T. Fujifa, and G. Kimw, “Unity-Power-Factor PWM Rectifier With DC Ripple Compensation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 4, Aug 1997, pp. 447–455, 1994, doi: 10.1109/41.605618.
- [67] H. Wei and I. Batarseh, “Comparison of basic converter topologies for power factor correction,” *Conf. Proc. - IEEE SOUTHEASTCON*, pp. 348–353, 1998, doi: 10.1109/secon.1998.673368.

- [68] M. Khodabandeh, E. Afshari, and Mahshid Amirabadi, "A Family of Cuk , Zeta , and SEPIC Based," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 9503–9519, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2891563.
- [69] F. Yang, X. Ruan, Y. Yang, and Z. Ye, "Design issues of interleaved critical conduction mode boost PFC converter with coupled inductor," *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 2245–2252, 2010, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617839.
- [70] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A unity power factor converter using half-bridge boost topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 487–500, 1998, doi: 10.1109/63.668112.
- [71] V. Monteiro, J. G. Pinto, J. C. A. Fernandes, and J. L. Afonso, "Experimental comparison of single-phase active rectifiers for EV battery chargers," *VEHITS 2017 - Proc. 3rd Int. Conf. Veh. Technol. Intell. Transp. Syst.*, pp. 419–425, 2017, doi: 10.5220/0006391804190425.
- [72] A. De Bastiani Lange, T. B. Soeiro, M. S. Ortmann, and M. L. Heldwein, "Three-level single-phase bridgeless PFC rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 2935–2949, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2322314.
- [73] B. R. Lin and H. H. Lu, "A novel pwm scheme for single-phase three-level power-factor-correction circuit," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 2, pp. 245–252, 2000, doi: 10.1109/41.836339.
- [74] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, "Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 4, pp. 1631–1656, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2742938.
- [75] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309937.
- [76] P. Qashqai, A. Sheikholeslami, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "A Review on Multilevel Converter Topologies for Electric Transportation Applications," *2015 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2015 - Proc.*, pp. 13–18, 2015, doi: 10.1109/VPPC.2015.7352882.
- [77] M. S. A. Dahidah, G. Konstantinou, and V. G. Agelidis, "A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4091–4106, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2355226.
- [78] D. H. Cells, "Series-Connected Symmetrical and Asymmetrical," *Ieee Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 51–65, 2011.
- [79] Z. Gao and Q. Lu, "A Hybrid Cascaded Multilevel Converter Based on Three-Level Cells for Battery Energy Management Applied in Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 8, pp. 7326–7349, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2882851.
- [80] S. J. Park, F. S. Kang, M. H. Lee, and C. U. Kim, "A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 831–843, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.810837.
- [81] D. Ravi, B. M. Reddy, S. L. Shimi, and P. Samuel, "Bidirectional dc to dc converters: An overview of various topologies, switching schemes and control techniques," *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 7, no. 4, pp. 360–365, 2018, doi: 10.14419/ijet.v7i4.5.20107.
- [82] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional DC-DC converters for energy storage systems," *2016 2nd Int. Young Sci. Forum Appl. Phys. Eng. YSF 2016 - Forum Proc.*, pp. 22–28, 2016, doi: 10.1109/YSF.2016.7753752.
- [83] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles," *Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, no. May, pp. 1–7, 2011, doi: 10.1109/PowerEng.2011.6036530.
- [84] J. Wu, P. Wen, X. Sun, and X. Yan, "Reactive Power Optimization Control for Bidirectional Dual-Tank

- Resonant DC-DC Converters for Fuel Cells Systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 9, pp. 9202–9214, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2971733.
- [85] J. Liu, J. Yang, J. Zhang, Z. Nan, and Q. Zheng, “Voltage Balance Control Based on Dual Active Bridge DC/DC Converters in a Power Electronic Traction Transformer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1696–1714, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2679489.
- [86] N. A. Dung, H. J. Chiu, J. Y. Lin, Y. C. Hsieh, and Y. C. Liu, “Efficiency optimisation of ZVS isolated bidirectional DAB converters,” *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 8, pp. 1–8, 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0723.
- [87] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastián, “Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 790–804, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.
- [88] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [89] B. M. Kumar, A. Kumar, A. H. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative study of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and dual phase shift control techniques,” *2017 Recent Dev. Control. Autom. Power Eng. RDCAPE 2017*, vol. 3, pp. 453–458, 2018, doi: 10.1109/RDCAPE.2017.8358314.
- [90] A. Kumar, A. H. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative analysis of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and extended phase shift control techniques,” *2017 6th Int. Conf. Comput. Appl. Electr. Eng. - Recent Adv. CERA 2017*, vol. 2018-Janua, pp. 397–402, 2018, doi: 10.1109/CERA.2017.8343363.
- [91] H. Wen and W. Xiao, “Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter with Triple-Phase-Shift Control,” in *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1972–1978, doi: 10.1109/APEC.2013.6520565.
- [92] M. Adamowicz, P. Strankowski, J. Pietryka, J. Szewczyk, and J. Guziński, “Sic-based phase-shift dual half bridge dc-dc converter as a key component of multilevel cascaded MV converters,” *Prz. Elektrotechniczny*, vol. 90, no. 9, pp. 203–210, 2014, doi: 10.12915/pe.2014.09.50.
- [93] E. Valmir de Souza and I. Barbi, “Bidirectional Flyback-push-pull Dc-dc Converter,” *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 2, pp. 195–204, 2015, doi: 10.18618/rep.2015.2.195204.
- [94] M. Depenbrock, “The FBD-Method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, 1993, doi: 10.1109/59.260849.
- [95] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita, and A. Nabae, “Generalized theory of instantaneous reactive power and its application,” *Electr. Eng. Japan*, vol. 103, no. 4, pp. 58–66, 1983, doi: 10.1002/eej.4391030409.
- [96] V. Staudt, “Fryze - Buchholz - Depenbrock : A time-domain power theory,” *2008 Int. Sch. Nonsinusoidal Curr. Compens.*, pp. 1–12, 2008, doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627481.
- [97] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, 1984, doi: 10.1109/TIA.1984.4504460.
- [98] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes, “New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 2, pp. 697–703, 1993, doi: 10.1109/61.216877.
- [99] M. T. Haque, “Single-Phase pq theory for active filters,” *2002 IEEE Reg. 10 Conf. Comput. Commun. Control Power Eng. TENCOP '02. Proceedings.*, no. 28-31 Oct. 2002, pp. 1941–1944, 2002, doi: 10.1109/TENCON.2002.1182718.

- [100] P. Mattavelli and W. Stefanutti, "Fully digital hysteresis modulation with switching time prediction," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 1, no. C, pp. 493–499, 2004, doi: 10.1109/apec.2004.1295853.
- [101] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter," *Proc. 2013 Int. Conf. Power, Energy Control. ICPEC 2013*, pp. 310–315, 2013, doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527672.
- [102] G. H. Bode, P. C. Loh, M. J. Newman, D. G. Holmes, and S. Member, "An Improved Robust Predictive Current Regulation Algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1720–1733, 2005, doi: 10.1109/tia.2005.858324.
- [103] C. R. Balamurugan, S. P. Natarajan, and V. Padmathilagam, "Comparative study on various bipolar PWM strategies for three phase five level cascaded inverter," *ARPJ. Eng. Appl. Sci.*, vol. 7, no. 9, pp. 1091–1101, 2012, doi: 10.1109/ICCPCT.2013.6528838.
- [104] I. Colak, E. Kabalci, and R. Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," *Energy Convers. Manag.*, vol. 52, no. 2, pp. 1114–1128, 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.09.006. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.enconman.2010.09.006>
- [105] M. Kim, M. Rosekeith, S. K. Sul, and R. W. A. A. De Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range," *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia "Green World with Power Electron. ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 364–371, 2011, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944548.
- [106] S. Chi, P. Liu, X. Li, M. Xu, and S. Li, "A Novel Dual Phase Shift Modulation for Dual-Active- Bridge Converter," *2019 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2019*, pp. 1556–1561, 2019, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912591.
- [107] C. Calderon *et al.*, "General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation," *Energies*, vol. 11, no. 9, 2018, doi: 10.3390/en11092419.
- [108] H. Bai, Z. Nie, and C. C. Mi, "Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1444–1449, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2039648.
- [109] H. Bai and C. Mi, "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005103.
- [110] M. R. Iravani, "A New Phase-Locked Loop (PLL) System," in *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS 2001 (Cat. No.01CH37257)*, 2001, pp. 34–37, doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [111] *Regulamento da Qualidade de Serviço, Diário da República II-Série No48 de 8 de Março. 2006.* .
- [112] T. H. Eom, M. H. Shin, J. M. Kim, J. Lee, and C. Y. Won, "Improved charge control algorithm considering temperature of Li-ion battery," *2017 IEEE 3rd Int. Futur. Energy Electron. Conf. ECCE Asia, IFEEC - ECCE Asia 2017*, pp. 1971–1975, 2017, doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992352.
- [113] B. Wang, J. H. Fernandez, and A. Massoud, "A Wireless Battery Temperature Monitoring System for Electric Vehicle Charging," *Proc. IEEE Sensors*, vol. 2019-Octob, pp. 2019–2022, 2019, doi: 10.1109/SENSORS43011.2019.8956733.
- [114] - - -, "50W Triple Output Switching Power Supply," *MEAN WELL*. [Online]. Available: <https://www.meanwell-web.com/en-gb/ac-dc-triple-output-enclosed-power-supply-output-rt-50c>. [Accessed: 03-Sep-2020]
- [115] - - -, "TMS320F28335," *Instruments, Texas*. [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TMS320F28335>. [Accessed: 21-Jan-2021]

- [116] - - -, "Si8920," *Silicon Labs*. [Online]. Available: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/si8920-datasheet.pdf>. [Accessed: 21-Jan-2021]
- [117] - - -, "ADuM4121," *Analog Devices*. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/adum4121.html>. [Accessed: 16-Oct-2020]
- [118] - - -, "TLV5610," *Instruments, Texas*. [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TLV5610>. [Accessed: 21-Jan-2021]
- [119] - - -, "C3M0065100K," *Wolfspeed*. [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/961/product/214/c3m0065100k.pdf>. [Accessed: 16-Oct-2020]
- [120] - - -, "TPSMB16A- TPSMB Series," *Littelfuse*. [Online]. Available: <https://www.littelfuse.com/products/tvs-diodes/automotive-and-high-reliability-tvs/tpsmb/tpsmb16a.aspx?desktop=true>. [Accessed: 16-Oct-2020]
- [121] - - -, "TPSMB10A- TPSMB Series," *Littelfuse*. [Online]. Available: <https://www.littelfuse.com/products/tvs-diodes/automotive-and-high-reliability-tvs/tpsmb/tpsmb10a.aspx?desktop=true>. [Accessed: 16-Oct-2020]
- [122] - - -, "MBRA340: Schottky Power Rectifier," *Semiconductor, ON*. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/products/discretes-drivers/diodes-rectifiers/schottky-diodes-schottky-rectifiers/mbra340>. [Accessed: 17-Oct-2020]
- [123] G. Li, L. Zhai, H. Feng, and H. Gu, "Optimization Design Method of Decoupling Capacitor in PCB Hardware of Electric Vehicle Controller," *Energy Procedia*, vol. 105, pp. 3201–3206, 2017, doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.701. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.egypro.2017.03.701>