



Universidade do Minho

Bruno Pereira da Nova

**Desenvolvimento de Conversores de
Potência com Interface de Veículo Elétrico
para *Smart Homes***

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

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dezembro de 2019

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.



Atribuição

CC BY

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>

Agradecimentos

Desde já agradeço ao meu orientador, Doutor Vitor Duarte Fernandes Monteiro, pelo apoio tanto a nível profissional com pessoal. Num nível profissional evidencio que após este longo ano de trabalho em que a transferência de conhecimentos a nível de hardware, de montagens de circuitos, sugestões e a dedicação demonstrada foi incansável bem como o gosto transmitido por efetuar um bom trabalho e procurar sempre atingir um nível de excelência. Num cariz pessoal, tenho o prazer de ter a oportunidade de conhecer uma pessoa, que se tornou amiga e que sempre demonstrou a sua confiança em mim através de palavras de apoio e de carinho, e conseguiu sempre nos bons momentos como nos piores incentivar-me a atingir os meus objetivos.

Pretendo transmitir um agradecimento especial ao Doutorando Tiago Sousa e ao Engenheiro José Cunha, por todo o apoio prestado tanto a nível de conhecimentos teóricos bem como a nível pratico.

Agradeço a todos os investigadores do GEPE, especialmente ao Doutor Delfim Pedrosa, Mestre Luís Barros, a Mestre Ana Rodrigues e a Mestre Cátia Oliveira. Agradeço também aos meus colegas, que juntamente comigo, realizaram a dissertação de mestrado no GEPE: André Lemos, João Machado, Diogo Vaz e Sérgio Coelho e especialmente ao meu parceiro de trabalho Paulo Passos.

Desejo agradecer aos meus pais, por me concederem a oportunidade de atingir o objetivo que eu ansiei. Agradeço ao meu Pai por todo o apoio, palavras e paciência demonstrada. Agradeço a minha Mãe pela confiança depositada e pelas palavras de carinho. Agradeço a minha avó por sempre acreditar que era capaz de me elevar e conseguir chegar aos meus objetivos e ao meu avô por me incentivar a seguir esta via.

Por fim, agradeço aos meus amigos por todas as palavras de incentivo, todos os momentos de apoio e paciência ao longo deste percurso da minha vida.

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/EEI-EEE/30283/2017. Este trabalho de dissertação também 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/EEI EEE/30382/2017.

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

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

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

Resumo

A mobilidade elétrica está cada vez mais presente no nosso quotidiano principalmente em veículos elétricos (VEs), representando um fator importante para a evolução de um paradigma recente designado por *smart grids* (SGs). Neste conceito, fontes de energia renováveis, *smart homes* (SHs) e VEs estão sempre em comunicação com a rede elétrica, permitindo uma melhor gestão e eficiência da energia elétrica. A fim de se poder efetuar o carregamento de baterias a nível residencial, surgem novas oportunidades de operação para os VEs, apresentando mais vantagens para as SHs.

Neste sentido, com esta dissertação contribuiu-se com o desenvolvimento de um equipamento que visa a integração de um VE e de painéis fotovoltaicos com a rede elétrica para integração numa SH. Uma das principais contribuições desta dissertação, é o facto de este equipamento recorrer ao uso de apenas um conversor de potência CA-CC que faz interface com a rede elétrica e de dois conversores de potência CC-CC que fazem interface com o VE e com os painéis fotovoltaicos. A solução tradicional necessita de dois conversores CA-CC, não permitindo o carregamento de baterias diretamente dos PVs. Assim, este equipamento permite quatro modos de operação: carregamento das baterias (*grid-to-vehicle*, G2V); devolução da energia do VE para a rede elétrica (*vehicle-to-grid*, V2G); injetar energia das fontes renováveis para a rede elétrica (*renewables-to-grid*, R2G); utilizar a energia das renováveis para carregar o VE (*renewables-to-vehicle*, R2V). Estes modos permitem adaptabilidade do equipamento face a várias situações distintas numa SH e até mesmo funcionando alguns deles em simultâneo. Neste equipamento, outra das contribuições é serem aplicadas tecnologias emergentes no mercado da eletrónica de potência, mais precisamente *Silicon Carbide* MOSFETS, que permitem frequências e temperaturas de operação mais elevadas e apresentam uma resistência em condução baixa. Além destas contribuições um dos principais objetivos é o equipamento apresentar um volume reduzido, assim aumentando a densidade de potência total do sistema.

Como o desenvolvimento do referido equipamento é bastante abrangente, o mesmo foi elaborado no âmbito de duas dissertações, sendo que nesta é desenvolvido o conversor CC-CC bidirecional que realiza a interface com o VE e parte do conversor CA-CC, assim como o respetivo sistema de controlo. Assim, com recurso ao equipamento desenvolvido foram obtidos resultados experimentais que comprovam a solução adotada.

Palavras-Chave: Veículos Elétricos, Qualidade da Energia Elétrica, *Smart Home*, *Smart Grid*, Eletrónica de Potência, SiC - Silicon Carbide MOSFETS.

Abstract

The electric mobility is increasingly present in our daily lives mainly in electric vehicles (EVs), representing an important factor for the evolution of a recent paradigm called smart grids (SGs). In this concept, renewable power sources, smart homes (SHs) and EVs are always in communication with the power grid, allowing a better management and efficiency of electricity. In order to be able to charge batteries at a residential level, new operating opportunities for EVs appear, with more advantages for SHs.

In this sense, this dissertation intends to contribute to the development of an equipment that aims at the integration of an EV and photovoltaic panels with the power grid for integration in a SH. One of the main contributions of this dissertation is the fact that this equipment uses only one AC/DC power converter that interfaces with the power grid and two DC/DC power converters that interface with the EV and the photovoltaic panels. The traditional solution requires two ac/dc converters, not allowing batteries to be charged directly from PVs. This equipment will allow four modes of operation: battery charging; delivery of EV energy to the power grid; inject energy from renewable sources into the power grid; use renewable energy to charge the EV renewables-to-vehicle (R2V). These modes allow the equipment to adapt to different situations in an SH and even combine some of them simultaneously. Another contribution is the application of emerging technologies in the power electronics market, more precisely Silicon Carbide MOSFETS, which allow higher operating frequencies and temperatures and present a low leading resistance. Besides these contributions one of the main objectives of the equipment is to present a reduced volume, thus increasing the total power density of the system.

As the development of this equipment is quite comprehensive, it will be elaborated in the scope of two dissertations, in which will be developed the bidirectional DC/DC converter that interfaces with the EV and part of the AC/DC converter, as well as the respective control system.

Keywords: Electric Vehicles; Power Quality; *Smart Home*, *Smart Grid*, Power Electronics, SiC - Silicon Carbide MOSFETS.

ÍNDICE

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vi
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xv
Acrónimos e Siglas	xvi
Nomenclatura	xviii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Energia no Mundo e em Portugal	1
1.2 <i>Smart Grid</i>	2
1.3 Veículo Elétrico	5
1.4 Enquadramento	7
1.5 Motivações	8
1.6 Objetivos da Dissertação	9
1.7 Organização da Dissertação	10
Capítulo 2 Sistema de Armazenamento de Energia nos Veículos Elétricos: Baterias	11
2.1 Introdução	11
2.2 Conceitos Básicos	11
2.2.1 Ampère-hora	13
2.2.2 <i>C-Rate</i>	13
2.2.3 Auto-descarga	13
2.2.4 <i>State-of-Charge</i> (SoC) e <i>Depth-of-Discharge</i> (DoD)	13
2.2.5 Densidade de Potência e Energia	14
2.2.6 <i>State-of-Health</i> (SoH)	14
2.3 Tecnologias de Baterias	15
2.3.1 Baterias de Ácido-Chumbo	15
2.3.2 Baterias de Níquel (NiCad e NiMH)	15
2.3.3 Baterias de Lítio	16
2.4 Modelo Elétrico de uma Bateria	17
2.5 Técnicas de Carregamento de Baterias	19
2.5.1 Carregamento em Tensão Constante	19
2.5.2 Carregamento em Corrente Constante	20
2.5.3 Carregamento por Pulsos	20
2.5.4 Carregamento em Corrente-Constante Tensão-Constante (CC-CV)	21
2.6 Conclusão	21
Capítulo 3 Eletrónica de Potência para Carregamento de Veículos Elétricos	23
3.1 Introdução	23
3.2 Conversores Monofásicos CA-CC	23
3.2.1 Conversor <i>Half Bridge</i>	24
3.2.2 Conversor <i>Full-Bridge</i>	25

3.2.3	Conversores Multinível	26
3.2.4	Conversor <i>Interleaved</i>	31
3.3	Conversores CC-CC	32
3.3.1	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	33
3.3.2	Conversor CC-CC <i>Split-Pi</i>	33
3.4	Técnicas de Modulação PWM	34
3.4.1	SPWM Bipolar	36
3.4.2	SPWM Unipolar	36
3.4.3	SPWM para Conversores Multinível	37
3.5	Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores CA-CC	39
3.5.1	Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	39
3.5.2	Controlo de Corrente por Histerese	40
3.5.3	Controlo de Corrente Proporcional Integral Estacionário	42
3.5.4	Controlo de Corrente Preditivo	42
3.6	Conclusão	44
Capítulo 4	Simulações Computacionais da Topologia Proposta	45
4.1	Introdução	45
4.2	Princípio de Funcionamento da Topologia e Respetivo Modelo de Simulação	45
4.3	Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica	48
4.4	Conversor CA-CC <i>Interleaved</i>	50
4.4.1	Regulação da Tensão do Barramento CC	52
4.4.2	Técnica de Controlo de Corrente	54
4.4.3	Compensação do <i>Dead-Time</i>	55
4.5	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost (Half-Bridge)</i>	57
4.6	Teoria de Potência	62
4.7	Modos de Funcionamento	64
4.7.1	Modo G2V e V2G	66
4.7.2	Modo R2G e R2V	67
4.7.3	Modo R2G e V2G	70
4.8	Conclusão	71
Capítulo 5	Desenvolvimento do Equipamento para <i>Smart-Homes</i>	73
5.1	Desenvolvimento do Sistema de Controlo do Equipamento para <i>Smart Homes</i>	73
5.1.1	Sensores	73
5.1.2	Placas de Condicionamento de Sinal, de Proteção e Comando	75
5.1.3	Integração do Sistema de Controlo	80
5.2	Desenvolvimento do Sistema de Potência do Equipamento para <i>Smart Homes</i>	82
5.2.1	Placas de <i>Drivers</i>	82
5.2.2	Sistema de Potência	86
5.2.3	Integração do Sistema	92
5.3	Conclusão	94
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Equipamento para <i>Smart Homes</i>	95
6.1	Introdução	95
6.2	Conversor CA-CC <i>Interleaved</i>	96
6.2.1	Controlo de Corrente	98
6.2.2	Sincronização com a Rede Elétrica	100
6.2.3	Injeção na Rede Elétrica	100
6.2.4	Regulação do Barramento CC	102
6.3	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	103
6.4	Integração do Sistema	106
6.4.1	Compensação <i>Dead-Time</i>	106

6.4.2	Modo G2V e V2G	108
6.4.3	Modo R2G e R2V	112
6.4.4	Modo R2G e V2G	117
6.5	Conclusão	119
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	120
7.1	Conclusões	120
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro	124
	Lista de Referências	126

Lista de Figuras

Figura 1.1. Energia consumida no mundo desde 1990 até 2018.	1
Figura 1.2. Percentagem de energia solar fotovoltaica e hidrica face a energia elétrica total produzida na Europa.	2
Figura 1.3. Estrutura da rede elétrica existente.	3
Figura 2.1. Modelo elétrico ideal da bateria.....	18
Figura 2.2. Modelo elétrico linear da bateria.	18
Figura 2.3. Modelo elétrico equivalente de Thevenin da bateria.	19
Figura 2.4. Modo carregamento tensão constante.....	19
Figura 2.5. Modo carregamento corrente constante.	20
Figura 2.6. Modo carregamento por pulsos.....	20
Figura 2.7. Modo carregamento corrente constante-tensão Constante.	21
Figura 3.1. Conversor PFC <i>half-bridge</i>	24
Figura 3.2. Conversor PFC <i>full-bridge</i>	25
Figura 3.3. Conversor <i>diode clamped</i> a cinco níveis.	27
Figura 3.4. Conversor <i>capacitor clamped</i> a cinco níveis.	28
Figura 3.5. Conversor <i>cascaded h-bridge</i> a cinco níveis.....	29
Figura 3.6. Conversor PFC <i>half-bridge interleaved</i>	31
Figura 3.7. Conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	33
Figura 3.8. Conversor CC-CC <i>split-pi</i>	34
Figura 3.9. Sintetização da tensão de saída da técnica de modulação SPWM: (a) Tensão de referência (V_{ref}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).....	35
Figura 3.10. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM bipolar: (a) Tensão de referência (V_{ref}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).....	36
Figura 3.11. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM unipolar: (a) Tensões de referência (V_{ref1} e V_{ref2}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).....	37
Figura 3.12. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM multinível <i>phase shift carrier</i>	38
Figura 3.13. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM multinível <i>phase shift carrier</i> :(a) <i>In phase disposition</i> ; (b) <i>Phase opposition disposition</i> ; (c) <i>In alternative phase opposition disposition</i>	38
Figura 3.14. Corrente de saída de um conversor CA-CC com controlo de corrente <i>periodic sampling</i> com frequência de amostragem de: (a) 25 kHz; (b)75 kHz.	40
Figura 3.15. Técnica de controlo de corrente por histerese com banda de histerese fixa: (a) corrente sintetizada (i_{rede}) e corrente de referência (i_{ref}); (b) corrente de referência (i_{ref}), corrente sintetizada (i_{rede}) e tensão de saída (V_{out}).	41
Figura 3.16. Diagrama de blocos de um controlo de corrente Proporcional Integral Estacionário.....	42
Figura 4.1. Esquema da topologia tradicional.....	46
Figura 4.2. Esquema da topologia proposta.	47
Figura 4.3. Andar de potência do modelo de simulação do sistema constituído por um conversor CA-CC e dois conversores CC-CC.....	47
Figura 4.4. Sistema de controlo desenvolvido para o conversor CA-CC e os dois conversores CC-CC.	48
Figura 4.5. Diagrama de blocos geral de uma PLL.	49

Figura 4.6. Tensão da rede elétrica e sinal de saída com amplitude da PLL.....	49
Figura 4.7. Tensão da rede elétrica e sinal de saída com amplitude da PLL: (a) desfasamento de 90°; (b) Desfasamento de 270°	50
Figura 4.8. Conversor CA-CC <i>double full-bridge interleaved</i>	51
Figura 4.9. Conversor CA-CC <i>double full-bridge interleaved</i> : (a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) corrente de um cada conversor <i>full-bridge</i> ; (c) corrente de cada <i>full-bridge</i> e do conversor CA-CC em detalhe.	51
Figura 4.10. Conversor CA-CC <i>double full-bridge interleaved</i> : (a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) corrente de um conversor <i>full-bridge</i> ; (c) corrente de cada <i>full-bridge</i> e do conversor CA-CC em detalhe.	52
Figura 4.11. Diagrama de blocos do controlador PI para regulação do barramento CC.	53
Figura 4.12. Carregamento e regulação do barramento CC.	54
Figura 4.13. Corrente da rede elétrica pelo conversor CA-CC: (a) Na pré-carga; (b) Momento de <i>bypass</i> e início do controlador PI.....	54
Figura 4.14. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i_{ref}) pelo conversor CA-CC com controlo de corrente preditivo.	55
Figura 4.15. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i_c) pelo conversor CA-CC com controlo de corrente preditivo sem <i>dead-time</i>	56
Figura 4.16. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i_c) pelo conversor CA-CC: com controlo de corrente com compensação de <i>dead-time</i>	57
Figura 4.17. Conversor CC-CC <i>buck-boost half-bridge</i>	58
Figura 4.18. Corrente e tensão na bobina de 960 μ H, no modo <i>boost</i> : (a) <i>Duty-cycle</i> : 28%, com uma tensão de entrada 288 V; (b) <i>Duty-cycle</i> : 40%, com tensão de entrada de 240 V.	59
Figura 4.19. Corrente e tensão na bobina de 960 μ H, no modo <i>buck</i> : (a) <i>Duty-cycle</i> 72%, tensão de entrada de 288 V; (b) <i>Duty-cycle</i> %, tensão de entrada de 240 V.	60
Figura 4.20. Modelo elétrico equivalente de Thevenin de uma bateria.	60
Figura 4.21. Modo carregamento corrente constante seguido de tensão constante: Tensão e corrente nas baterias durante o modo CC-CV.	61
Figura 4.22. Modo de descarregamento corrente constante: Tensão e corrente nas baterias durante o modo corrente constante.....	62
Figura 4.23. Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência para injeção/absorção de energia na rede elétrica.	64
Figura 4.24. Diagrama de interação do equipamento.	65
Figura 4.25. Topologia do equipamento proposto.	65
Figura 4.26. Modo G2V: tensão e corrente na rede elétrica.	66
Figura 4.27. Modo G2V: tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias.	66
Figura 4.28. Modo V2G: tensão e corrente na rede elétrica.	67
Figura 4.29. Modo V2G: tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias.	67
Figura 4.30. Modo R2G: tensão e corrente na rede elétrica.	68
Figura 4.31. Modo R2G: tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.	68
Figura 4.32. Modo R2V: tensão e corrente na rede elétrica.	69
Figura 4.33. Modo R2V: (a) tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias; (b) tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.....	69
Figura 4.34. Modo R2G e V2G: tensão e corrente na rede elétrica.....	70
Figura 4.35. Modo R2G e V2G: (a) tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias; (b) tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.	71
Figura 5.1. Sensor de corrente LTSR 15-NP.....	74

Figura 5.2. Sensor de tensão CYHVS5-25	75
Figura 5.3. Placas de condicionamento de sinal, proteção e comando.	76
Figura 5.4. Seguidor de tensão, filtro RC e diodo de zener	78
Figura 5.5. PCB de condicionamento de sinal, proteção e comando: (a) em <i>PADS Logic</i> ; (b) em <i>PADS Layout</i>	79
Figura 5.6. Placa de desenvolvimento do GEPE para suporte do DSP TMS320F8335.....	81
Figura 5.7. Placa de DAC.	82
Figura 5.8. Placa de drivers desenvolvidas: (a) para um braço de semicondutores; (b) para seis braços de semicondutores.....	84
Figura 5.9. Placas de drivers desenvolvidas.	85
Figura 5.10. Teste a <i>gate</i> do SiC, com uma tensão de entrada de 110 V no conversor <i>buck-boost</i> , em modo <i>buck</i>	85
Figura 5.11. PCB do conversor <i>buck-bost half-bridge</i> : (a) vista do <i>top</i> , (b) vista do <i>bottom</i>	86
Figura 5.12. PCB desenvolvida do conversor <i>buck-bost half-bridge</i>	87
Figura 5.13. PCB de potência desenvolvida no <i>PADS Layout</i> : (a) vista do <i>top</i> , (b) vista do <i>bottom</i>	88
Figura 5.14. Primeira PCB de potência desenvolvida.	89
Figura 5.15. Segunda PCB de potência desenvolvida: (a) sem componentes; (b) com componentes.	90
Figura 5.16. Equipamento com todas as placas desenvolvidas: (a) vista superior; (b) vista superior com ângulo.	92
Figura 5.17. Placas de controlo alimentadas através da fonte de alimentação auxiliar, sem semicondutores de potência nem dissipador.	93
Figura 5.18. Equipamento desenvolvido: (a) sem proteção; (b) com proteção.	93
Figura 6.1. Tensão à saída do conversor CA-CC (CH1) e corrente na sua saída (CH2)	97
Figura 6.2. Corrente de saída do conversor CA-CC: (a) corrente total (CH2); (b) <i>ripple</i> da corrente (CH2).....	97
Figura 6.3. <i>Ripple</i> da Corrente de saída do conversor CA-CC (CH3).....	97
Figura 6.4. Correntes no conversor CA-CC: (a) corrente em cada conversor <i>full-bridge</i> (CH3 e CH4); (b) corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).....	99
Figura 6.5. <i>Ripple</i> da Corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).....	99
Figura 6.6. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH4); (b) <i>ripple</i> da corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).....	99
Figura 6.7. Tensão da rede elétrica (CH3) e PLL através do DAC (CH4): (a) momento de sincronização; (b) sincronização da PLL.....	100
Figura 6.8. Injeção na rede elétrica, 2 A de pico: (a) corrente de referência (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, tensão no barramento CC (CH3) e corrente de saída do conversor CA-CC (CH4); (b) <i>ripple</i> da corrente de cada conversor <i>full-bridge</i> (CH3 e CH4) e <i>ripple</i> da corrente de saída do conversor CA-CC (canal <i>Math</i>).	101
Figura 6.9. Injeção na rede elétrica, 2 A pico: corrente de saída de cada conversor <i>full-bridge</i> (CH1 e CH2), tensão da rede (CH3) e corrente de referência (CH4) pelo DAC e soma das corrente de saída (canal <i>Math</i>).	101
Figura 6.10. Injeção na rede elétrica, 3 A de pico: PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).....	102
Figura 6.11. Regulação do barramento CC: (a) PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão no barramento CC (CH4); (b) PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão no barramento CC (CH4) em detalhe.	103
Figura 6.12. Modo <i>buck</i> : tensão aplicada a bobina (CH1), tensão na carga (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na carga (CH4).	104
Figura 6.13. Modo <i>boost</i> tensão aplicada a bobina (CH1), tensão na carga (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na carga (CH4).	104

Figura 6.14. Modo <i>boost</i> : com controlo de corrente preditivo com referencia de -1 A: corrente na bobina (CH1), corrente na carga (CH2), tensão aplicada a bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	105
Figura 6.15. Modo <i>buck</i> : com controlo de corrente preditivo com referencia de 1 A: corrente na bobina (CH1), corrente na carga (CH2), tensão aplicada a bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	105
Figura 6.16. Sem compensação <i>dead-time</i> : (a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) <i>ripple</i> da corrente de saída do conversor CA-CC.....	107
Figura 6.17. Compensação <i>dead-time</i>	107
Figura 6.18. Modo G2V, 50% <i>duty-cycle</i> no conversor CC-CC bidirecional: PLL em amplitude (CH1), corrente de entrada do conversor CA-CC (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na saída do conversor CC-CC (CH4).	108
Figura 6.19. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) <i>Ripple</i> das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal <i>Math</i> do osciloscópio.....	109
Figura 6.20. Modo G2V: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com -2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	109
Figura 6.21. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com -4 A (CH2) e tensão na bobina (CH3).	110
Figura 6.22. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -3 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) <i>Ripple</i> das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal <i>Math</i> do osciloscópio.....	110
Figura 6.23. Modo V2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) <i>Ripple</i> das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal <i>Math</i> do osciloscópio.	111
Figura 6.24. Modo V2G, 2 A no conversor CC-CC bidirecional: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	111
Figura 6.25. Modo V2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	112
Figura 6.26. Modo V2G: corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	112
Figura 6.27. Modo R2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) <i>Ripple</i> das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal <i>Math</i> do osciloscópio.....	113
Figura 6.28. Modo R2G: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	113
Figura 6.29. Modo R2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC unidirecional com 4 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).....	114
Figura 6.30. Modo R2G: corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).	114
Figura 6.31. Modo R2V: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4); (b) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão do barramento CC (CH4).	115

Figura 6.32. Modo R2V: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4); (b) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão do barramento CC (CH4). 116

Figura 6.33. Modo R2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de -2 A (CH4). 117

Figura 6.34. Modo R2G e V2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 1 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de 1 A (CH4). 117

Figura 6.35. Modo R2G e V2G: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 3 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de 3A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4); 118

Figura 6.36. Modo R2G e V2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH4). 118

Lista de Tabelas

Tabela 3.1. Tabela de estados do conversor PFC <i>half-bridge</i>	25
Tabela 3.2. Tabela de estados do conversor PFC <i>full-bridge</i>	26
Tabela 3.3. Tabela de estados do conversor <i>diode clamped</i> a cinco níveis.....	28
Tabela 3.4. Tabela de estados do conversor <i>capacitor clamped</i> a cinco níveis.	29
Tabela 3.5. Tabela de estados do conversor <i>cascaded h-bridge</i> a cinco níveis.	30
Tabela 3.6. Tabela de estados do conversor PFC <i>half-bridge interleaved</i>	32
Tabela 3.7. Tabela de estados do conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	33
Tabela 3.8. Tabela de estados do conversor CC-CC <i>split-pi</i>	34
Tabela 4.1. Valores obtidos para o cálculo do valor de indutância em modo <i>boost</i>	58
Tabela 4.2. Valores obtidos para o cálculo do valor de indutância em modo <i>Buck</i>	59

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CV	Corrente Constante-Tensão Constante
CCI	<i>Capacitor Clamped Inverter</i>
CHB	<i>Cascaded</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog</i>
DCI	<i>Diode Cçamped Inverter</i>
DoD	<i>Depth-of-Discharge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
ESS	<i>Energy Storage System</i>
FAP	Filtro Ativo de Potência
FBD	<i>Fryze–Buchholz–Deppenbrock</i>
G2V	<i>Grid to Vehicle</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phased Locked Loop</i>
PV	Painéis Fotovoltaicos
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
R2G	<i>Renewable-to-Grid</i>
R2V	<i>Renewable-to-Vehicle</i>

RES	<i>Renewable Energy Source</i>
SG	<i>Smart Grid</i>
SH	<i>Smart-Home</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SoH	<i>State-of-Health</i>
SoC	<i>State-of-Charge</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width-Modulation</i>
THD%f	<i>Total harmonic distortion</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
VCC	Tensão no Barramento CC
VE	Veículo Elétrico

Nomenclatura

		%
f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
F_c	Frequência de corte	Hz
f_s	Frequência de amostragem	Hz
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
I_{bat}	Corrente de saída das baterias	A
I_{pv}	Corrente de saída dos módulos fotovoltaicos	A
i_{ref}	Corrente de referência	A
I_{rms}	Valor eficaz da corrente	A
LTP	<i>Lower trip point</i>	V
P_{bat}	Potência de saída das baterias	W
P_{pv}	Potência de saída dos módulos fotovoltaicos	W
T_s	Frequência de amostragem	Hz
V_{bat}	Tensão de saída das baterias	V
V_{comp}	Tensão de comparação	V
V_{dc}	Tensão do barramento CC	V
V_{out}	Tensão de saída	V
V_{pll}	Saída em amplitude da PLL	V
V_{pv}	Tensão de saída dos módulos fotovoltaicos	V
V_{rede}	Tensão da rede elétrica	V
V_{ref}	Tensão de referência	V
V_{rms}	Valor eficaz da tensão	V
V_{tri}	Tensão da triangular	V
ΔI	Variação da corrente	A

Capítulo 1

Introdução

1.1 Energia no Mundo e em Portugal

Com o passar dos anos, a energia total consumida no mundo tem crescido exponencialmente, principalmente, devido ao crescimento da população, ao crescimento industrial e ao crescimento económico. A Figura 1.1 apresenta o crescimento de energia doméstica total consumida no mundo, desde 1990 até 2018 [1].

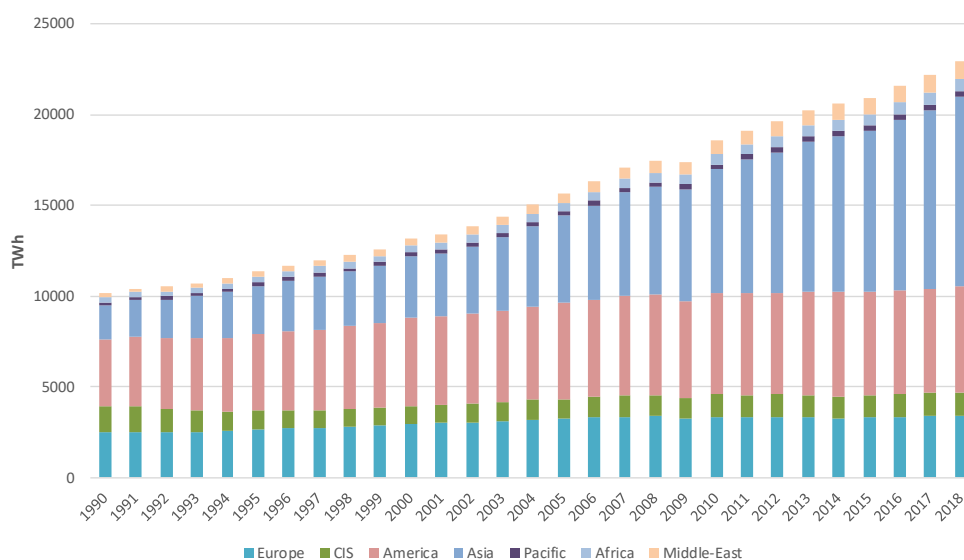


Figura 1.1. Energia consumida no mundo desde 1990 até 2018.

Contudo, os combustíveis fósseis, assim como a indústria necessária para a produção de energia elétrica através dos mesmos, são uma grande fonte de poluição. Devido à crescente preocupação com o meio ambiente e com a redução da emissão de CO₂ na atmosfera, leva a uma maior aposta nas energias renováveis. Neste sentido, na Figura 1.2 está apresentada a relação percentual entre a energia solar fotovoltaica e a energia hídrica europeia face à energia elétrica total produzida na Europa, é possível verificar um crescimento desde 1991.

No setor energético em Portugal, no ano de 2018, foram consumidos cerca de 50 TWh de energia elétrica, sendo que em termos percentuais, 52% proveio de fontes de energia renováveis, dos quais 23,7% hídrica, 22% eólica e 1,5% solar fotovoltaica. No final do mesmo ano, a potência instalada em energias renováveis foi cerca de 13,5 MW[2].

De acordo com as estatísticas da Associação de Energias Renováveis (APREN), relativamente à redução dos gases de efeito estufa (GEE) entre 1990-2050, prevê-se um cenário de redução de 26% dos mesmos. Tudo isto com o compromisso de aumentar a contribuição das energias renováveis em 10%, assim como acabar com o uso de petróleo até 2030. Deste modo, é previsível a redução da dependência energética, de 78% em 1990, para 69% em 2050 [1][2][3][4].

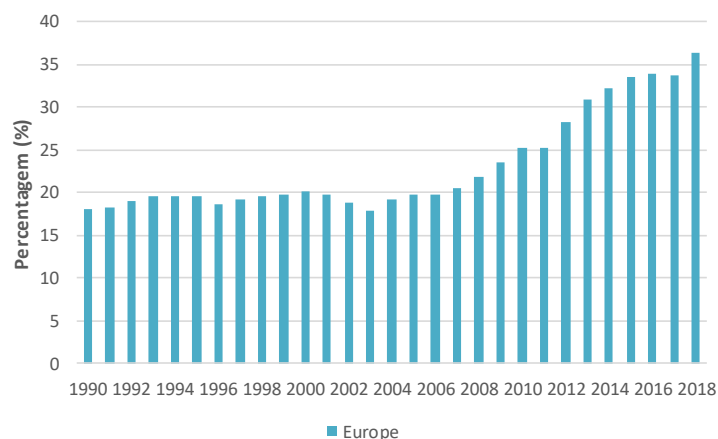


Figura 1.2. Percentagem de energia solar fotovoltaica e hídrica face a energia elétrica total produzida na Europa.

1.2 Smart Grid

Com a crescente necessidade de energia elétrica no mundo e ao mesmo tempo com a preocupação com o meio ambiente, a produção e a gestão da energia elétrica exige uma maior eficiência. Contudo, a rede elétrica atual funciona de forma unidirecional e é estruturada com base numa hierarquia. No topo da cadeia situam-se os sistemas de produção de energia elétrica, que pelo sistema de transmissão, transmitem a energia as subestações que por sua vez a passam aos sistemas de distribuição que se responsabilizam pelo fornecimento de energia às cargas dos utilizadores (Figura 1.3). Neste sistema, apenas as quatro primeiras camadas comunicam e controlam o fluxo de energia elétrica [5]. Assim sendo, o sistema está sobredimensionado para dar resposta à demanda de energia em momentos de extremo consumo por parte dos utilizadores, o que corresponde apenas a 5% do tempo utilizado [6]. A rede elétrica atual, para além desta gestão, é sensível a instabilidades de tensão bem como de frequências e possui perdas ao longo das linhas de transmissão. Apesar das quatro camadas iniciais controlarem o fluxo, não há possibilidade de implementar técnicas mais complexas que permitam uma melhor adaptabilidade a variações de carga e reconfigurações dinâmicas da rede elétrica em caso de falhas em algum ponto. Não obstante, não é ideal para *renewable energy sources* (RES) pois não permite um controlo total sobre as mesmas, em que muitas vezes a energia produzida não é aproveitada, muitas vezes por falta de *energy storage systems* (ESS) [5].

A rede elétrica inteligente, denominada de *smart grid* (SG), é um paradigma em evolução que vem mitigar grande parte das desvantagens referenciadas, e que junta a rede elétrica com tecnologias de comunicação e informação. Numa perspetiva de SG, será possível um fluxo de energia bidirecional de energia em quase toda a rede, excluindo os sistemas de geração de energia que apenas terão fluxo unidirecional. Esta rede, possibilita um controlo das cargas acopladas, assim criando uma maior flexibilidade para a integração de RES e ESS distribuídas com vista melhorar a qualidade da energia elétrica (QEE).

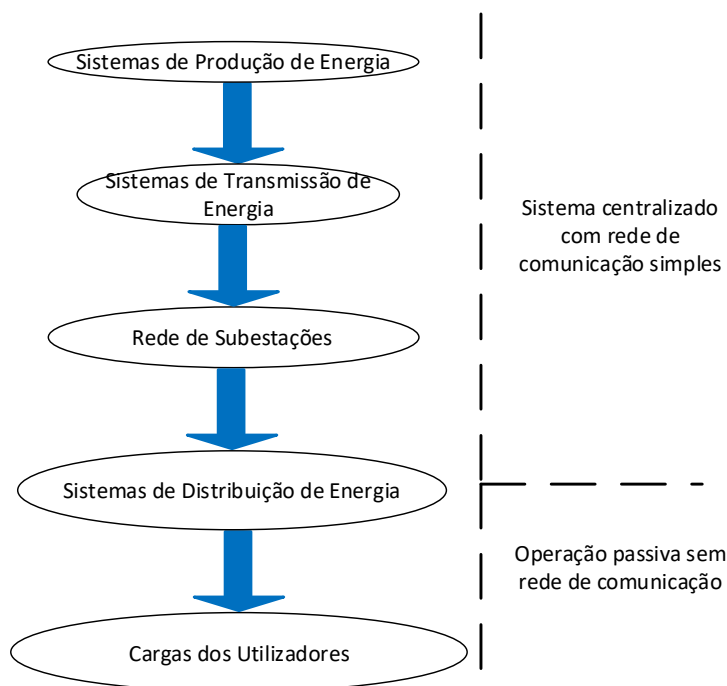


Figura 1.3. Estrutura da rede elétrica existente.

A grande diferença entre a SG e a rede elétrica atual é a existência de partilha de dados em tempo real entre todos os equipamentos acoplados à rede. Esta comunicação é bidirecional e é permitida através de dispositivos *wireless* (WiFi, ZigBee, Bluetooth, entre outros) integrado nos equipamentos e em todos os nós da SG [7]. Posto isto, é possível regular o seu controlo no local ou remotamente, bem como a partilha de dados em tempo real. Também é necessário implementar instrumentos de medição avançados, denominados de *smart meters*, com as características previamente mencionadas [8][9]. Deste modo é possível a medição de consumos e, em conjunto com os equipamentos atualmente presentes na rede equipados com tecnologias de comunicação e informação, consegue-se um controlo total sobre a SG.

Esta constante evolução das tecnologias permitiu às casas, que contribuem largamente para o consumo energético, a evolução para *smart homes* (SH). Este conceito está a ser introduzido aos poucos em casas recém construídas e também em casa mais antigas que pretendem ficar a par do desenvolvimento tecnológico. A SH proporciona um controlo total sobre as cargas, pois estão

conectadas à mesma rede *wireless* ou *ethernet*. Este conceito é idealizado para integração de RES ou até mesmo ESS, pois consegue-se uma total gestão da energia da casa. Este sistema dimensionado para casas, é bastante confortável para o utilizador devido ao facto de que a gestão da sua SH pode recorrer ao uso de uma aplicação no telemóvel ou de um painel de controlo remoto, para executar o controlo das suas cargas e balanço da energia consumida [5][10].

Contudo, as SH apresentam oportunidades tanto para a SG como para o utilizador. A SG e a SH partilham o mesmo conceito relativamente ao controlo absoluto e partilha de dados sobre os equipamentos englobados. Posto isto, a microgeração em ambiente doméstico, passa a ser de grande importância. A possibilidade de existir uma RES numa SH, e/ou um ESS, tal como um veículo elétrico, apresenta novas oportunidades para a SG. Estas vantagens traduzem-se na redução da necessidade, em horas de grandes demandas de energia, de recorrer a centrais de energia distantes pois as SHs também admitem a possibilidade de armazenar energia em horas de bastante produção. Esta combinação oferece uma melhor gestão de energia por parte da SG [8].

Este conjunto de meios facilita ao utilizador o acesso aos seus perfis de consumos ou produção. No caso das empresas distribuidoras, o facto de os equipamentos estarem todos conectados à mesma rede de comunicação, vem possibilitar o controlo sobre os equipamentos associados à SG e a implementação de softwares de demanda e resposta, que permitem ao utilizador uma decisão em tempo real de quando usar ou não energia, pois o preço será taxado em tempo real. Desta forma, consegue-se obter melhores preços, uma melhor gestão de recursos, facilidade de deteção de falhas, redução das perdas devidas às longas distâncias nas linhas de transmissão e uma maior fiabilidade da rede [11].

Num futuro das SGs em conjunto com as SHs [12][13], prevêem-se conceitos tais como:

- Reparação rápida: A recolha de dados em tempo real permitirá uma melhor análise de dados ao longo do tempo conseguindo assim prever, procurar e resolver problemas de uma forma mais eficaz, conhecida na literatura por *self-healing*;
- Incentivo ao envolvimento por parte do consumidor: Com a implementação de sistemas com comunicação bidirecionais, o consumidor consegue uma melhor gestão dos seus equipamentos e gestão energética da sua SH, consequência de conseguir visualizar tarifas em tempo real;
- Uso de RES e ESS distribuídos;
- Maior eficiência: A SG, com recurso a RES e ESS, permite uma melhor gestão da energia em momentos de elevada demanda.

1.3 Veículo Elétrico

Os VEs remontam aos finais dos século XIX onde os primeiros protótipos desenvolvidos baseavam-se em baterias de ácido-chumbo para o sistema de armazenamento de energia e em motores DC para o sistema de tração [14]. Entre 1900-1910, nos Estados Unidos da América, 38% dos veículos em circulação eram elétricos. Verificou-se também um acréscimo deste mercado em todo o mundo, pois houve uma aposta no desenvolvimento desta tecnologia. No entanto, aquando o aparecimento do primeiro veículo com motor de combustão interna comercializado, face aos seus preços competitivos e às grandes autonomias comparativamente aos VEs, o desenvolvimento da indústria automóvel mudou o seu foco. Este desenvolvimento proporcionou um crescimento, durante o século XX, do desenvolvimento de tecnologias para veículos com motor de combustão interna. Consequentemente o veículo elétrico foi praticamente posto de parte no sector automóvel comercial [14].

Com a recente necessidade da redução dos gases efeito estufa, o constante aumento do preço dos combustíveis e os recentes desenvolvimentos das tecnologias de baterias e sistemas de eletrónica de potência desenvolvidos para os VEs, permitem que os VEs apresentem autonomias cada vez mais elevadas, bem como uma maior eficiência da energia utilizada. Estes avanços proporcionam a diversas empresas o incentivo de retomarem a aposta neste sector automóvel. Assim, existem três principais tecnologias de VEs, categorizadas por VEs híbridos (HEV), os VEs híbridos *plug-in* (PHEV) e os VEs a baterias (BEV) [15].

Os HEVs dispõem de um motor de combustão interna e um motor elétrico auxiliar ligado a uma bateria de baixa capacidade. Este motor elétrico dá apoio ao motor de combustão, diminuindo assim os consumos e a emissão de GEE. Não é possível realizar o carregamento direto da bateria, contudo recorre-se à travagem regenerativa para executar tal função. No caso dos PHEVs, o motor a combustão continua a estar presente e é empregue um banco de baterias recarregáveis com maior capacidade, comparativamente aos HEVs, o que se traduz numa maior autonomia e a possibilidade do utilizador efetuar o carregamento das baterias sempre que necessário. Nos BEVs, denominados por veículos de zero emissão de GEE, apenas se recorre a motores totalmente elétricos. Para proporcionar uma adequada autonomia nos BEVs, existe a necessidade da utilização de *packs* de baterias com elevada densidade de energia [15][16][17].

Com esta recente reforma do setor automóvel, os PHEVs bem como os BEVs, procuram efetuar o carregamento das suas baterias nas residências dos proprietários, no local de trabalho, em postos espalhados pelas cidades, bem como nas autoestradas. Atualmente existem métodos de carregamento condutivos e indutivos. Nos métodos condutivos, é necessária uma fonte de energia, a

qual é ligada à bateria, através de um condutor a fim de realizar o carregamento. Nos métodos indutivos é executada a transferência de energia sem contacto direto, ou seja, a transferência é realizada sem fios [18]. Os postos de carregamento a que os utilizadores recorrem para recarregar os seus VEs são classificados como *slow charge* para potências inferiores a 3,7 kW, normais para potências superiores a 3,7 kW e inferiores a 22 kW, e rápidos para potências superiores a 22 kW [19].

Em 2018, após o desenvolvimento tecnológico nesta área, aliado à preocupação ambiental, ocorreu no mundo, uma subida de cerca de 50% na quantidade de VEs face a 2017, resultando num total de cerca de 1,975 milhões de VEs em circulação (considerando PHEV e BEV). Neste mesmo ano, em Portugal, circulavam cerca de 8 mil VEs, uma subida de cerca de 50% no total de VEs, relativamente a 2017. Contudo, esta nova oportunidade para a mobilidade elétrica e a sua rápida propagação, não prescinde de um certo cuidado, pois acarreta consequências tanto para o meio ambiente como para a rede elétrica [20].

No que concerne o meio ambiente, e em comparação com os carros convencionais, cerca de 90% dos GEE emitidos pelos VEs, dizem respeito tanto à produção como ao desmantelamento dos mesmos. No processo de fabricação e desmantelamento, as matérias-primas utilizadas nas baterias são a maior fonte de poluição do meio ambiente. Os restantes 10% dizem respeito à circulação do veículo. Este valor depende diretamente do método empregue para a geração de energia elétrica. Caso seja proveniente de uma RES esta percentagem pode ser praticamente eliminada [21].

Do ponto de vista da rede elétrica, a introdução em massa de VEs pode acarretar problemas de QEE. Estes problemas são causados pelas tecnologias aplicadas nos sistemas de carregamento. Quando os VEs são conectados através de sistemas de carregamento não controlados (do ponto de vista da rede elétrica), além da possibilidade de sobrecarga da rede (no caso da introdução em massa), entre outros problemas, verifica-se um aumento da taxa de distorção harmónica da corrente. Este tipo de carregamento, baseia-se num consumo de corrente não sinusoidal (cargas não lineares) que contribui para a poluição da rede. De forma a mitigar este problema, é necessário que os sistemas de carregamento consumam corrente sinusoidal, de forma a não prejudicarem a rede elétrica com harmónicos de corrente [22].

Contudo, as baterias dos VEs e os seus sistemas de carregamento não apresentam apenas desvantagens, sendo que têm potencial como um ESS distribuído. Esta capacidade de acumular energia, proporciona a oportunidade de integrar estes sistemas com a rede elétrica, numa rede de microgeração ou, num futuro próximo, numa SG. Combinado com RES, é possível implementar

técnicas de *peak-shaving* ou *load-shifting*, de forma a aproveitar ao máximo a energia gerada de uma forma sustentável [23].

1.4 Enquadramento

No quotidiano é impossível prescindir do conforto que a tecnologia permite. Desde as habitações que estão equipadas com diversos equipamentos eletrónicos, às empresas e indústrias que utilizam tecnologias avançadas e adequadas ao seu propósito, até ao setor dos transportes, onde é impensável uma falha de energia duradoura. Com a evolução da tecnologia, conseguiu-se eletrificar o planeta, permitindo uma produção contínua de energia a partir de diversas fontes de produção. Contudo, o aumento do consumo de energia está implícito, o que consequentemente traduz-se no aumento da necessidade de elevar a produção de energia elétrica. Existem diversas infraestruturas de geração, tais como fontes de energia não renováveis (combustíveis fósseis) e fontes de energias renováveis (por exemplo, hídricas, eólicas e solar) passíveis de dar resposta a esta demanda.

O paradigma da SG pode oferecer uma boa resposta ao aumento da produção e à gestão da energia. Contudo as fontes de energia renováveis não conseguem gerar energia continuamente, o que impossibilita serem autossuficientes. As RES juntamente com ESS, conversores de eletrónica de potência e sistemas de medição avançados, todos eles interligados através de uma rede de comunicação, tornam possível atingir uma maior sustentabilidade entre produção e consumo de energia, aumentando a fiabilidade e a qualidade da energia elétrica.

Atualmente, no sector energético, a industria dos transportes é responsável por cerca de 30% do consumo total de energia mundial, onde mais de 80% dessa energia provém de combustíveis fósseis [24]. Mediante os factos previamente apresentados, verifica-se que mais uma vez a poluição global está implícita. Cria-se assim a necessidade de reduzir o uso do petróleo e a emissão de gases de efeito estufa. Uma solução para mitigar este problema neste sector, passa pela aposta na mobilidade elétrica. Existem vários segmentos de aposta desde comboios elétricos, bicicletas elétricas, veículos a células de combustível (*fuel-cells*), mas atualmente a escolha passa pelos VEs.

Os veículos particulares, que usualmente são utilizados para deslocações entre casa e o trabalho, estão, em regra geral, parados a maior parte da sua vida útil [25]. No caso dos VEs, existe a oportunidade do modo de operação *vehicle-to-grid* (V2G), que consiste na injeção de energia da bateria na rede elétrica. Este modo, acarreta grandes vantagens, nomeadamente quando o VE é encarado como um ESS. Existe assim a possibilidade de uma interação dinâmica entre VEs e rede. A combinação de SHs com VEs, permite que cada utilizador possa implementar um sistema de

microgeração de energia na sua habitação. Esta capacidade do sistema de carregamento ser bidirecional recai no conceito da SG. Permite assim que SG consiga uma melhor gestão da energia com a obtenção de energia através das RES, armazenando-a nas baterias dos VEs [26].

Hoje em dia, grande parte dos equipamentos eletrónicos aplicados a nível residencial, empresarial ou industrial, são cargas não lineares que consomem correntes não sinusoidais e apresentam fatores de potência baixos. Estes equipamentos, são a causa de grande parte dos problemas de QEE tais como harmónicos de corrente, *sags*, *swells*, *flickers* e muitos mais. Estes acontecimentos deterioram a rede elétrica e acarretam riscos para equipamentos mais sensíveis [27]. Não obstante a tais problemas, sabe-se que os VEs também contribuem para estas situações. Os carregadores dos VEs, consomem correntes não sinusoidais e com reduzido fator de potencia [28]. Uma das formas de mitigar estes problemas passa pela aplicação de Filtros Ativos Paralelos (FAP) de potência que são capazes de aumentar o fator de potencia, injetar potência reativa de forma a compensar harmónicos de corrente e passíveis de serem integrados em conjunto com os sistemas de carregamento [27].

Tendo em conta o descrito, esta dissertação tem como objetivo desenvolver um equipamento para uma SH, que realiza a interface com VEs. Será também implementada uma interface com uma fonte de energia renovável, desenvolvida no âmbito de outra dissertação. A topologia a ser implementada, engloba quatro diferentes modos de operação, com a possibilidade de combinar modos de funcionamento para operarem em simultâneo. O contributo principal desta proposta é a possibilidade do carregamento das baterias do VE diretamente da fonte de energia renovável, aumentando assim a eficiência total do equipamento como demonstrado em [29]. De forma a não contribuir para os problemas de QEE, a interface com a rede é efetuada de forma controlada, com o objetivo de garantir que a corrente seja sinusoidal e o fator de potência unitário.

Este equipamento apresenta vantagens para uma SH, num contexto de microgeração, possibilita a integração de VEs com energias renováveis e a gestão da energia numa falha da rede e uma melhor QEE a nível residencial. Para a SG, existe a possibilidade de interação com outras SHs e RES conseguindo uma melhor sustentabilidade e gestão da energia.

1.5 Motivações

Considerando a preocupação ambiental, bem como o desenvolvimento de tecnologia sustentável, esta dissertação tem como base os VEs, os seus respetivos sistemas de carregamento e a incorporação dos mesmos numa SH englobada numa SG. Posto isto, a integração de RES é indispensável para uma otimização do sistema.

Perante esta situação, a junção de VEs com RES em SHs, traz vantagens à rede elétrica tendo em vista o desenvolvimento desta para uma SG. De forma a oferecer o melhor desempenho, sem acrescentar aos problemas de QEE, é necessário que o sistema de carregamento proporcione um consumo de corrente sinusoidal e fator de potência unitário. A possibilidade de operar em modo bidirecional aumenta as suas funcionalidades, a fim de permitir uma melhor gestão de energia e interação com a SG.

Desta forma, numa SH existe a preocupação de existir uma instalação adequada à integração de sistemas de carregamento para VEs com RES, mais propriamente energia solar fotovoltaica. A existência de um equipamento que ofereça essa instalação, facilita a propagação desta tecnologia de uma forma a otimizar a rede elétrica em evolução para uma SG.

Posto isto, esta dissertação tem como motivação o desenvolvimento de tecnologia na área de eletrónica de potência, mais propriamente de conversores de eletrónica de potência, que permitam uma melhor gestão da energia numa SH e melhor QEE na área da mobilidade elétrica. O autor, a um nível pessoal, também pretende usufruir da oportunidade de poder contribuir com tecnologia para as SG, um conceito ainda em fase de desenvolvimento.

1.6 Objetivos da Dissertação

O objetivo deste projeto conjunto é o desenvolvimento de um equipamento que permite a ligação à rede elétrica e que realize interface com PVs e baterias de um VE. Para tal no seguimento desta dissertação apenas é desenvolvido o conversor CA-CC de interface a rede elétrica e o conversor CC-CC bidirecional de interface às baterias do VE. Posto isto os objetivos desta dissertação são:

- Levantamento do estado da arte relativo a tecnologias de baterias e relativo a conversores de eletrónica de potência para sistemas de carregamento;
- Desenvolvimento de simulações computacionais para a validação da topologia proposta para o equipamento;
- Desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional para interface com as baterias do VE e de um conversor CA-CC para a interface com a rede elétrica, bem como todas as placas de circuito impresso necessárias ao correto funcionamento dos mesmos;
- Testar e validar experimentalmente todos os conversores individualmente, bem como simultaneamente nos modos de operação;

1.7 Organização da Dissertação

A presente dissertação encontra-se repartida em oito capítulos.

No Capítulo 1, é apresentado o contexto energético no mundo e em Portugal, é feita a introdução dos temas sobre SGs, SHs e VEs, assim como o enquadramento dos temas e a motivação para esta dissertação.

No Capítulo 2, são descritos os conceitos básicos sobre baterias, bem como tipos de baterias empregues nos VEs, o modelo elétrico usado na eletrónica para dimensionamento de variáveis e simulações computacionais e métodos de carregamento de baterias.

No Capítulo 3, é apresentado o estado da arte relativo a conversores CA-CC não isolados, conversores CC-CC e ainda as respetivas técnicas de modulação PWM, de controlo de corrente e teorias de potência. Ainda são descritas tecnologias emergentes no mercado da eletrónica de potência.

No Capítulo 4, depois de um estudo bibliográfico relativo ao tema da dissertação, é exibido o modelo de simulação computacional, os modos de funcionamento do equipamento e o sistema de controlo empregue para o correto funcionamento dos conversores. Por fim é apresentado os resultados das simulações referentes a cada conversor e referentes à total integração do sistema.

No Capítulo 5, após a validação das simulações, são descritos os sensores utilizados bem como as placas de circuito impresso desenvolvidas para fazer condicionamento dos sinais, proteção e comando. Está exposto também o desenvolvimento das placas de circuito em impresso relativa aos conversores CA-CC e CC-CC e *drivers*, sendo também descrito o dimensionamento de todos os componentes, bem como toda a integração do sistema.

No Capítulo 6, está descrito a validação experimental do hardware e software relativo a cada um dos conversores bem como todos os modos de funcionamento do protótipo.

No Capítulo 7, é feita uma conclusão de todo o trabalho efetuado nesta dissertação e perspetivas para um trabalho futuro.

Capítulo 2

Sistema de Armazenamento de Energia nos Veículos Elétricos: Baterias

2.1 Introdução

Neste capítulo são abordados conteúdos relativos a baterias eletroquímicas nos VEs. Introduzem-se conceitos sobre o modo de funcionamento das baterias e termos aplicados às mesmas. Posterior a esta introdução são analisados os tipos de baterias mais recorrentemente utilizados nos VEs, bem como os respetivos modelos elétricos e técnicas de carregamento.

2.2 Conceitos Básicos

As baterias são categorizadas como elementos armazenadores de energia que operam com tensão constante (CC) e armazenam a energia elétrica sob a forma de energia química. Genericamente são constituídas por um cátodo, um ânodo e um eletrólito. O cátodo é um eletrodo com falta de eletrões e o ânodo com excesso de eletrões, regra geral, ambos fabricados em metal, existindo também noutros matérias a base de polímeros. O eletrólito apresenta-se como uma solução química embebida com os eletrodos de forma a proporcionar uma passagem para os eletrões [30].

Quando uma bateria não está conectada a qualquer carga, revela-se um sistema estável relativamente às reações químicas que nela ocorrem. De forma a despoletar as reações químicas das baterias, é necessário ligar uma carga à bateria ou no caso de ser recarregável, ligar um carregador. A conversão de energia química em energia elétrica, ocorre através de um processo químico denominado por redução-oxidação (*redox*) [31]. Constata-se que nos eletrodos, no primeiro processo ocorre a perda de eletrões e no segundo o ganho dos mesmos.

Nas reações químicas, a temperatura é um fator a ter em consideração. Estas reações são diretamente influenciadas pela temperatura ambiente e pela própria temperatura da bateria. Para evitar funcionamentos indesejados é definido pelos fabricantes uma temperatura máxima e mínima de operação para tipo de bateria. De forma a que o carregamento/descarregamento seja feito de forma segura e sem deterioração da bateria, visando preservar vida útil, é necessário que a temperatura

ambiente, assim como a da bateria, não seja nem inferior nem superior às temperaturas recomendadas de operação [32].

Cada bateria é constituída por uma célula individual ou um conjunto de várias células dependendo da tecnologia da bateria ou da aplicação final. Exemplificando, uma bateria de ácido-chumbo de 12 V possui seis células em série de forma a perfazer os 12,6 V [32]. Existe assim a necessidade de associar as células e conjuntos de baterias (*packs* de baterias), em série, paralelo ou série-paralelo, para se obter os valores de tensão, corrente e capacidade desejados.

No caso dos VEs, os *packs* de baterias quando configurados em série permitem obter uma tensão mais elevada. Quando o *pack* trabalha com grandes valores de corrente (*C-Rate* maior) e com diferentes temperaturas ao longo do mesmo, a tensão aos terminais de cada bateria pode variar pois existem diferenças tanto a nível de resistência interna como de capacidade entre elas. Esta situação, permite que a profundidade de descarga de cada bateria seja diferente e mais acentuada, levando assim a uma redução da vida útil do *pack*. Relativamente às configurações em paralelo, e considerando as pequenas diferenças entre as características internas das baterias do mesmo tipo, com o aumento do número de ciclos de carga e descarga realizados, estas diferenças, traduzem-se em desequilíbrios de corrente em cada bateria, ou seja, a carga de cada bateria será diferente. Estes desequilíbrios de corrente, são um fator que permite ao *pack* operar em diferentes temperaturas. Estes dois efeitos conjugados provocam uma rápida degradação do *pack* [33].

Outro método utilizado para dimensionar os *packs* de baterias, além dos referidos, é dimensioná-los em série-paralelo de forma a atingir a tensão, corrente e capacidade requerida. Existem várias soluções para se obter estas conexões, nomeadamente recorrer a pequenos *packs* de baterias conectados em paralelo para se atingir a corrente necessária e, posteriormente, recorrer a conexões em série, de forma a atingir a tensão necessária para o funcionamento do VE. Estas topologias, são analisadas em ambiente laboratorial, através de simulações computacionais e experimentalmente de forma a se controlar de uma melhor forma a temperatura, cargas/descargas e ciclos de carga, tendo como objetivo prolongar a vida útil, tanto de cada bateria a nível individual, bem como da totalidade do *pack* do VE [34].

Após uma pequena introdução sobre o funcionamento das baterias e das suas interligações, é necessário ter em conta alguns dos parâmetros relativamente às mesmas. São então apresentadas algumas definições relativas a conceitos já mencionados anteriormente, bem como a introdução de conceitos ainda não abordados.

2.2.1 Ampère-hora

A capacidade de uma bateria, designa-se por ampere-hora (Ah) e correspondente à carga existente nela. Sabe-se que a carga existente numa bateria é dada pela equação (2.1). A fim de relacionar a energia de uma bateria com a sua carga, substitui-se na equação (2.2) por (2.1) e obtém-se (2.3), que demonstra a relação entre a tensão de uma bateria a sua capacidade (Ah). Posto isto, é possível, através de (2.3), calcular a energia de uma bateria apenas com os dados disponibilizados pelo fabricante, para uma dada bateria [30]. É necessário converter qualquer medida de tempo para segundos pois a carga (Q) é dada em As.

$$\text{Carga} = \text{Corrente} \cdot \text{Tempo} \quad (Q = I \cdot t) \quad (2.1)$$

$$\text{Energia} = \text{Potência} \cdot \text{Tempo} \quad (2.2)$$

$$\text{Energia} = \text{Carga} \cdot \text{Tensão} \quad (2.3)$$

2.2.2 C-Rate

Este termo é bastante referido na literatura não como a unidade C (coulomb), de carga, mas como uma designação para a quantidade de corrente que está a ser carregada/descarregada. Assim, uma bateria com a taxa de 1C carrega/descarrega com uma corrente nominal de 10A durante uma hora, então 10C significa que existirá dez vezes mais corrente envolvida. Caso se represente por C/2, significa que apenas haverá metade da corrente na carga e descarga [30].

2.2.3 Auto-descarga

A auto-descarga de uma bateria ocorre, pois apesar de a bateria não ser utilizada, continuam a existir pequenas reações químicas que libertam pequenas quantidades de energia que está armazenada. Assim, uma bateria não utilizada por um determinado período de tempo sofre de uma determinada *Depth-of-Discharge* (DoD) normalmente incluída no *datasheet* da bateria [35].

2.2.4 State-of-Charge (SoC) e Depth-of-Discharge (DoD)

O SoC de uma bateria é o rácio entre a capacidade atual e a capacidade nominal da bateria dado em percentagem. Existem alguns fatores que influenciam o SoC, tais como o *C-rate* envolvido, na carga/descarga, temperatura, resistência interna, auto-descarga, e a capacidade da mesma ao longo do tempo [35].

O SoC pode ser estimado recorrendo a métodos tais como, o método de descarga, o método de contagem de *Coulomb*, método de tensão em circuito aberto, método *sliding mode observer*, uso de modelos matemáticos, métodos envolvendo redes neuronais, cálculo da resistência interna e o aplicação do filtro de *Kalman* [36].

O DoD é o inverso do SOC, assim representa a percentagem de energia descarregada [30]. A DoD é um dos fatores mais relevantes em termos de conservação da bateria, pois a partir de uma determinada percentagem ocorrem reações químicas irreversíveis dentro da bateria, acelerando a sua deterioração [37].

2.2.5 Densidade de Potência e Energia

A densidade de energia, representa a quantidade de energia por cada quilograma da bateria e é dado por Wh/kg. A densidade de potência, de uma forma similar, representa a quantidade de potência da bateria por cada quilograma, designado por W/kg. Os dois conceitos, embora parecidos, não exibem o mesmo valor. Pode ser possível existir bastante potência por cada quilograma, possibilitando uma libertação de corrente mais elevada, no entanto pode existir pouca energia envolvida por quilograma [38].

2.2.6 State-of-Health (SoH)

Quando se aplicam baterias em alguma aplicação, torna-se essencial estender ao máximo a vida útil da bateria para a mesma se tornar o mais rentável possível. O SoH é geralmente utilizado para representar a percentagem de capacidade inicial, isto é, o momento em que a bateria é utilizada pela primeira vez, em relação à capacidade atual da bateria ou em termos de aumento da resistência interna nesse instante inicial.

Os fatores que influenciam o estado de uma bateria, para além da temperatura, são a quantidade de ciclos de carga/descarga, o uso de grandes *C-rates* nos mesmos, a DoD que atingem os ciclos e a idade da mesma. À medida que a bateria é utilizada, existe uma diminuição na energia das reações químicas. O conceito de auto-descarga, é um fator que também influencia a vida útil da mesma.

De forma a se poder determinar o SoH recorre-se a métodos de contagem de *Coulomb*, *open circuit voltage* (OCV), *electrochemical impedance spectroscopy* (EIS), *support vector machine* (SVM), redes neuronais, filtros de Kalman, entre outros [37].

2.3 Tecnologias de Baterias

No conceito das baterias eletroquímicas, existem diversas variantes, desde dimensões reduzidas a dimensões superiores, com muita ou pouca tensão, com mais ou menos capacidade e desenvolvidas através de diferentes tecnologias. Posto isto, no setor dos VEs as baterias têm requisitos ideais para a sua escolha tais como, alta densidade energia e potência, vida útil extensa, altas temperaturas de operação, pouca ou nenhuma manutenção, fácil monitorização, seguras e fiáveis, sem efeito de memória e não poluentes. Assim, é possível compreender que não existam baterias nas quais todas estas características sejam cumpridas [39]. Contudo, verifica-se que certas baterias possuem algumas destas características. Apresenta-se então as tecnologias de baterias maioritariamente empregues nos VEs.

2.3.1 Baterias de Ácido-Chumbo

As baterias de ácido-chumbo são uma tecnologia bastante amadurecida, as primeiras aparições a nível comercial remontam para o final do século XIX [40]. É maioritariamente utilizada como bateria de arranque nos veículos a combustão, HEV e PHEV. No entanto foram as primeiras a serem empregues nos primeiros VEs [41]. Como previamente descrito, são constituídas por dois elétrodos, em que o positivo é embebido em dióxido de chumbo (PbO_2) e o negativo de chumbo (Pb). O eletrólito é composto de uma solução de ácido sulfúrico. Cada célula apresenta uma tensão de 2,1 V, assim numa bateria de 12,6 V existem seis células [32]. No mercado atual, existem cinco tipos principais de baterias de ácido-chumbo. Designam-se por *flooded*, *sealed*, *Valve Regulated Lead Acid* (VRLA), *Absorbed Glass Matte* (AGM), *GEL*. As mais empregues nos veículos são as *flooded*. Regra geral não necessitam de manutenção pois o fabricante assegura uma quantidade de ácido sulfúrico suficiente para um uso normal. No entanto algumas destas baterias permitem a realização da manutenção da mesma [42]. As baterias de chumbo ácido possuem uma DoD de cerca de 70% , uma percentagem de auto descarga de 2% a 5% por mês e permitem grandes *C-Rates* [43][44]. Aliado à baixa densidade de energia faz com que não sejam apropriadas serem utilizadas tanto em PHEVs como em BEVs [36][41]. Atualmente 98% deste tipo de baterias são recicladas, reaproveitando-se o chumbo, plástico e o eletrólito [32].

2.3.2 Baterias de Níquel (NiCad e NiMH)

As baterias recarregáveis com base em níquel atualmente presentes no mercado, são as de níquel-cádmio (NiCd ou NiCad) e de hidreto metálico de níquel (NiMH). De um ponto de vista construtivo,

são ambas iguais, existindo diferença apenas no ânodo da célula. O eletrólito é uma solução alcalina de hidróxido de potássio [45]. Cada célula gera uma tensão de 1,2 V aproximadamente, igual às células de NiCad [30][45].

A bateria de NiCad foi a primeira a aparecer no mercado. Permite um DoD de 100% e uma auto-descarga de 5% a 20% por mês [43]. Estas são também afetadas pelo efeito de memória quando são efetuados ciclos de carga e descarga parciais repetidamente, baixando a sua capacidade total [30][32][46]. Devido à sua baixa densidade de energia, apenas é utilizada em HEVs [38]. Para além destas características, o cádmio é uma substância dispendiosa, tóxica e cancerígena para o ser humano [30]. Apesar de possuírem três vezes mais ciclos de carga que as baterias de NiMH, possuem duas a três vezes menos densidade de energia [32][45]. Assim, as baterias de NiMH são uma melhor solução tanto para HEVs como para PHEVs, pois são mais seguras (não usam materiais tóxicos), são reduzidas e cilíndricas para a mesma densidade de energia que as de NiCad, contando também com uma boa resposta térmica [21][45]. No entanto, apesar destas vantagens também sofrem de efeito de memória e de uma grande auto-descarga mensal de cerca de 5% a 30% [30][38]. É também possível reciclá-la totalmente, reaproveitando-se o plástico e os metais (principalmente o níquel). Ambas as baterias de NiCad e NiMH necessitam de ser utilizadas mensalmente, caso contrário, os efeitos químicos indesejados podem causar efeitos irreversíveis, impossibilitando o seu recarregamento [38].

2.3.3 Baterias de Lítio

As baterias de lítio recarregáveis são constituídas pelo cátodo, construído a partir de um óxido metálico de lítio, o ânodo construído a partir de grafite ou um composto de carbono, o eletrólito construído a partir de sais de lítio e solventes orgânicos e os separadores construído a partir de membranas microporosas. O eletrólito e os separadores permitem a passagem dos iões de lítio sem que ocorra o curto-circuito entre os elétrodos [41]. Existem dois tipos de baterias de lítio, as de iões de lítio (Li-Ion) e através do seu desenvolvimento criaram-se as de *lithium polymer* (Li-Po). Nestas, ao invés de um eletrólito, é aplicado um polímero sólido não inflamável, que permite a redução do peso total, pois não necessita de um encapsulamento rígido, aumentando por sua vez a densidade de energia total da bateria [42].

O lítio é o metal mais leve da tabela periódica, possui a maior densidade de energia e também é bastante reativo, corrosivo e inflamável [32]. Este fator, requer a ter em conta problemas de segurança. É necessária uma constante monitorização das células e a existência de proteções para sobretensões, sobre correntes, subtensões e subcorrentes. Uma grande temperatura, sobrecarga ou sobre descarga,

pode levar a problemas térmicos fatais, tais como sobreaquecimento, fogo ou até mesmo explosão [36][41].

Todavia, as baterias de lítio são a escolha maioritária em todo o tipo de VEs, principalmente em PHEVs e BEVs, pois, comparativamente a outras tecnologias de baterias, possuem uma alta densidade de energia, contam com elevados *C-rates* e ainda uma percentagem baixa de auto-descarga, na ordem de 1% por mês [43][47]. Esta tecnologia não possui efeito de memória, no entanto a sua utilização faz o lítio perder propriedades, reduzindo assim a sua capacidade total [36][41]. Uma desvantagem deste tipo de tecnologia é o facto de apenas existir em reduzidas dimensões (pilhas, prismas e retângulos) [36].

No mercado atual de baterias de lítio existem diversas derivações das Li-Ion e das Li-Po. Consistem na dopagem do cátodo com mais elementos, de forma a aumentar a sua condutividade, eficiência, estabilidade em termos de temperatura e densidade de energia. Alguns desses materiais combinados com o lítio são o óxido de cobalto, fosfato de ferro, óxido de níquel-magnésio-cobalto e titânio [36]. A tensão de cada célula, devido a diferentes dopagens, tem diferentes valores dentro de uma escala de 3,6 V a 4,2 V.

Esta tecnologia, tal como outras distintas, têm associados problemas ambientais devido aos materiais utilizados na dopagem do cátodo e do próprio lítio. Estes problemas estão associados com esgotamento de recursos, toxicidade para o ambiente e para a população, principalmente em ambiente de manufatura [36][41]. Apesar destas preocupações é possível a reciclagem dos materiais.

2.4 Modelo Elétrico de uma Bateria

No desenvolvimento de qualquer sistema de eletrónica, é necessário planear, estruturar e validar o sistema antes de se implementar o mesmo. No caso das baterias é necessário analisar modelos das mesmas, de forma a realizar uma interpretação de como o comportamento de um *pack* se altera ao longo do tempo tanto termicamente como eletricamente. Posto isto, foram desenvolvidos modelos eletroquímicos, elétricos, térmicos, mecânicos e combinações de todos estes [40][48]. Cada um destes modelos têm diferentes variantes, de forma a se conseguir simular, analisar e equacionar as diferentes variáveis presentes nas baterias.

Neste subcapítulo apenas serão analisados três modelos elétricos equivalentes genéricos de baterias que permitem realizar a simulação computacional dos mesmos de forma a providenciar melhor validação do sistema de controlo e de carregamento. Estes modelos, semi-empíricos, dividem-se em

duas etapas antes de se proceder aos cálculos das variáveis de saídas. Na primeira etapa realiza-se uma caracterização das variáveis iniciais, tais como a capacidade, tensão em circuito aberto e, na segunda etapa, a deliberação dos parâmetros da bateria como resistência interna, SoC, SoH.

Na Figura 2.1 está representado o modelo mais simples da bateria onde apenas se contempla a tensão em circuito aberto, designado também por modelo ideal. É utilizado numa primeira fase de planeamento, pois não se considera os parâmetros internos da baterias, o que impossibilita a análise das suas variações ao longo do tempo [49].

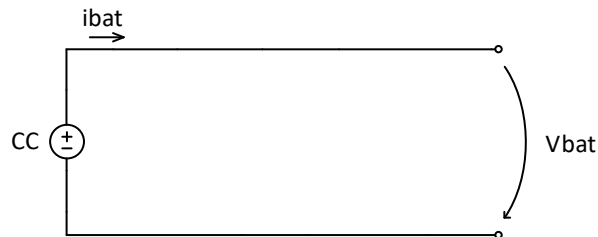


Figura 2.1. Modelo elétrico ideal da bateria.

O modelo linear está representado na Figura 2.2, é constituído pela tensão em circuito aberto juntamente com a resistência interna da bateria. Este modelo não permite a análise das características internas da bateria. Representa apena a tensão quando esta num estado de descarga ou carga. É possível otimizar este modelo, se a resistência e a tensão variarem com o SoC [50].

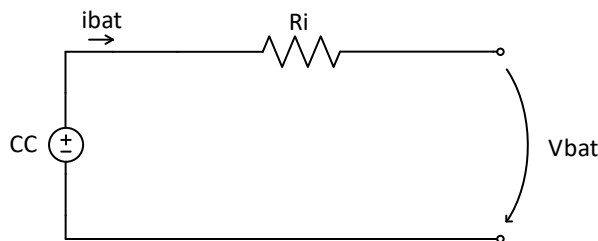


Figura 2.2. Modelo elétrico linear da bateria.

O modelo de primeira ordem, ou também designado por modelo de Thevenin, ilustrado na Figura 2.3, é um modelo simples onde já se representa as características relativamente à construção interna da bateria. A resistência interna é equivalente ao valor resistivo presente nos contactos, eléctrodos e electrólito da bateria. O circuito RC representa as reações químicas nos eléctrodos, de uma forma mais simplificada, permite uma representação do SoC da bateria. No entanto estes valores de resistência deveriam variar com o SoC e a temperatura envolvida para se realizar uma análise mais detalhada [48].

Para além destes três modelos, existem diversos outros modelos baseados no anterior onde estão presentes mais circuitos RC, elevando assim a ordem do modelo e aproximando cada vez mais de

uma situação real, relativamente ao SoC e ao SoH, tal como pode ser analisado em [37][48]. Para além de modelos mais complexos, existem também modelos próprios para cada tipo de bateria.

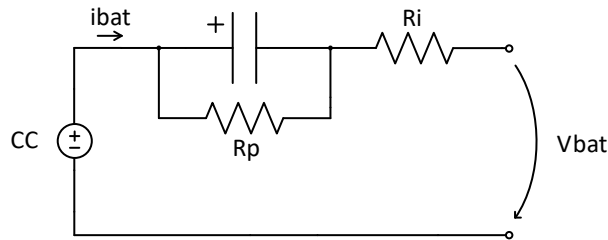


Figura 2.3. Modelo elétrico equivalente de Thevenin da bateria.

2.5 Técnicas de Carregamento de Baterias

Para cada tecnologia de bateria, existem um ou mais procedimentos para realizar os carregamentos. A fim de a bateria ser corretamente carregada com segurança e se conseguir prolongar a sua vida útil, é necessário escolher o modo apropriado para cada situação. Para tal recomenda-se o uso do *datasheet* do fabricante. São então analisadas quatro das técnicas mais comumente referenciadas na literatura de carregamento de baterias e as suas características de funcionamento.

2.5.1 Carregamento em Tensão Constante

A técnica de carregamento em tensão constante, conta com simplicidade de implementação e de controlo, pois apenas tem um estágio de operação.

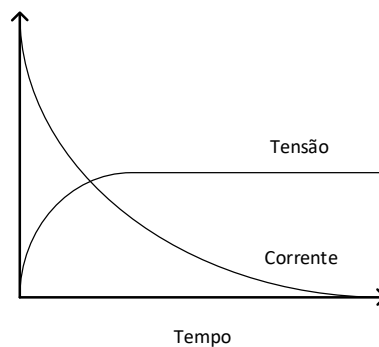


Figura 2.4. Modo carregamento tensão constante.

Esta técnica baseia-se na aplicação constante de uma tensão aos terminais da bateria, tal como se pode verificar na Figura 2.4. Quando é aplicada a tensão inicial, caso seja elevada, nos momentos iniciais pode ocorrer um pico de corrente que necessita de ser limitado, pois pode causar um rápido aumento na temperatura ou até mesmo a destruição da bateria. Este método é adequado para baterias de ácido-chumbo [46][51].

2.5.2 Carregamento em Corrente Constante

Nesta técnica, ao invés da anterior, é mantida a corrente constante como se pode verificar pela Figura 2.5. Como a corrente é controlada, não existe o problema de surgir uma sobre corrente inicial. No entanto, caso a tensão máxima da bateria não seja detetada de forma a parar o carregamento, existe a possibilidade de ocorrer uma sobrecarga nos momentos finais. Esta técnica é adequada para baterias de ácido-chumbo, mas principalmente para as baterias de NiCad e NiMH [46][52].

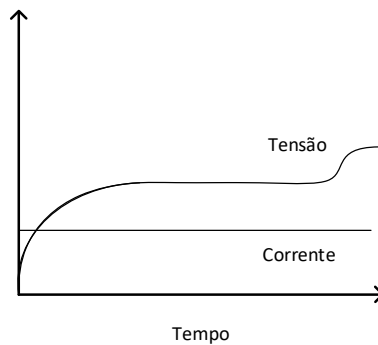


Figura 2.5. Modo carregamento corrente constante.

2.5.3 Carregamento por Pulsos

Conhecida também por *pulse charging*, esta técnica consiste na aplicação de pulsos de tensão ou corrente [53]. Regra geral, são aplicados pulsos de corrente que fazem a tensão na bateria subir. Quando o pulso é desligado, a tensão desce e estabiliza num valor mais elevado que o inicial, nesse momento é ativado de novo o pulso e repetido o ciclo até estar totalmente carregada (Figura 2.6).

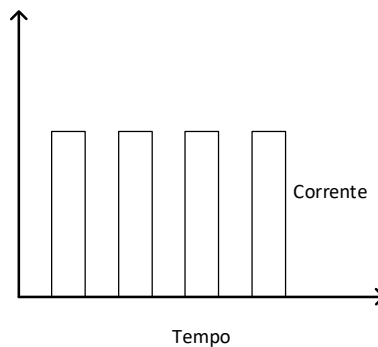


Figura 2.6. Modo carregamento por pulsos.

No momento em que não existe corrente, as reações eletroquímicas param e ocorre uma neutralização do eletrólito da bateria, que ajuda a aumentar o ciclo de vida das baterias. Contudo, esta implementação pode reduzir a vida útil da bateria, pois está sujeita a elevados pulsos de corrente e a grandes picos de tensão. Este facto faz com que não seja aplicável a baterias sensíveis como as de lítio, devido ao possível sobreaquecimento, que por sua vez aumenta o risco de danos na bateria ou,

até mesmo, explosão. Porém, as baterias de ácido-chumbo, de NiCad e NiMH são tolerantes a esta implementação [31][51]–[53].

2.5.4 Carregamento em Corrente-Constante Tensão-Constante (CC-CV)

O carregamento por corrente constante-tensão constante (CC-CV), combina duas das técnicas anteriormente referidas, de forma a carregar corretamente a bateria. Inicialmente, recorre ao método de corrente constante até ao valor da tensão chegar à máxima tensão permitida pela bateria. Nesta fase a capacidade da bateria ronda valores de 70% a 80%, é então ativado o modo de tensão constante até a corrente chegar a valores residuais perto de um décimo da corrente total ou menos, atingindo os 100% da capacidade total. É possível implementar mais fases além destas duas de forma a aumentar o controlo sobre o estado da bateria. Uma destas medidas passa por utilizar uma corrente constante com cerca de um décimo da corrente total nos primeiros momentos de utilização da bateria e verificar que a tensão alcança a tensão prevista. Assim, caso ultrapasse, ou não atinja a tensão desejada, a bateria poderá encontrar-se danificada. Este método é bastante usado na bateria de lítio, pois permite um melhor controlo da tensão e da corrente (Figura 2.7). Também é utilizado nas baterias de ácido-chumbo [31][36][46][53].

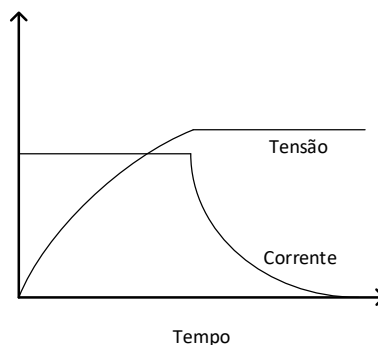


Figura 2.7. Modo carregamento corrente constante-tensão Constante.

2.6 Conclusão

Neste capítulo apresenta-se uma revisão sobre o estado da arte sobre baterias nos VEs. Numa primeira instância é feita uma análise sobre o funcionamento genérico de uma bateria eletroquímica e introduzidos conceitos básicos relacionados com termos aplicados nesta área. Após a inserção deste tema, são apresentadas as tecnologias de baterias mais recorrentes nos BEV, PHEV, HEV e veículos a combustão. Entre estas tecnologias, estão as baterias de ácido-chumbo aplicadas praticamente em todos os veículos exceto os BEVs como bateria de arranque, as baterias à base níquel e as baterias de íões de lítio. Atualmente, as baterias mais comumente empregues em BEV, PHEV e HEV são as

de íons de lítio pela sua densidade de potência, capacidade de vários ciclos de carga, profundidade de descarga elevada e não possuírem efeito de memória.

Apresentadas as tecnologias de baterias, são demonstrados os modelos elétricos equivalentes utilizados para as simulações computacionais de forma a interpretar o comportamento de um *pack* de baterias relativamente aos SoC, SoH, variação dos parâmetros com a alteração da temperatura, entre outros. Posto isto, são demonstradas as técnicas de carregamento, implementadas numa primeira fase juntamente com os modelos elétricos de forma a validar a melhor para cada tipo de tecnologia de bateria. Estas técnicas são descritas consoante a variação tanto da corrente como da tensão ao longo e apresentadas as tecnologias que melhor se adaptam a estas.

Capítulo 3

Eletrónica de Potência para Carregamento de Veículos Eléctricos

3.1 Introdução

Neste capítulo está exposto o estudo da literatura referente a conversores não isolados monofásicos CA-CC, conversores não isolados CC-CC, bem como as principais técnicas de modulação PWM e de controlo de corrente aplicadas nos mesmos.

3.2 Conversores Monofásicos CA-CC

Os conversores CA-CC, também denominados de *front-end converters*, permitem converter corrente alternada em contínua (modo retificador ativo) ou vice-versa (modo inversor). Existem topologias tanto monofásicas como trifásicas, que podem ser isoladas ou não. Sendo topologias isoladas, regra geral são usadas para permitir transformações de tensões mais elevadas pois estão galvanicamente isolados. As mesmas topologias, consoante o tipo de componentes usados, podem ser totalmente controladas, semi-controladas ou não controladas [54].

Existem dois tipos de inversores, podem ser classificados em inversores fonte de tensão (*voltage source inverters – VSI*) ou em inversores fonte de corrente (*current source inverters – CSI*). Os VSIs, são o tipo de inversor mais comum. Nos CSIs, o uso no barramento CC de uma bobina, que permite manter uma corrente constante e ajustável (através do controlo do conversor), em que a impedância da carga vai definir a tensão á saída do inversor. Este facto faz com que sejam bastante aplicados em motores como *adjustable frequency drives* (AFDs) [55]. Relativamente aos VSI, é possível sintetizar-se uma corrente pretendida através dos pulsos de tensão produzidos pelo inversor. Para tal, a utilização de condensadores no barramento CC, permite que a tensão máxima de saída, seja igual à do barramento. Assim, o valor da tensão no barramento CC, precisa de ser superior ao valor do pico da tensão da rede eléctrica [56].

Considerando o desenvolvimento tecnológico, organizações tais como o IEEE teve a necessidade de criar regulamentos e normas, de forma a que o conteúdo harmónico e outros problemas sejam mantidos dentro de certos parâmetros de operação para o correto funcionamento dos equipamentos. Uma das grandes desvantagens de certos conversores CA-CC, é o facto de degradarem a rede com

harmónicos de corrente e diminuir o fator de potencia total. A adaptação a esta situação passa pelo uso de conversores PFC (*power factor correction*), permitindo assim melhores valores de THD de corrente e de fatores de potência [54][57][58].

Após esta breve introdução deste subcapítulo e dado o objetivo desta dissertação, apenas são apresentados os conversores PFC, multinível e *interleaved* não isolados monofásicos que permitam operar em modo bidirecional. Esta seleção deve-se ao facto de se pretender um sistema monofásico com grande densidade de potência, assim a aplicação de isolamentos galvânicos implica um aumento do tamanho e do peso total. Como a QEE é um fator relevante nesta dissertação, além das características previamente descritas, só são exibidos conversores que permitam operar com fator de potência unitário.

3.2.1 Conversor *Half Bridge*

O conversor *half-bridge* PFC, é uma topologia CA-CC de baixa complexidade, utilizada como um conversor *front-end*. A simplicidade conferida deriva do uso de apenas um braço composto por dois semicondutores potência totalmente controlados com díodos em antiparalelo e um barramento CC composto por dois condensadores. O acoplamento à rede da fase é feito através de uma bobina, que posteriormente liga ao centro do braço de semicondutores e o neutro ao ponto médio dos condensadores. Na Figura 3.1 é apresentado o conversor previamente descrito.

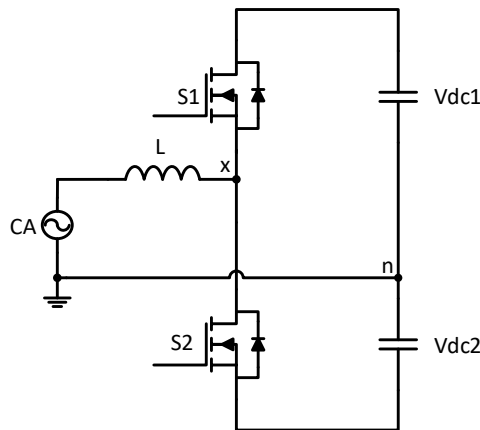


Figura 3.1. Conversor PFC *half-bridge*.

Neste conversor, como apenas são utilizados dois semicondutores, o seu controlo torna-se simples quando comparado com outras topologias. Contudo, o facto de recorrer a dois condensadores no barramento CC com ponto médio, obriga a existência de um controlo próprio para manter a tensão equilibrada entre eles. Porém, em comparação com topologias que apenas empregam um condensador no barramento CC, na topologia descrita é necessário que a soma total da tensão nos dois condensadores seja o dobro do que nessas topologias. Desta forma, a topologia PFC *half-bridge*

é capaz de produzir os mesmos níveis de tensão que as topologias onde se emprega apenas um condensador. Esta condição implica também que os semicondutores sejam aptos para aguentar tensões mais elevadas [56].

Na Tabela 3.1, apresenta os estados desta topologia PFC *half-bridge*. Como é possível analisar através do disparo controlado dos semicondutores, de forma a não estarem os dois ligados em simultâneo (para não existir um curto-circuito no barramento CC), apenas existem dois estados possíveis - $v_{dc} / 2$ e $+ v_{dc} / 2$.

Tabela 3.1. Tabela de estados do conversor PFC *half-bridge*.

Estado	S1	S2	V_{xn}
1	1	0	Vdc1
2	0	1	Vdc2
3	0	0	0

3.2.2 Conversor *Full-Bridge*

A topologia PFC *full-bridge*, também é usada como conversor *front-end*. Comparativamente à topologia previamente descrita, apenas acrescenta um braço de semicondutores em paralelo com o existente e os respetivos diodos em antiparalelo. Esta adição permite conectar o neutro no novo braço bem como conectar apenas um condensador, sem ponto médio, ao barramento CC. Assim, esta adição de um braço complementar, faz uso de mais dois semicondutores de potência. Porém, reduz a tensão do barramento CC (relativamente ao conversor PFC *half-bridge*) em metade, reduzindo a tensão máxima aplicada a cada semicondutor. Na Figura 3.2, é apresentada a topologia descrita [56].

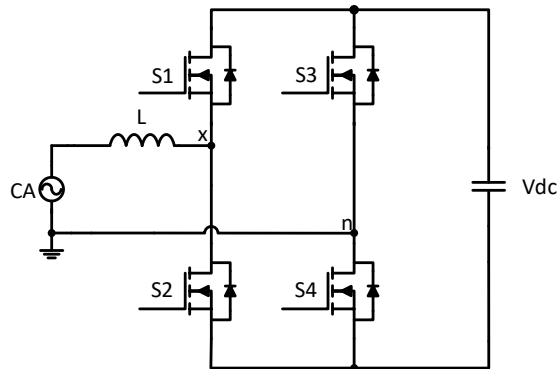


Figura 3.2. Conversor PFC *full-bridge*.

Nesta topologia, com a técnica de controlo adequada, é possível produzir três níveis de tensão diferentes $+v_{dc}$, $-v_{dc}$ e 0, no entanto também é possível apenas produzir dois níveis de tensão $-v_{dc}$ e

+vdc. Na Tabela 3.2, são apresentados os estados possíveis deste conversor CA-CC, de forma a que não existam curto-circuitos entre semicondutores do mesmo braço.

Tabela 3.2. Tabela de estados do conversor PFC *full-bridge*.

Estado	S1	S2	S3	S4	V_{xn}
1	1	0	0	1	Vdc
2	1	0	1	0	0
3	0	1	1	0	-Vdc
4	0	1	0	1	0

3.2.3 Conversores Multinível

Na indústria, para aplicações em média tensão de 2,2 kV até 6,6 kV, e com alta potência na ordem de grandeza de alguns MW, não são aplicáveis conversores CA-CC que empreguem poucos semicondutores, como é o caso das topologias analisadas previamente [59]. O facto de recorrerem a poucos semicondutores, obriga-os a suportarem maiores valores de tensão, o que implica a utilização de semicondutores com características nominais mais elevadas, o que conseqüentemente acarreta uma despesa monetária mais considerável. Os conversores multinível vieram solucionar esta questão, visto que recorrem a mais semicondutores de potência, logo a tensão é menor em cada um.

O termo multinível em conversores CA-CC surgiu para designar os primeiros conversores capazes de gerar três níveis de tensão. No entanto, na literatura atual, são referidos como multinível, conversores com mais de três níveis de tensão à sua saída. Como estes conversores CA-CC apresentam na sua saída vários níveis de tensão, é possível obter uma onda de tensão com pouca distorção harmónica, ou seja com baixo THD, e sintetizar também uma corrente com baixo espectro harmónico [60]. Estes vários níveis de tensão reduzem as perdas nos semicondutores, devido a divisão de tensão entre eles que leva à redução do seu dv/dt (o que implica reduzir as interferências eletromagnéticas) [60][61].

Além destas características, os conversores multinível possibilitam gerar os mesmos níveis de tensão recorrendo a diferentes combinações dos semicondutores, designados de estados redundantes. Este número de estados aumenta com o número de níveis do conversor. Aplicando a correta técnica de controlo, são praticáveis tanto frequências de comutação elevadas como frequências de comutação reduzidas (como por exemplo a frequência da rede elétrica em que o conversor está acoplado) [62][63].

Desde que os conversores multinível foram implementados no setor industrial, existem três tipos principais de topologias *diode clamped Inverter* (DCI), *capacitor clamped inverter* (CCI) e *cascaded h-bridge inverter* (CHBI). Todas estas topologias precisam de modulações adequadas por causa dos estados redundantes e apresentam dificuldades no equilíbrio do barramento CC [62][64].

Diode Clamped Inverter

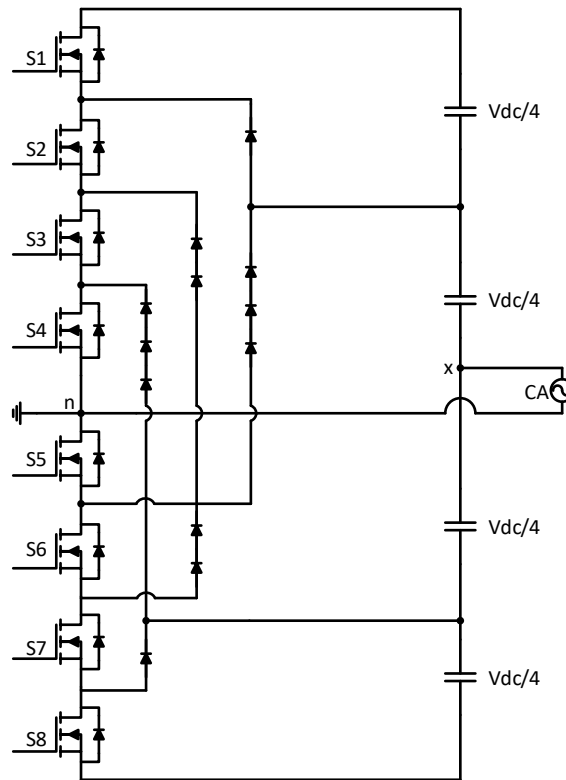


Figura 3.3. Conversor *diode clamped* a cinco níveis.

Esta topologia na literatura é também denominada por *neutral-point clamped Inverter* (NPC). Dependendo do número de níveis de tensão, o seu barramento CC apresenta $(n-1)$ condensadores com ponto médio entre eles. O DCI faz uso de diodos para limitar as tensões nos semicondutores de potência. Assim requer $(n-1)(n-2)$ diodo de potência e $2(n-1)$ semicondutores de potência, em que n representa o número de níveis de tensão [65].

Através da análise da Figura 3.3, de um conversor DCI a cinco níveis, verifica-se que o máximo de tensão à sua saída é $vdc/2$ ou $-vdc/2$, devido ao facto de que o barramento possui ponto médio. Na Tabela 3.3, são apresentados os estados dos semicondutores para perfazer os cinco níveis, é visível que para este a cinco níveis, não existem estados redundantes. No entanto, caso sejam aumentados os níveis do conversor em causa, estes estados redundantes são um fator inevitável e permitem também uma melhor adaptação do conversor a diferentes estados, o que acarreta um controlo mais complexo.

Tabela 3.3. Tabela de estados do conversor *diode clamped* a cinco níveis.

Estados de Comutação								Tensão de saída
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	V_{xn}
1	1	1	1	0	0	0	0	+Vdc/2
0	1	1	1	1	0	0	0	+Vdc/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-Vdc/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-Vdc/2

Capacitor Clamped Inverter

A topologia CCI também designada de *flying capacitor*, comparativamente a anterior, requer também $(n-1)$ condensadores no barramento CC. No entanto, ao invés da aplicação de diodos de potência, são utilizados $(n-1) \times (n-2) / 2$ condensadores para dividir o barramento CC.

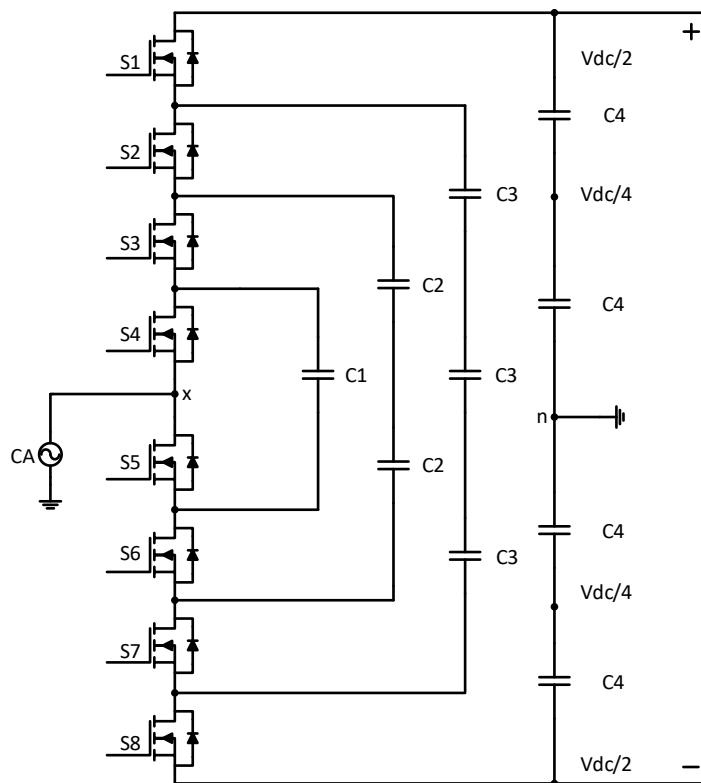


Figura 3.4. Conversor *capacitor clamped* a cinco níveis.

Neste conversor é possível balancear os condensadores e o barramento CC através da correta escolha dos estados de comutação dos semicondutores. Nos instantes em que os condensadores apresentam uma tensão positiva através das combinações de semicondutores, eles descarregam energia, ao invés

dos que apresentam tensão negativa que se encontram em processo de carregamento [62]. É possível analisar o descrito através da Tabela 3.4.

Tabela 3.4. Tabela de estados do conversor *capacitor clamped* a cinco níveis.

Estados de Comutação								Tensão de Saída
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	V_{xn}
1	1	1	1	0	0	0	0	+Vdc/2
1	1	1	0	1	0	0	0	+Vdc/4
1	1	0	1	1	1	0	0	0
1	0	0	1	1	1	1	0	-Vdc/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-Vdc/2

Cascaded H-Bridge

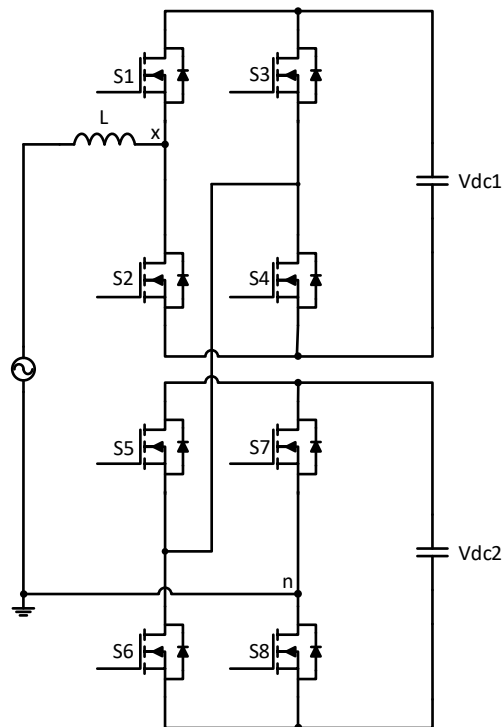


Figura 3.5. Conversor *cascaded h-bridge* a cinco níveis.

A topologia CHB baseia-se numa topologia simples, previamente enunciada, na *full-bridge*. A CHB conecta em série dois ou mais conversores destes, onde cada um se designa por célula, de forma a perfazer mais do que os possíveis três níveis gerados por um destes conversores. O número de níveis de saída do conversor é dado por $2m+1$, em que m representa o número de células. A tensão de saída do conversor é dada pela soma individual da tensão de cada célula. Como recorre a células individuais,

cada uma delas requer uma fonte CC isolada. Relativamente às duas topologias previamente descritas têm a vantagem de não aplicar diodos nem condensadores a mais, recorrendo a apenas $2(n-1)$ semicondutores de potência. Esta vantagem leva a uma redução de componentes, traduzindo-se portanto numa redução de custos e de peso total para conversores com os mesmos níveis de tensão [60][65][66].

Na Figura 3.5, é apresentado uma configuração CHB a cinco níveis, em que se recorre a duas células para se conseguir atingir os níveis desejados. É possível analisar através da Tabela 3.5, que existem estados redundantes e através desses estados com a correta modulação é possível equilibrar o barramento CC.

Além desta topologia original, o facto de ter barramentos CC isolados, permite a este tipo de conversor usar diferentes rácios de valores no barramento. Estes rácios fazem uso de valores exponenciais tais como 1:2, 1:2:4, 1:3:9 ($1:2:\dots:2^{n-1}$). Estas razões levam a eliminação de estados redundantes, ao aumentos de níveis do conversor e por sua vez melhor qualidade da forma de onda de saída, mas podem causar problemas com correntes circulantes entre células [59].

Tabela 3.5. Tabela de estados do conversor *cascaded h-bridge* a cinco níveis.

Comutação da Ponte Superior				Comutação da Ponte Inferior				Tensão de Saída
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	V_{xn}
1	0	0	1	1	0	0	1	+2Vdc
1	0	0	1	0	1	0	1	+Vdc
1	0	0	1	1	0	1	0	
0	1	0	1	1	0	0	1	
1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	
0	1	0	1	1	0	1	0	
1	0	1	0	0	1	0	1	
1	0	1	0	1	0	1	0	
1	0	0	1	0	1	1	0	
0	1	1	0	1	0	0	1	-Vdc
0	1	1	0	0	1	0	1	
0	1	0	1	0	1	1	0	
1	0	1	0	0	1	1	0	
0	1	1	0	0	1	1	0	-2Vdc

3.2.4 Conversor *Interleaved*

As topologias *interleaved*, geralmente e tal como o nome indica “intercalam” conversores, ou seja, recorrem a dois ou mais conversores iguais em paralelo para sintetizar a corrente de saída. Convencionalmente na literatura, este tipo de topologia tira proveito de pontes de diodos num primeiro estágio de retificação e em seguida o uso de braços CC-CC para se atingir a tensão desejada no barramento CC. Este tipo de conversor é capaz de consumir corrente sinusoidal com o correto controlo, mas é impossível para o mesmo manter um fluxo de energia bidirecional. Além deste entrave, as pontes de diodos contempla bastantes perdas, o que leva à limitação da potência total do sistema [67]. Contudo, é possível a implementação destas topologias *bridgless*, com recurso a conversores PFC *half-bridge* e *full-bridge* em paralelo.

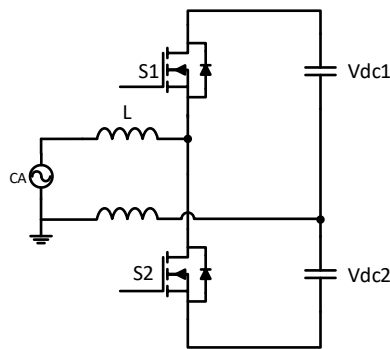


Figura 3.6. Conversor PFC *half-bridge interleaved*.

Este tipo de topologia, por utilizar conversores em paralelo, necessita de mais bobinas de acoplamento à rede que os conversores tradicionais. Isto, traduz-se numa redução do valor da indutância total e no volume total das bobinas. Como se encontram em paralelo, os conversores geram menos corrente por cada um. Este facto faz com que os seus semicondutores de potência não exijam *ratings* de correntes elevados. O facto de sintetizarem a mesma forma de onda de corrente no ponto de acoplamento com a rede elétrica, faz com que o *ripple* seja reduzido [67][68][69]. Contudo, estes conversores apresentam problemas relativos a correntes circulantes no barramento CC, devido aos diferentes *duty-cycles*, diferenças nos elementos passivos e nos semicondutores. É possível reduzir estes efeitos recorrendo a um transformador de isolamento, dois barramentos CC isolados, usar bobinas de acoplamento mútuo e usar estratégias de PWM com frequências mais elevadas [67].

Após esta introdução sobre conversores *interleaved*, é apresentado um conversor PFC *half-bridge interleaved* na Figura 3.6, para o seu correto funcionamento, as ondas triangular portadoras de cada braço, requerem um desfaseamento de 180° , de forma a que seja possível o cancelamento do *ripple* no ponto de acoplamento comum [69][70]. Caso o conversor apresente mais braços (n), as ondas

portadoras precisam de um desfasamento de $\Delta\varphi=(360/n)$ [67]. A Tabela 3.6 apresentada previamente, demonstra os estados para cada um dos braços.

Tabela 3.6. Tabela de estados do conversor PFC *half-bridge interleaved*.

Região	Estado	S1	S2	V_{xn}
$0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$	1	1	0	V_{dc1}
	2	0	1	V_{dc2}
	3	0	0	0
$180^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$	1	1	0	V_{dc1}
	2	0	1	V_{dc2}
	3	0	0	0

3.3 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC, normalmente são aplicados no estágio seguinte ao do conversor CA-CC, denominados de conversores *back-end*. Estas podem ser topologias com fluxo de energia unidirecional ou com fluxo de energia bidirecional [11][12]. Existem conversores CC-CC com isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor ou não isolados.

Estes conversores são utilizados para elevar ou baixar a tensão retificada pelo primeiro estágio de conversão (conversores *back-end*) de forma a convertê-la no nível adequado ao equipamento ou outra situação específica [11]. Podem também ser usados para fornecer energia aos conversores *back-end* de forma a poderem injetá-la na rede ou apenas transferi-la para outro conversor CC-CC [71]. Este tipo de conversor é amplamente utilizado em circuitos de acionamento de corrente contínua e em fontes de alimentação comutadas. Podem ser classificados em: (i) elevadores de tensão, (ii) abaixadores de tensão e (iii) elevadores/abaixadores de tensão, consoante a tensão de saída seja superior, inferior ou superior/inferior à tensão de entrada, respetivamente [72]. Após esta introdução sobre conversores CC-CC, são apresentados conversores bidirecionais não isolados, aplicados em sistemas de carregamento de veículos elétricos.

3.3.1 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

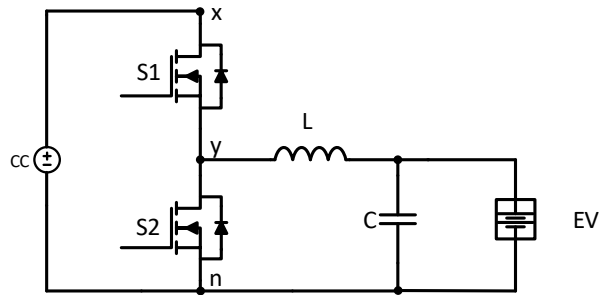


Figura 3.7. Conversor CC-CC *buck-boost*.

A topologia CC-CC *buck-boost* bidirecional, é uma junção das qualidades das duas topologias básicas unidirecionais CC-CC. Essas topologias básicas são a topologia *boost* que permite aumentar a tensão de saída relativamente a entrada e a topologia *buck* que baixa tensão de entrada relativamente a saída.

Tabela 3.7. Tabela de estados do conversor CC-CC *buck-boost*.

Modo de operação	Estado		Tensão	
	S1	S2	V_{xy}	V_{yn}
Boost	0	0	0	+Vdc1
	0	1	+Vdc1	0
Buck	0	0	+Vdc1	0
	1	0	0	+Vdc1

Na Figura 3.7 é apresentado o conversor CC-CC *buck-boost*. No modo *boost*, ou modo elevador de tensão, apenas o semicondutor S_2 e o diodo reverso do semicondutor S_1 , ou seja, D_1 , estão ativos. Quando S_2 está ativo, a energia flui do lado de menor tensão até a bobina L , energizando-a. Assim no instante em que S_2 é desativado, a energia flui através de D_1 , para o barramento CC. No modo *buck*, estão ativos S_1 e o diodo reverso de S_2 , ou seja, D_2 . Quando S_1 está ativo a energia flui do barramento CC para a bobina L , energizando-a nesse instante de tempo. Após ser desativado S_1 , é criado um caminho para a corrente através de D_2 e a energia é libertada para o lado de menor tensão [72]. Os estados deste conversor são apresentados na Tabela 3.7, consoante o modo de operação do conversor CC-CC *buck-boost*.

3.3.2 Conversor CC-CC *Split-Pi*

A topologia split-pi recorre a dois conversores buck-boost, interligados via um condensador como é demonstrado na Figura 3.8. Este conversor permite elevar ou reduzir a tensão tanto na saída como

na entrada, como ainda permite uma transferência direta de energia entre os dois conversores. Estas funcionalidades tornam-no bastante eficaz em sistemas híbridos e em veículos elétricos onde a regeneração de energia através da travagem pode ser um fator importante [73][74].

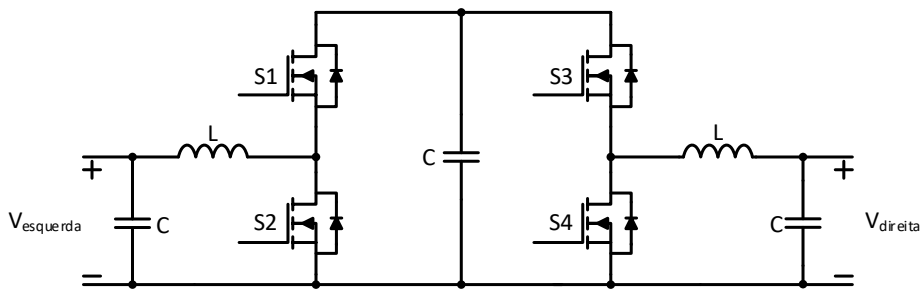


Figura 3.8. Conversor CC-CC *split-pi*.

Este conversor é robusto devido as várias hipóteses de funcionamento comparativamente a outras topologias e pode recorrer a um controlo dos seus semicondutores avançado dependendo do tipo de aplicação. Na Tabela 3.8 são apresentados os estados dos semicondutores para este conversor [73], [74].

Tabela 3.8. Tabela de estados do conversor CC-CC *split-pi*.

Direção corrente	Modo	S1	S2	S3	S4
Esquerda → Direita	<i>Buck</i>	1	0	<i>PWM</i>	\overline{PWM}
Esquerda → Direita	<i>Boost</i>	\overline{PWM}	<i>PWM</i>	1	0
Esquerda → Direita	Tensão Igual	1	0	1	0
Direita → Esquerda	<i>Buck</i>	<i>PWM</i>	\overline{PWM}	1	0
Direita → Esquerda	<i>Boost</i>	1	0	\overline{PWM}	<i>PWM</i>
Esquerda → Direita	Tensão Igual	1	0	1	0

3.4 Técnicas de Modulação PWM

As técnicas de modulação de largura de impulsos (*pulse-width modulation* - PWM) são adotadas em conversores VSI, de forma a controlar corretamente os semicondutores de potência, com o objetivo de sintetizar uma onda de saída com a amplitude e frequência pretendida. Estes objetivos são atingidos através de uma onda de referência (onda portadora), comparado com uma onda moduladora. Desta comparação obtém-se uma da variação do *duty-cycle* aplicada à *gate* dos semicondutores, o que permite sintetizar a onda pretendida com os parâmetros corretos.

Das técnicas PWM, a *sinusoidal pulse-width modulation* (SPWM) é uma técnica simples, largamente implementada em conversores CA-CC, que pretendem a geração de uma onda sinusoidal à sua saída. A implementação desta técnica passa pela aplicação de uma onda portadora com a forma de uma triangular ou dente de serra, com elevada frequência comparativamente a onda de referência. Esta onda encarrega-se de determinar a frequência de comutação dos semicondutores de potência. Esta frequência aparece na onda de saída, no entanto é fácil mitigar esta situação com filtros passivos garantindo apenas as frequências desejadas.

A onda de referência implementada para a comparação, é uma senoide com a amplitude e frequência desejada. É possível verificar através de um exemplo o funcionamento da modulação SPWM na Figura 3.9.

A onda portadora (v_{tri}), é comparada com a onda de referência (v_{ref}), o que resulta na saída do comparador (v_{comp}) numa onda quadrada com *duty-cycle* variável e frequência constante. Na saída do comparador apenas são possíveis dois estados, estado ligado que corresponde ao valor alto, que praticamente resulta no semiconductor fechado ou no estado desligado, valor baixo, que representa o semiconductor ao corte. Quando a referência é maior que a portadora, a saída do comparador apresenta o estado ligado, no momento em que referência é inferior à portadora o comparador passa a um estado desligado [72].

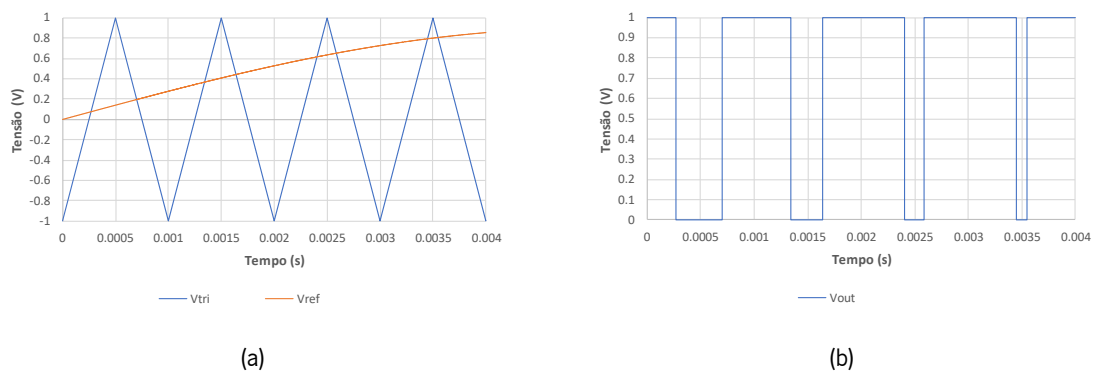


Figura 3.9. Sintetização da tensão de saída da técnica de modulação SPWM: (a) Tensão de referência (V_{ref}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).

É possível determinar a razão entre a frequência da portadora (f_t) e da referência (f_r), resultando na equação (3.2). Esta equação define o índice de modulação de frequência (M_f), que se traduz praticamente na qualidade da onda sintetizada. Quanto maior for o índice maior será a frequência de da portadora e maior será a frequência de comutação dos semicondutores.

$$M_f = \frac{f_t}{f_{ref}} \tag{3.1}$$

$$M_A = \frac{A_{ref}}{A_t} \quad (3.2)$$

$$A_{saida} = M_A V_{CC} \quad (3.3)$$

É possível também determinar o índice de modulação (M_A), definido pela equação (3.2) que representa a razão entre a amplitude da referência relativamente a portadora. A equação (3.3) só é válida quando o índice de modulação é menor ou igual a unidade, caso esta condição não seja verificada, entra-se numa zona de sobre modulação [72].

3.4.1 SPWM Bipolar

Nesta técnica SPWM Bipolar é aplicada uma onda portadora e um sinal de referência. Desta forma apenas é feita uma comparação que permite, como o nome indica, apenas dois estados $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. Assim, apenas são gerados dois sinais de comando, o sinal de comparação e o seu negado. Na Figura 3.10, é demonstrado o princípio de funcionamento de uma modulação SPWM bipolar, onde a onda portadora (v_{tri}), é comparada com a onda de referência (v_{ref}) o que resulta no sinal de saída (v_{out}). É possível verificar que o valor médio corresponde a 50% zero corresponde a 50% de *duty-cycle*. Este tipo de modulação apresenta uma qualidade da onda de saída baixa relativamente a outras técnicas de modulação, isto devido a apenas gerar dois níveis [72].

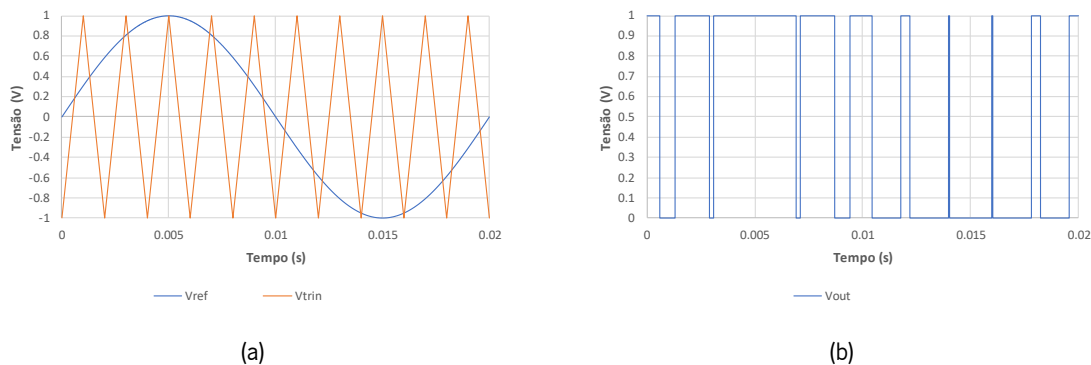


Figura 3.10. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM bipolar: (a) Tensão de referência (V_{ref}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).

3.4.2 SPWM Unipolar

Na modulação SPWM Unipolar, é apenas aplicada uma onda portadora, mas com a adição de mais uma onda de referência relativamente a modulação anterior. Esta onda encontra-se em oposição de fase relativamente a principal, ou seja, desfasada 180° . As condições desta onda são iguais a principal, no que diz respeito a amplitude e frequência. Deste modo, relativamente à onda portadora, são efetuadas duas comparações, uma por cada. Em conjunto com o negado de cada comparação,

resultam quatro sinais de comando. Não é possível usar este tipo de modulação em conversores que apresentem um número inferior a quatro semicondutores de potência.

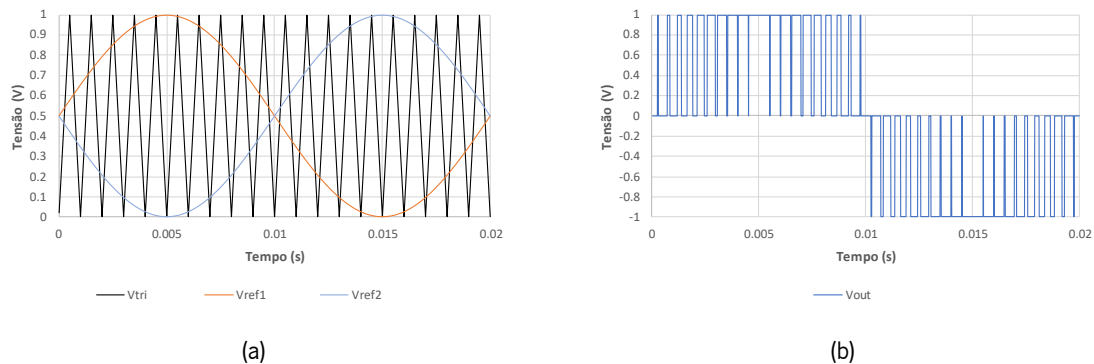


Figura 3.11. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM unipolar: (a) Tensões de referência (V_{ref1} e V_{ref2}) e valor da triangular (V_{tri}); (b) Tensão de saída (V_{out}).

A Figura 3.11, ilustra o princípio de funcionamento deste tipo de modulação, em que estão representadas a portadora (v_{tri}), as duas referências (v_{ref1} e v_{ref2}), os sinais de saída individuais de cada comparador (v_{ref1} e v_{ref2}) e o sinal de saída (v_{out}). Conclui-se que na onda de saída do conversor é possível obter-se três níveis de tensão, o que permite uma qualidade da forma de onda superior à técnica de modulação Bipolar. Ainda é possível analisar que a frequência da onda sintetizada é duas vezes superior a frequência de comutação [72].

3.4.3 SPWM para Conversores Multinível

Nos conversores multinível é possível a aplicação de SPWM, no entanto também existem outras técnicas de modulação exequíveis. Esta técnica é baseada no SPWM anteriormente mencionado, mas para se conseguir sintetizar ondas com mais que três níveis de tensão são necessárias mais ondas portadoras, deste modo consegue-se definir os níveis pretendidos, obtendo uma forma de onda com melhor qualidade. Para tal, a modulação SPWM para multiníveis encontra-se dividida em duas categorias: modulação SPWM multinível com desfasamento horizontal das ondas portadoras (*phase shift carrier*) e modulação SPWM multinível com desfasamento vertical das ondas portadoras (*level shift carrier*) [75], [76].

Desfasamento Horizontal das Ondas Portadoras (*Phase Shift Carrier*)

No *phase shift carrier* são necessárias $m-1$ ondas portadoras, onde m representa o número de níveis do conversor multinível. Estas ondas detêm a mesma frequência e amplitude, mas aplicam diferentes fases umas entre as outras. Este desfasamento horizontal aplicado entre elas é definido por $360/(m-1)$ graus [77]. Na Figura 3.12 são ilustradas as ondas portadoras e a onda de referência para um

conversor multinível a cinco níveis. Como é possível verificar são aplicadas quatro portadoras e existe um desfasamento de 90 graus entres elas.

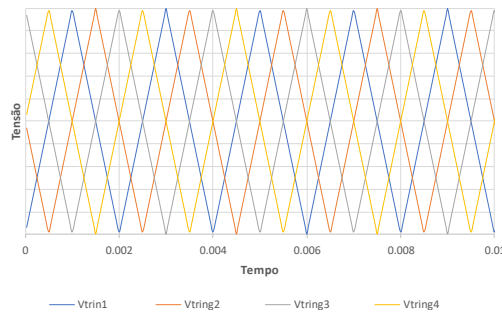


Figura 3.12. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM multinível *phase shift carrier*.

Desfasamento Vertical das Ondas Portadoras (*Level Shift Carrier*)

No *level shift carrier*, tal como na vertente anterior, são necessárias $m-1$ ondas portadoras, todas com a mesma frequência e amplitude. A diferença essencial neste tipo de modulação é o facto das mesmas se encontrarem desfasadas umas das outras em altura. Cada uma destas ondas fica encarregue por um nível de tensão diferente. Existem três tipos de modulação nesta variante, designadas por *in phase disposition* (IPD), *phase opposition disposition* (POD) e *in alternative phase opposition disposition* (IAPOD) [78].

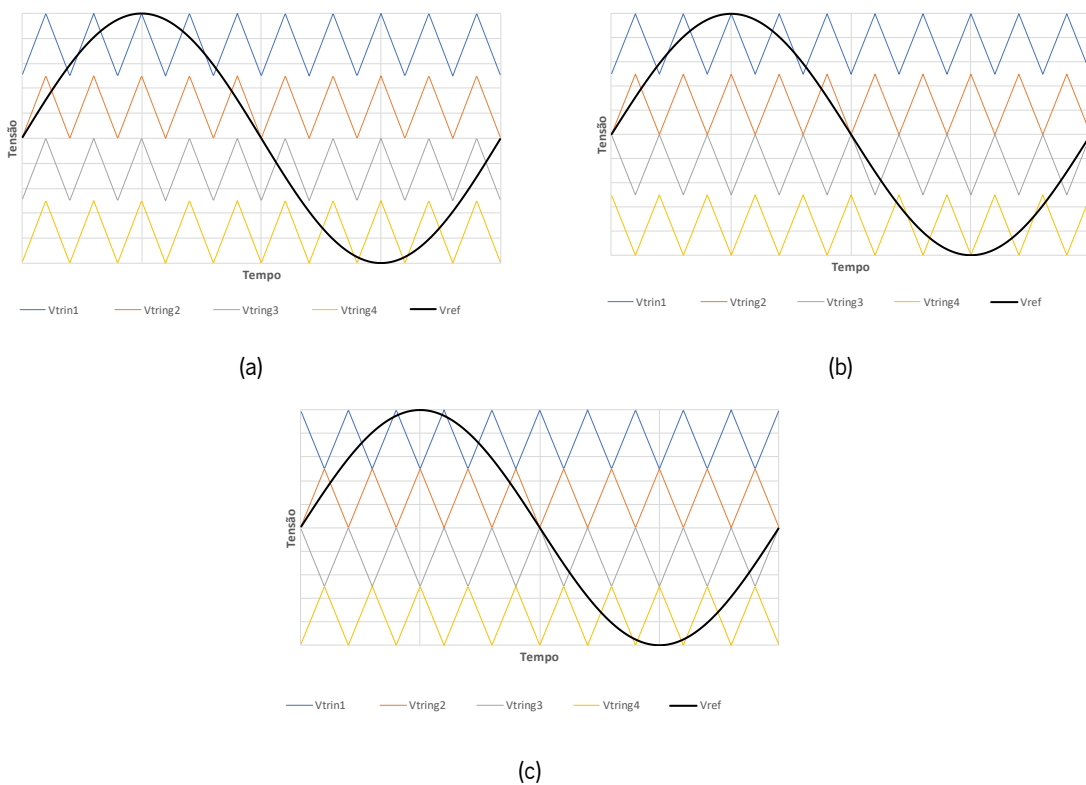


Figura 3.13. Princípio de funcionamento de uma modulação SPWM multinível *phase shift carrier*:(a) *In phase disposition*; (b) *Phase opposition disposition*; (c) *In alternative phase opposition disposition*.

Na primeira todas as portadoras se encontram em fase umas com as outras, mantendo os parâmetros referidos. Na POD, as ondas portadoras positivas encontram-se em fase umas com as outras, enquanto que as negativas estão desfasadas 180° das positivas e em fase com as mesmas. No IAPOD, cada uma das portadoras está desfasada 180° graus da anterior. Na Figura 3.13 encontram-se representadas estas modulações de forma a facilitar o seu entendimento.

3.5 Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores CA-CC

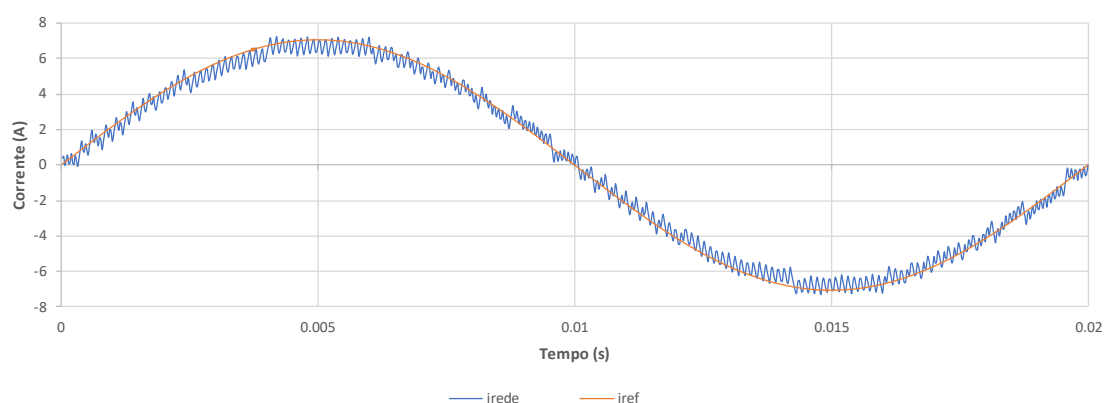
A evolução tecnologia tem vindo a permitir que os conversores de eletrônica de potência estejam presentes em muitas mais aplicações. Desde da mobilidade elétrica, a sistemas de energias renováveis, filtros ativos de potência, sistemas de acionamento de motores, estes necessitam de um algoritmo que permita o controlo de corrente adaptada a cada uma das situações [79]. Consequentemente, a performance irá depender do tipo de controlo aplicado em cada caso. Estes conversores, dependendo da aplicação, em diferentes momentos de operação podem precisar de injetar ou absorver mais ou menos potencia ativa ou reativa, o que faz com que a resposta do controlador seja importante [80]. Existem controladores analógicos que podem apresentar melhores tempos de resposta, pois não existe um estágio de conversão entre os sinais de digitais e analógicos, no entanto apresentam circuitos muito mais extensos e complexos [72]. Os controladores digitais apesar da desvantagem referida, praticamente são os únicos utilizados pois com os avanços nas tecnologias do microcontroladores, a sua eficiência, facilidade de implementação de algoritmos e exatidão de resultados torna-os bastantes atrativos para estes casos [72]. Estas técnicas de controlo de corrente apresentam vantagens e desvantagens dependo do cenário de aplicação, sendo divididas em técnica lineares e não lineares [81]. De referir que as técnicas que se destacam para o propósito desta dissertação são *periodic sampling*, histerese, proporcional-integral (PI) e preditivo.

3.5.1 Controlo de Corrente por *Periodic Sampling*

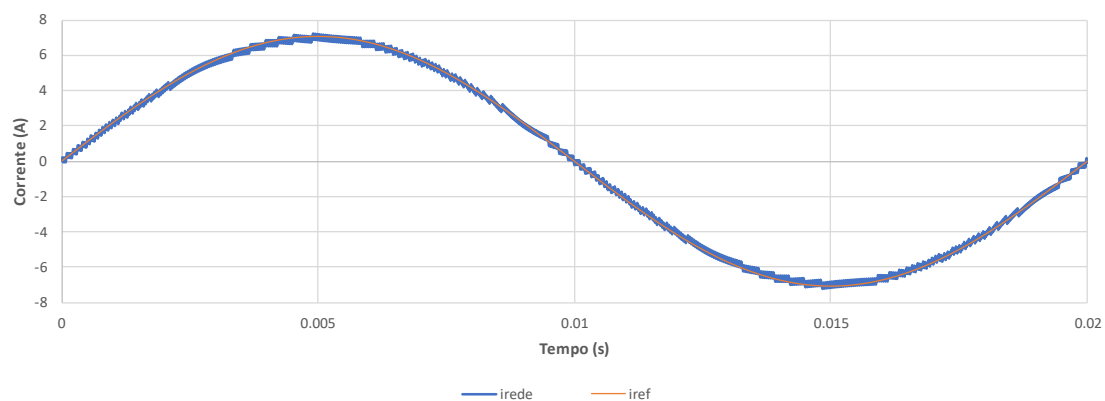
A técnica de controlo de corrente por *periodic sampling*, é simples de ser implementada, prática e é considerada uma técnica não linear [81]. Esta técnica baseia-se na comparação entre a corrente de referência pré-definida e a corrente a saída do conversor CA-CC. É possível implementá-la através de um comparador e um *flip-flop* D. O comparador recebe a corrente de referência e a corrente medida à saída do conversor, após a comparação, este valor entra no *flip-flop* D que comuta à frequência de amostragem que é imposta no *clock* e origina dois sinais de comando para os semicondutores de potência. É possível de se implementar numa DSP esta técnica de uma forma ainda mais simples que analogicamente [80].

Apesar da sua robustez e simplicidade, apresenta algumas limitações tais como o a frequência de comutação ser variável e o seu limite máximo ser imposto por metade da frequência de amostragem da corrente de saída.

Na Figura 3.14, é possível visualizar duas correntes sintetizadas através desta técnica de controlo de corrente com diferentes frequências de amostragem. Entende-se que para uma frequência de amostragem maior, a forma de onda sintetizada apresenta melhor qualidade em relação a onda com menor frequência de amostragem. Apesar de a frequência de comutação estar limitada a um máximo, esta não é fixa ao longo do tempo, podendo resultar no aparecimento de harmónicos em diferentes frequências e não existe controlo do *ripple* associado.



(a)



(b)

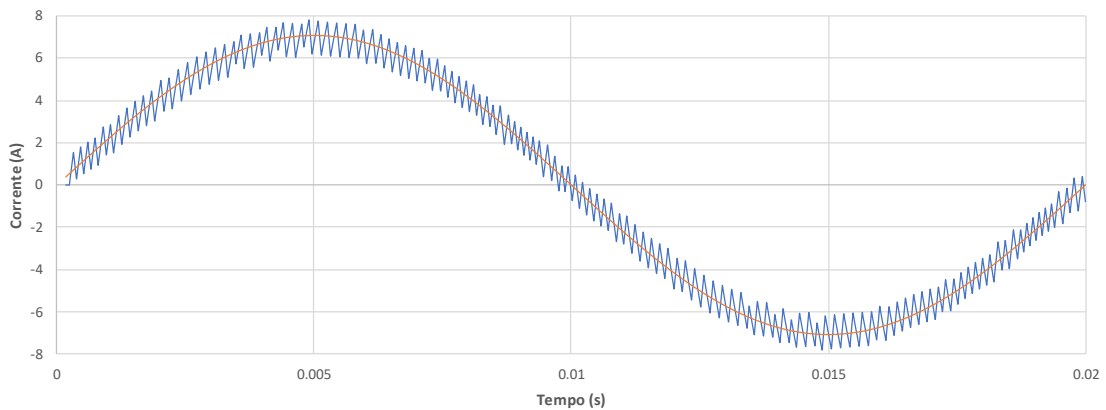
Figura 3.14. Corrente de saída de um conversor CA-CC com controlo de corrente *periodic sampling* com frequência de amostragem de: (a) 25 kHz; (b) 75 kHz.

3.5.2 Controlo de Corrente por Histerese

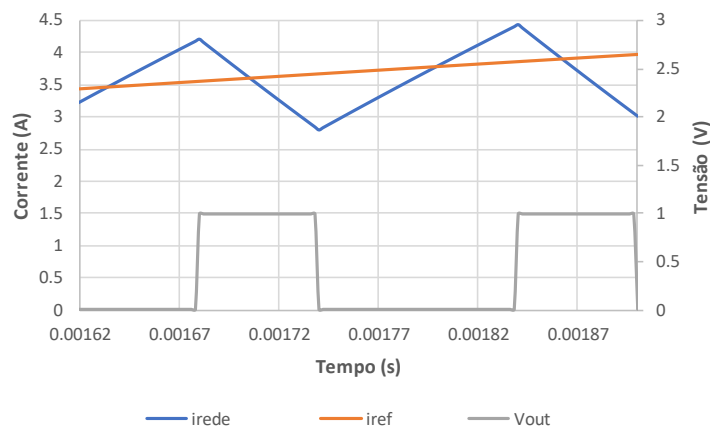
A técnica de controlo de corrente por histerese na literatura também é conhecida por uma técnica não linear, é robusta e simples de implementar, pois baseia-se na técnicas anteriormente descrita, com a simples diferença de se adicionar uma banda de histerese, de forma a se limitar o *ripple* da corrente

sintetizada através da mesma. [81] Nesta abordagem, não existe controlo da frequência de comutação, resultando a aparição de diferentes espectros harmónico na onda sintetizada. Não existe limite de frequência de comutação, assim a única restrição imposta a frequência de comutação é a banda de histerese. Quanto menor for a banda de histerese melhor será a qualidade da forma de onda, no entanto podem aparecer frequências demasiado elevadas para os semicondutores resultando em maior perdas por comutação [81].

Na Figura 3.15, é possível ver a forma de onda da corrente sintetizada por este controlo. Pode ainda analisar-se em (b) que quando a corrente sintetizada sobe acima da referência e atinge a margem superior da banda de histerese, o semiconductor fica num estado *off*, reduzindo a corrente de saída. Aquando de a corrente de sintetizada descer abaixo da referência e atingir a margem inferior o semiconductor entra num estado *on* assim aumentando a corrente à saída do conversor CA-CC.



(a)



(b)

Figura 3.15. Técnica de controlo de corrente por histerese com banda de histerese fixa: (a) corrente sintetizada (*irede*) e corrente de referência (*iref*); (b) corrente de referência (*iref*), corrente sintetizada (*irede*) e tensão de saída (*Vout*).

3.5.3 Controlo de Corrente Proporcional Integral Estacionário

O controlo de corrente proporcional-integral (PI) estacionário consiste na comparação da corrente à saída do conversor CA-CC com a corrente de referência, que por sua vez o erro calculado entre as duas entra num controlador Proporcional Integral, que compensa o erro ao longo do tempo. Considerando uma modulação SPWM, a saída do controlador PI resulta numa tensão de referência que é comparada com a portadora triangular definida com frequência fixa resultando nos sinais de comando para os semicondutores de potência. O diagrama de blocos deste controlo de corrente é apresentado em Figura 3.16.

Este controlo é designado de linear, pois a compensação do erro é calculada separadamente da modulação SPWM. Isto faz que a corrente sintetizada tenha uma frequência fixa, o que permite um espectro harmónico fixo que facilita o dimensionamento dos filtros passivos. Porém, é necessário um ajuste dos parâmetros dos ganhos de forma a que a saída do controlador PI fique sempre dentro dos limites da portadora triangular. Este fator leva a que cada vez que haja uma alteração da corrente de referência ou da carga seja necessário ajustar estes valores. Além desta desvantagem, existe sempre um atraso e um erro associado entre a amplitude e a fase da referência e da corrente sintetizada. Assim, este controlador não apresenta uma boa resposta face a variações rápidas no sinal de referência [80][84].

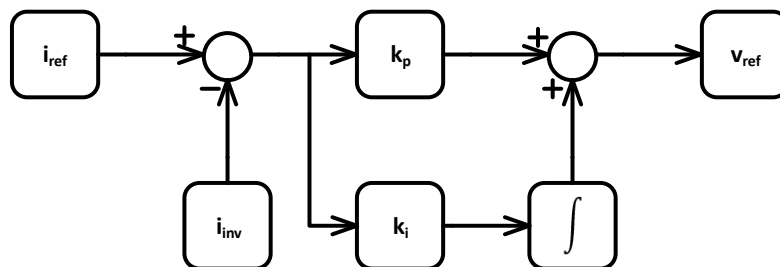


Figura 3.16. Diagrama de blocos de um controlo de corrente Proporcional Integral Estacionário.

3.5.4 Controlo de Corrente Preditivo

O controlo de corrente preditivo, tal como o controlo PI Estacionário, calcula a compensação do erro de forma a obter uma tensão de referência, que em seguida é passada a modulação SPWM, de forma a que o conversor CA-CC sintetize uma corrente igual a de referência, após um número pré-determinado de períodos de amostragem. É uma técnica linear, pois é aplicada uma frequência de comutação fixa, que é imposta pela onda portadora. Este controlo, utiliza o modelo elétrico do sistema no qual vai ser implementado, e através das leis de *Kirchhoff*, define as equações base para os cálculos.

É um sistema composto pela rede elétrica, por uma bobina (bobina de acoplamento) no ponto de acoplamento comum (PCC) e por um conversor CA-CC VSI. A tensão no PCC (v_{rede}), somada a tensão bobina de acoplamento será igual a tensão do conversor (v_{conv}):

Considerando que na bobina de acoplamento a sua resistência interna (*equivalent series resistance - ESR*) é desprezada e substituindo na equação (3.4) v_L o seu valor, em que i_{conv} representa a corrente à saída do conversor, obtêm-se a equação (3.5).

$$v_{conv} = v_L + v_{rede} \quad (3.4)$$

$$v_{conv} = L \frac{di_{conv}}{dt} + v_{rede} \cdot \quad (3.5)$$

Para este sistema ser devidamente realimentado é necessário calcular o erro entre a corrente i_{conv} relativamente à corrente de referência (i_{ref}).

$$i_{erro} = i_{ref} - i_{conv} \quad (3.6)$$

Ao substituir a corrente i_{conv} da equação (3.5) em (3.6), resulta na equação (3.7).

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = L \frac{di_{ref}}{dt} + v_{rede} - v_{conv} \quad (3.7)$$

Compreende-se que existe a necessidade de o processamento deste controlo de corrente ser implementado digitalmente. Assim, pode-se assumir que frequência de amostragem é superior a frequência do sinal a ser sintetizado, desta forma é possível considerar que a derivada do erro varia de forma linear. Posto isto, a equação (3.7) pode ser reescrita na equação (3.8), onde T_s representa o período de amostragem e Δi_{ref} a variação da corrente de referência.

$$L \frac{di_{erro}}{dt} = L \frac{\Delta i_{ref}}{dt} + v_{rede} - v_{conv} \cdot \quad (3.8)$$

A tensão produzida à saída do conversor e aplicada a bobina, terá de ser simétrica à calculada para anular o erro da corrente. Assim, a equação (3.9) permite o cálculo da tensão produzida pelo inversor

$$v_{conv} = v_{rede} + L \frac{di_{erro}}{dt} + L \frac{\Delta i_{ref}}{dt} \cdot \quad (3.9)$$

De forma a implementar num DSP, a equação (3.9) é passada para tempo discreto:

$$v_{conv_ref} = v_{rede}[k] + \frac{L}{T_s} (i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{erro}[k]) \quad (3.10)$$

De forma a obter a expressão final para a implementação do controlo de corrente preditivo, substitui-se i_{erro} e obtêm-se a equação seguinte:

$$v_{conv_ref} = v_{rede}[k] + \frac{L}{T_s} (2 i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{conv}[k]) \quad (3.11)$$

Através da equação (3.11) obtêm-se a tensão de referência para a modulação SPWM. Após esta dedução é perceptível que umas das vantagens deste controlo é o facto de não ser necessário ajustar ganhos. Também têm uma reposta rápida quando sujeito a variações. Contudo, os parâmetros do sistema das variáveis são sensíveis a alterações, sendo que o valor da indutância da bobina de acoplamento à rede eléctrica precisa de estar bem definido [29][85][84].

3.6 Conclusão

Neste capítulo é realizada uma descrição sobre conversores VSI CA-CC não isolados, conversores CC-CC bidireccionais não isolados. técnicas de modulação PWM e de controlo de corrente para os mesmos, considerando o propósito do equipamento a ser desenvolvido. Na primeira fase abordam-se os principais conversores *front-end*, responsáveis pela interface com a rede eléctrica, sendo apresentados os dois conversores primários, o *half-bridge* e o *full-bridge* que são amplamente utilizados pela sua simplicidade de implementação. Em seguida, são descritos conversores multinível, largamente aplicados na indústria pelo emprego de vários semicondutores de potência, que permitem sintetizar mais que três níveis de tensão, assim melhorando a qualidade da forma de onda da corrente e reduzindo o dv/dt em cada um, o que permite aplicar potências mais elevadas ao conversor. É também apresentada a teoria relativa a conversores *interleaved*, que aplicam conversores em paralelo, funcionando de forma intercalada, em que cada um sintetiza parte da corrente, reduzindo o *stress* em cada conversor e reduzindo o *ripple* da corrente de saída. Posto isto, são apresentados dois conversores CC-CC bidireccionais não isolados, aplicados em sistemas de carregamento de baterias de VEs. Apenas foram considerados conversores com poucos elementos passivos e ativos, reduzindo o tamanho total do sistema e a complexidade de controlo.

Perante a descrição dos conversores de electrónica de potência são então apresentadas as técnicas de modulação SPWM que originam os sinais de disparo para a *gate* dos semicondutores de potência. Nestas técnicas são demonstradas também técnicas relativas apenas a conversores multinível. Posto isto, são descritas as técnicas relativas ao controlo de corrente de forma a que os conversores consigam seguir a corrente de referência de uma forma consistente mesmo quando existem variações no equipamento. Assim existem técnicas não lineares, em que não existe controlo da frequência de comutação, e técnicas lineares que praticam uma frequência de comutação fixa, podendo ou não precisar de ajuste de ganhos conforme a situação.

Capítulo 4

Simulações Computacionais da Topologia Proposta

4.1 Introdução

Nesta secção é demonstrado o princípio de funcionamento do equipamento proposto e os modos de operação do mesmo. Através de simulações computacionais, recorrendo ao software PSIM 9.1, é possível validar os conversores de eletrónica de potência bem como o controlo aplicado a cada um, juntamente com a integração dos mesmos nos diversos modos de operação. Assim, neste capítulo é apresentada a simulação do conversor CA-CC e todos os pormenores necessários para a correta ligação à rede elétrica, é apresentada a simulação o conversor CC-CC bidirecional para o carregamento das baterias e são também apresentados os modos de operação do equipamento a implementar. Tendo em consideração que o conversor CC-CC unidirecional de interface aos PVs é o foco de outra dissertação, intitulada “Desenvolvimento de Conversores de Potência com Interface de Painéis Fotovoltaicos para *Smart Homes*”, nesta dissertação este tópico não é abordado em detalhe.

4.2 Princípio de Funcionamento da Topologia e Respetivo Modelo de Simulação

Neste projeto integrado, do qual resultam duas dissertações, o equipamento proposto para desenvolvimento, é um sistema monofásico para ser implementado numa SH ou numa residência, que pretenda aplicar painéis solares fotovoltaicos na sua instalação e/ou ter um VE à sua disposição. Como vantagens deste trabalho destaca-se: simplicidade de instalação; não é necessário o ajuste de parâmetros por parte do utilizador; elevada densidade de potência comparado com os sistemas tradicionais.

Neste tipo de integração de RES com VEs, as topologias tradicionais fazem interface com a rede elétrica, cada um com equipamentos diferentes, ou seja, os PV recorrem a dois conversores de eletrónica de potência (CA-CC e CC-CC) num equipamento distinto do VE que também utiliza dois conversores de eletrónica de potência (CA-CC e CC-CC) [29]. É possível entender-se que em modo de funcionamento normal de injeção de energia na rede por parte, tanto do PV (*Renewables-to-Grid* – R2G) como do VE (*Vehicle-to-Grid* – V2G), não existe um número acrescido de desvantagens,

realçando-se apenas a desvantagem de recorrer a dois equipamentos diferentes na mesma instalação. Analisando melhor esta topologia tradicional, apresentada na Figura 4.1, consegue-se visualizar que caso se pretenda utilizar a energia absorvida pelos PV e injetá-la nas baterias do VE é necessário recorrer sempre à rede elétrica. É de fácil compreensão que existem sempre perdas associadas a este processo, pois existem mais dois conversores CA-CC no processo.

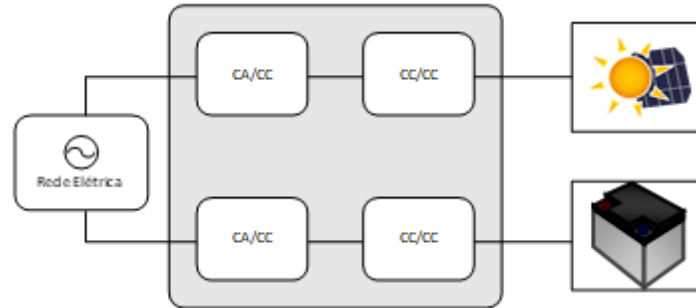


Figura 4.1. Esquema da topologia tradicional.

Na topologia proposta para este equipamento, a sua composição é feita por três conversores eletrónica de potência, como ilustrado na Figura 4.2. Um deles é um conversor CA-CC, que está responsável pela interface com a rede elétrica, permitindo a absorção ou injeção de corrente sinusoidal. Outros dois equivalentes, conversores CC-CC, um responsável pela transferência da energia absorvida pelo PV e outro encarregue do carregamento/descarregamento controlado da bateria de um VE. Comparativamente à topologia tradicional, considerando sempre um contexto de microgeração de energia numa SH, o abandono de um dos conversores CA-CC, permite a fusão dos dois equipamentos num só, aplicando apenas um barramento CC partilhado, onde estão interligados os conversores CC-CC que fazem interface com as RES, neste caso PV e com o VE. Este tipo de topologia é aplicável em redes CC de microgeração de energia para SH ou estações de carregamento de VEs, permitindo a vários *arrays* de PV através dos seus conversores CC, fornecerem energia a barramento CC partilhado com os carregadores de VEs [87][88].

Com a topologia proposta, que recorre ao uso de menos um conversor CA-CC, diversas vantagens são evidentes. Estas vantagens passam pelo emprego de menos semicondutores, menor necessidade de recurso a dissipadores, *drivers*, sensores e respetivo condicionamento de sinal, assim como redução nos filtros passivos. O facto de existir menos hardware, ou seja, menos estágios de conversão entre as RES e o VE, no caso de transferência de energia entre elas (*Renewables-to-Vehicle* – R2V), acresce um aumento na eficiência total do equipamento, reduz o seu tamanho e custo de implementação, bem como aumenta a densidade de potência [87]. Na topologia proposta, os modos de funcionamento que são propostos, sempre que exista transferência de energia entre o equipamento e a rede elétrica, que esta seja feita sempre com corrente sinusoidal, de forma a não aumentar os problemas QEE já

existentes na rede elétrica. Assim os modos de funcionamento deste equipamento são carregamento de baterias do VE (*Grid-to-Vehicle* - G2V), injeção de energia das mesmas para a rede elétrica (V2G), injeção de energia por parte do PV (R2G), transferência de energia dos PV para as baterias do VE (R2V).

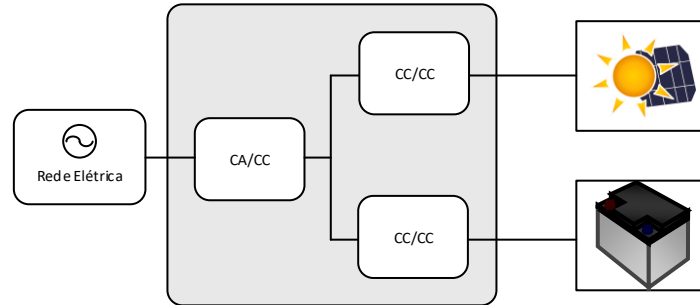


Figura 4.2. Esquema da topologia proposta.

Para a validação desta topologia foi desenvolvido um modelo de simulação no software PSIM 9.1. O modelo desenvolvido foi dividido em duas figuras apresentadas ao longo deste subcapítulo. Na Figura 4.3 é apresentado o andar de potência do equipamento previamente descrito, este é composto por um conversor CA-CC *double full-bridge interleaved* e dois conversores CC-CC *buck-boost half-bridge*.

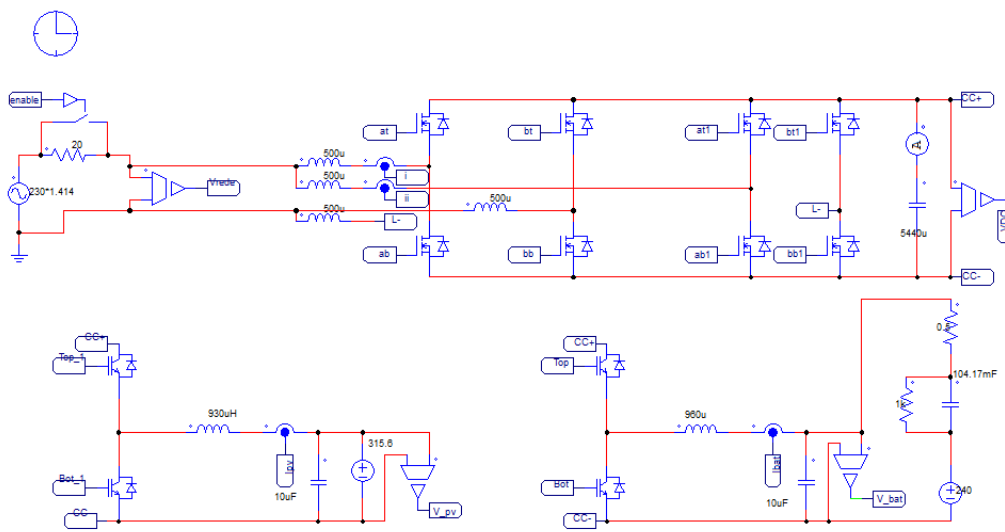


Figura 4.3. Andar de potência do modelo de simulação do sistema constituído por um conversor CA-CC e dois conversores CC-CC.

Nesta imagem é ilustrada a tensão da rede, existe um *switch* em paralelo com a resistência de forma a poder fazer a pré-carga dos condensadores de uma forma controlada, até atingir o pico da rede elétrica e, em seguida, fazer o *bypass* ativando-o *switch*. Os sensores de corrente e de tensão necessários para aquisição de sinais para o controlo digital são também apresentados, bem como o modelo de baterias e de PV utilizados.

Na Figura 4.4 é apresentado o sistema de controlo desenvolvido para os três conversores. Para cada conversor e de forma a simplificar a manipulação de cada um, são implementados três blocos C , um por cada conversor. O bloco C no software de simulação PSIM recria um ambiente de programação, onde possível implementar os conversores. Estes blocos representam a DSP utilizada num ambiente real, assim simplificando a migração da simulação para a implementação prática do software. Cada um deles apresenta entradas e saídas de variáveis que podem ser *flags* de controlo, valores de sensores, valores de referência passados para a modulação PWM, também é definida a frequência de amostragem com o valor de 200 kHz, através dum *zero-order hold* (ZOH). Nesta imagem é também apresentada a modulação PWM utilizada com os blocos de *dead-times* para cada um dos conversores, sendo que no conversor CA-CC é implementada uma técnica PWM unipolar, enquanto que nos conversores CC-CC uma técnica PWM bipolar, é seleccionada uma frequência de comutação de 100 kHz

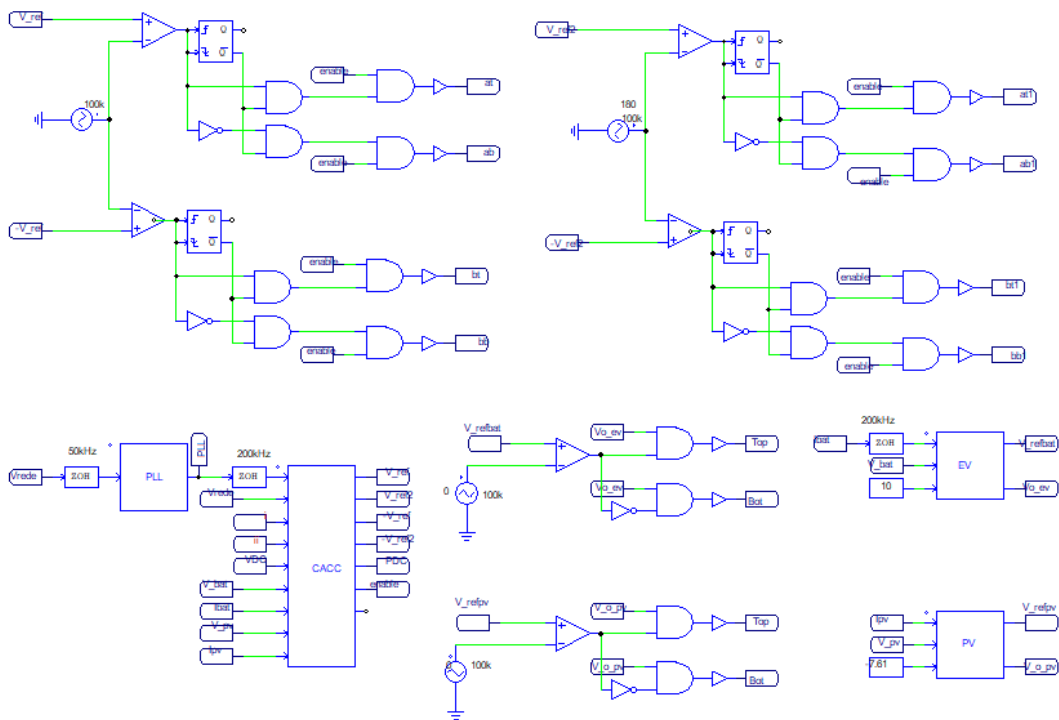


Figura 4.4. Sistema de controlo desenvolvido para o conversor CA-CC e os dois conversores CC-CC.

4.3 Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica

O conversor CA-CC faz interface com a rede elétrica através duma bobina de acoplamento, como tal é necessário que haja uma sincronização com a tensão dessa rede. Esta sincronização é essencial pois a existência de correntes harmónicas na impedância de linha na rede elétrica, causadas por cargas não lineares acopladas a mesma, distorcem a tensão da rede. Assim é necessário conseguir gerar uma senoide de referência em fase com a componente fundamental da tensão da rede elétrica,

apesar da sua distorção para que a injeção e absorção de corrente seja feita minimizando ao máximo os problemas criados à rede elétrica. As técnicas de sincronização, designadas por *phase-locked loop* (PLL) com sinais são amplamente utilizadas em comunicações, sistemas de controlo, em instrumentação, entre outros. Este conceito baseia-se na geração de uma onda sinusoidal em fase com a componente fundamental da onda de entrada e pode ser representado através do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.5. É possível analisar que existem três fases para a correta sincronização com a fase de um sinal, numa primeira, na deteção da fase, é medida a diferença entre a fase do sinal de entrada e do sinal de saída, esta diferença é passada a um filtro passa-baixo com o objetivo de gerar um erro associado ao desvio da fase, que é passado ao oscilador que sintetiza a onda de saída.

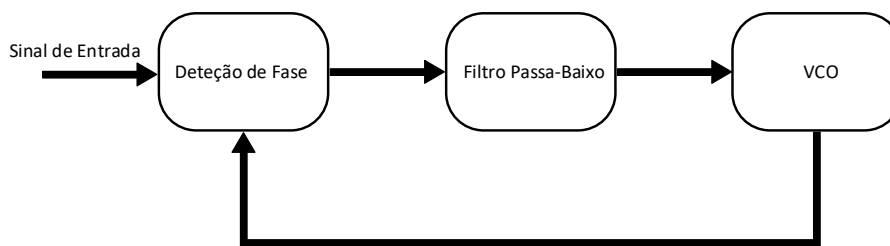


Figura 4.5. Diagrama de blocos geral de uma PLL.

A PLL utilizada neste equipamento, foi proposta por Karimi-Ghartemani e Iravani em 2001, que além do enunciado permita ainda o calcula a amplitude da componente fundamental. Esta PLL recorre a um controlador PI para o filtro passa-baixo que consoante os seus ganhos será mais ou menos lento a atingir a sincronização [88]. O oscilador, que na realidade é um *voltage oscillator* (VCO), depende da frequência central (ω_0) do sinal a ser detetado. Assim, têm de ser inserido de acordo com o valor do sistema elétrico nacional, correspondente a 100π rads/s.

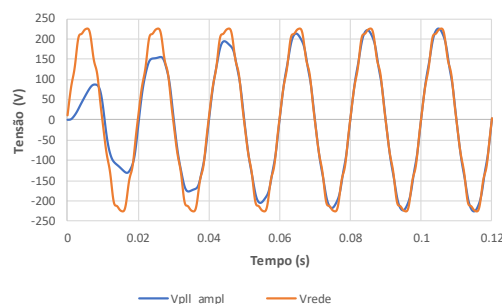


Figura 4.6. Tensão da rede elétrica e sinal de saída com amplitude da PLL.

Para este equipamento apenas é necessário a geração de um sinal sinusoidal unitário, em fase com tensão da rede elétrica. No entanto, para validar o correto funcionamento da PLL implementada, é ilustrado na Figura 4.6 a tensão da rede elétrica (v_s) e a saída em amplitude da PLL (V_{PLL}). Apesar da distorção harmónica presente na tensão da rede elétrica, é possível verificar que ao fim de dois ciclos

da tensão da rede elétrica, a sincronização é praticamente atingida e que a amplitude da componente fundamental é conseguida ao fim de cinco ciclos da tensão da rede elétrica. Para a validação desta PLL, além dos harmónicos da tensão da rede, introduziu-se também um desfasamento de 90° e outro de 270° , a fim de verificar a correta sincronização, apesar dos desfasamentos. Como é possível verificar, ao fim dois ciclos a sincronização, mais uma vez é obtida para as duas situações ao fim de dois ciclos da rede e a amplitude da fundamental ao fim de cinco ciclos.

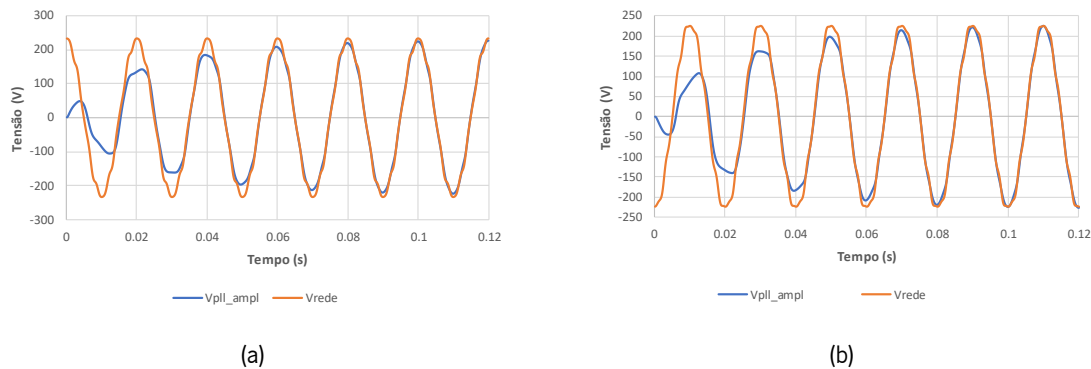


Figura 4.7. Tensão da rede elétrica e sinal de saída com amplitude da PLL:
(a) desfasamento de 90° ; (b) Desfasamento de 270° .

4.4 Conversor CA-CC *Interleaved*

O conversor CA-CC selecionado, para fazer interface com a rede elétrica, foi um conversor *double full-bridge interleaved*. Este conversor, apresentado na Figura 4.8, recorre a dois conversores *full-bridge* em paralelo, partilhando o mesmo barramento CC. Ao implementar este paralelismo entre conversores, aplicando uma técnica SPWM unipolar a cada um dos conversores com um desfasamento das ondas portadoras de 180° , obtém no ponto onde as correntes se somam, uma corrente com *ripple* reduzido e com o dobro da frequência de comutação dos semicondutores. O facto de serem usados dois conversores CA-CC para sintetizar duas correntes permite reduzir o *stress* nos semicondutores, comparativamente à utilização da mesma potência num conversor *full-bridge*. Em ordem a conseguir-se um correto controlo do barramento CC (assim como controlar a corrente no lado CA) é necessário usar uma bobina de acoplamento a rede elétrica por cada braço do conjunto dos conversores CA-CC. Caso não sejam aplicadas, existe a possibilidade de correntes circulantes entre os dois conversores, não permitindo o correto funcionamento do conjunto dos conversores. A frequência de comutação implementada é de 100 kHz e, com o recurso da modulação SPWM unipolar, referenciada em 3.4.2, a frequência de comutação resultante é de 200 kHz. O facto de usar esta esta modulação permite uma redução no volume total das bobinas de acoplamento, pois existe uma duplicação relativamente a frequência de comutação dos semicondutores. Devido ao desfasamento de 180° na onda portadora, a corrente de saída sintetizada obtém 200 kHz, o que perfaz uma melhoria

na forma de onda. Assim, para o cálculo da bobina de acoplamento para cada uma das *full-bridge*, é aplicada a seguinte equação (4.1) [89].

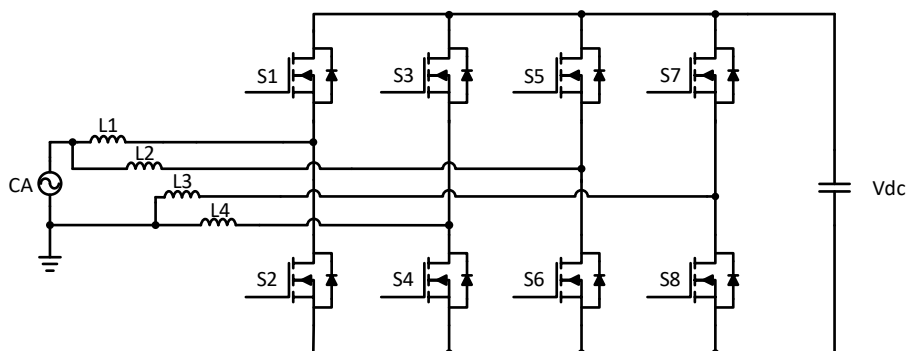


Figura 4.8. Conversor CA-CC *double full-bridge interleaved*.

$$L_x = \frac{V_{cc}}{4 \Delta i_{Lx} f_s} \tag{4.1}$$

Considerando um *ripple* máximo da corrente (Δi_{Lx}) de cada conversor com 0,5 A, com um barramento CC (V_{cc}) com 400 V, e com a frequência (f_s) resultante de 200 kHz é possível obter uma bobina com um valor de indutância de 1 mH. Como é necessário utilizar duas bobinas por cada *full-bridge*, divide-se o valor obtido por dois, resultando numa bobina de 500 μ H por cada braço do conversor CA-CC. Na Figura 4.9 são ilustrados os resultados da simulação do conversor proposto. É validado o funcionamento em modo *interleaved* devido ao desfasamento de 180° no *ripple* das correntes de cada conversor *full-bridge* e da redução do mesmo na saída do conversor proposto.

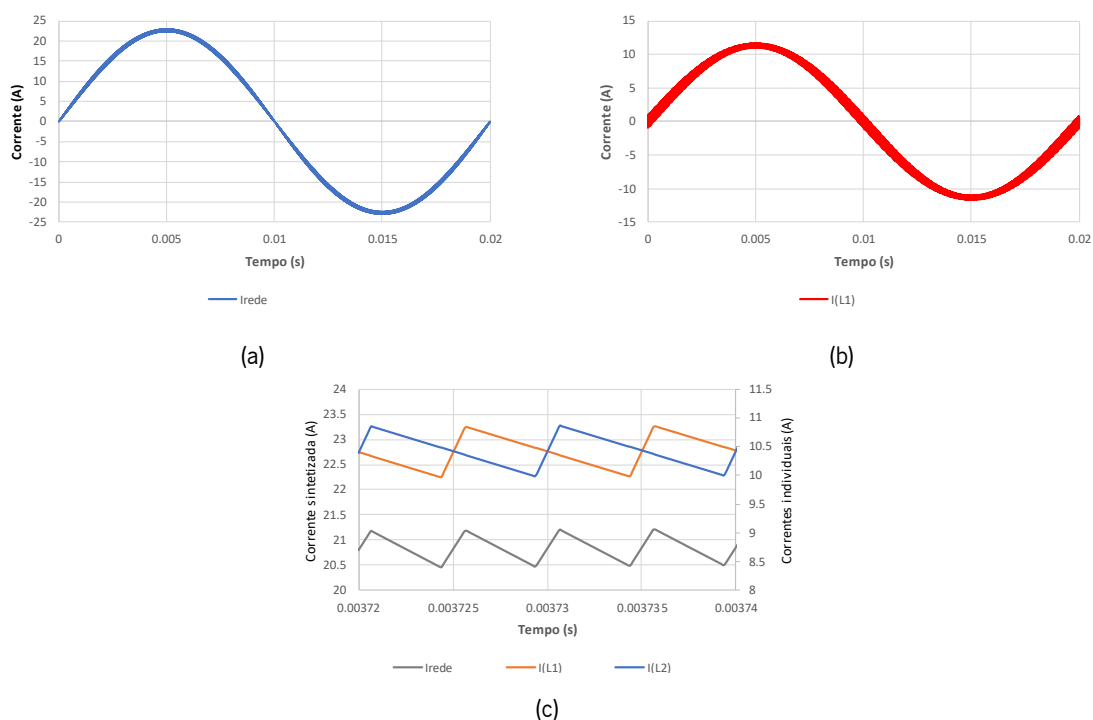


Figura 4.9. Conversor CA-CC *double full-bridge interleaved*: (a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) corrente de um cada conversor *full-bridge*; (c) corrente de cada *full-bridge* e do conversor CA-CC em detalhe.

Na Figura 4.10, são apresentadas as simulações que provam que a corrente à saída de cada conversor *full-bridge*, a frequência resultante é o dobro de que a de comutação, devido a técnica SPWM unipolar e é verificado que na corrente resultante de operar em modo *interleaved* é o dobro da de cada conversor, o que resulta numa frequência na corrente de saída de 400 kHz e por consequência um *ripple* inferior. Para a obtenção deste resultado, os desfaseamentos entre as ondas triangular deve ser igual a 90° , devido ao desfaseamento causado pela modulação SPWM unipolar.

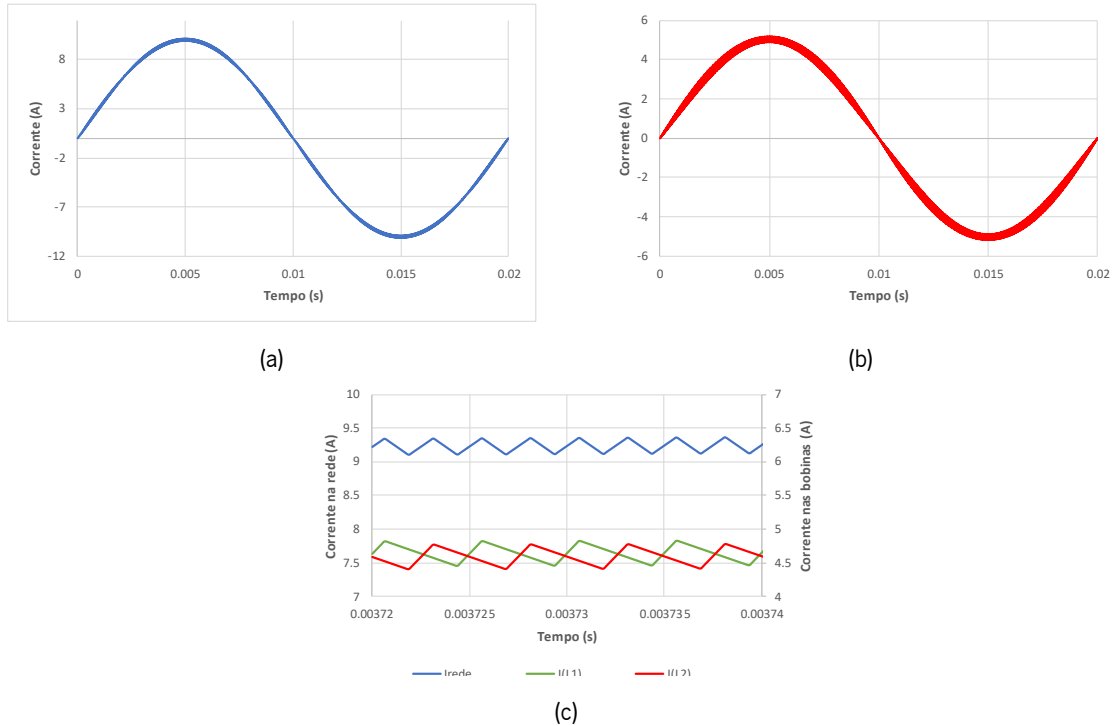


Figura 4.10. Conversor CA-CC *double full-bridge interleaved*: (a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) corrente de um conversor *full-bridge*; (c) corrente de cada *full-bridge* e do conversor CA-CC em detalhe.

4.4.1 Regulação da Tensão do Barramento CC

A regulação da tensão do barramento CC é essencial neste equipamento para que seja possível a injeção/absorção de corrente na rede elétrica por parte do conversor CA-CC, pois tanto os PVs como o VE têm a funcionalidade de transferir a sua energia para a rede, como o VE é capaz de absorver energia para as baterias. Para tal funcionar corretamente, é necessário que o valor da tensão do barramento CC, que interliga os três conversores, seja superior ao pico máximo de tensão da rede, considerando a rede elétrica nacional de 230 V, com pico máximo de 325 V, sem considerar as tolerâncias impostas pela lei. Assim, a fim de se conseguir sintetizar correntes para injeção de energia na rede elétrica, o valor definido para a tensão do barramento CC é de 400 V.

Nesta regulação do barramento CC, é obrigatório que a tensão aos terminais do mesmo se mantenha o mais constante possível, para que na sintetização de correntes tanto para injeção na rede elétrica

seja feita de uma forma controlada e constante. Neste tipo de regulação, é normal o aparecimento de um *ripple* com frequência de 100 Hz, na forma de onda da tensão do barramento. Isto acontece devido às transferências de energia por parte do conversor CA-CC com a rede elétrica que possui uma frequência de 50 Hz. Além desta frequência, é possível também o aparecimento da frequência de comutação sobreposta à de 100 Hz [90]. Para que este efeito seja minimizado, e de forma a manter o barramento o mais constante possível, é necessário fazer uma média dos valores do barramento CC (V_{cc}) antes de os aplicar a qualquer tipo de controlador.

O método implementado para o controlo da tensão do barramento CC, começa por recorrer uma resistência de pré-carga em série com o conversor CA-CC, para se efetuar um carregamento controlado dos condensadores, utilizando os diodos em antiparalelo dos semicondutores para este efeito. É utilizada, a resistência de pré-carga, para prevenir o pico de corrente acentuado do lado da rede elétrica, causado por variações rápidas do dv/dt provenientes da tensão da rede elétrica, nos condensadores. Posto isto, quando os condensadores ficam carregados com o pico máximo da rede elétrica, é utilizado um relé em paralelo com a resistência de pré-carga de forma a fazer o *bypass* da mesma. Assim, neste instante é necessário calcular a potência necessária para que o barramento atinja o valor pré-definido de 400 V. Para se conseguir atingir e manter esta tensão constante ao longo do tempo, implementa-se um controlador PI, como é possível visualizar na Figura 4.11. Para que o conversor não absorva correntes elevadas, em curto espaço de tempo é necessário que os ganhos do controlador não sejam demasiado elevados, de forma a que não ocorra *overshoot* nos momentos iniciais da transição.

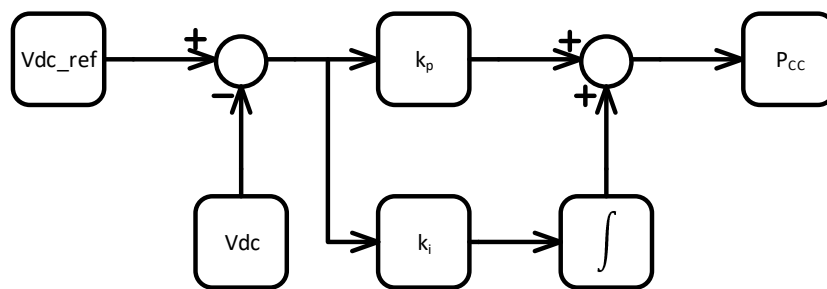


Figura 4.11. Diagrama de blocos do controlador PI para regulação do barramento CC.

Na Figura 4.12, é apresentado o processo de pré-carga, em seguida do *bypass* quando é atingida a tensão de 320 V. Após esta transição, o controlador PI inicializa o seu processo, mas para que a corrente absorvida seja feita consoante os pré-requisitos do equipamento, é necessário passar esta potência de regulação (P_{Reg}) para a teoria FBD, para esta sintetizar a corrente de referência necessária.

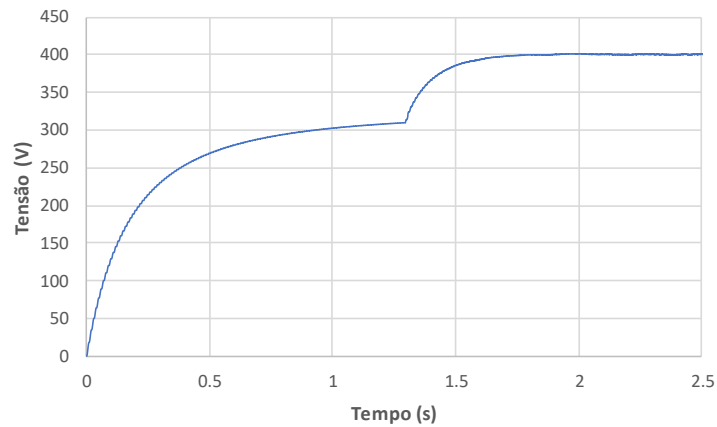


Figura 4.12. Carregamento e regulação do barramento CC.

Na Figura 4.13, é possível ver a evolução da corrente absorvida pelo conversor CA-CC durante a regulação do barramento CC. Quando é iniciada a pré-carga em (a), a corrente máxima absorvida é de 15 A, ao aplicar uma resistência de 20Ω . No instante que se inicia o *bypass* em (b), existe um pico de corrente de 20 A. É notório o momento em que o controlador PI entra em funcionamento, pois a corrente assume uma forma sinusoidal.

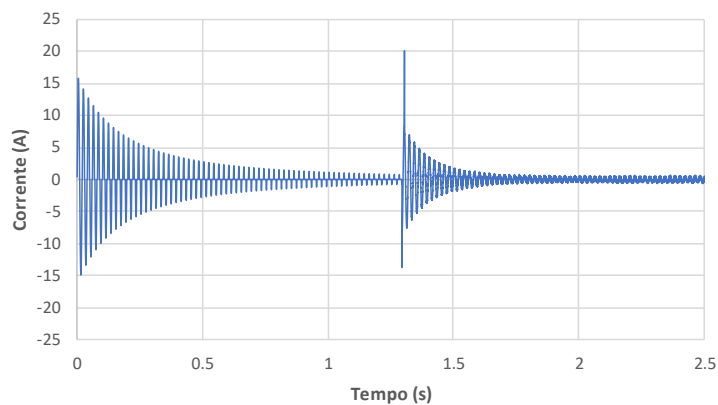


Figura 4.13. Corrente da rede elétrica pelo conversor CA-CC:
(a) Na pré-carga; (b) Momento de *bypass* e início do controlador PI.

4.4.2 Técnica de Controlo de Corrente

Após a análise da literatura efetuada na secção 3.5, tanto teórica como em ambiente de simulação, a escolha recaiu sobre o controlo de corrente preditivo com modulação SPWM unipolar. Para que a seleção do controlo de corrente fosse a mais indicada para o conversor CA-CC que se pretende implementar, as técnicas não lineares foram postas de parte desde início. Estas técnicas não permitem uma frequência de comutação fixa, o que pode levar à existência de frequências bastante elevadas ou demasiado baixas, que podem não ser toleradas pelos semicondutores. A utilização de uma frequência de comutação fixa permite um dimensionamento mais objetivo das bobinas de acoplamento à rede

elétrica, que neste equipamento tem como propósito a redução do volume total das mesmas. Posto isto, as técnicas de corrente por *periodic sampling* e por histerese foram descartadas.

As simulações efetuadas para o controlo de corrente PI e preditivo são ambas bastante satisfatórias. No entanto, o controlo PI apresenta em várias situações um desempenho inferior relativamente ao $THD_{\%}$, apresenta também uma resposta dinâmica mais lenta face ao controlo preditivo, caso se pretenda fazer a compensação de harmónicos numa fase de implementação mais avançada no equipamento. O atraso na resposta dinâmica está diretamente relacionado com o facto de serem necessários ajustar ganhos no controlador PI. Para o seu correto funcionamento é necessário ajustar os ganhos face a diferentes situações ou cargas que se pretenda implementar. Assim, o controlo de corrente preditivo foi selecionado, pois não necessita do ajuste de ganhos no controlador, recorre a uma frequência de comutação fixa e apresenta uma boa resposta dinâmica. Na Figura 4.14 é apresentada uma corrente de referência (i_{ref}) com 16 A_{RMS} e verifica-se que o controlo preditivo implementado no conversor CA-CC consegue seguir a sua referência com um $THD_{\%}$ de 1,3%.

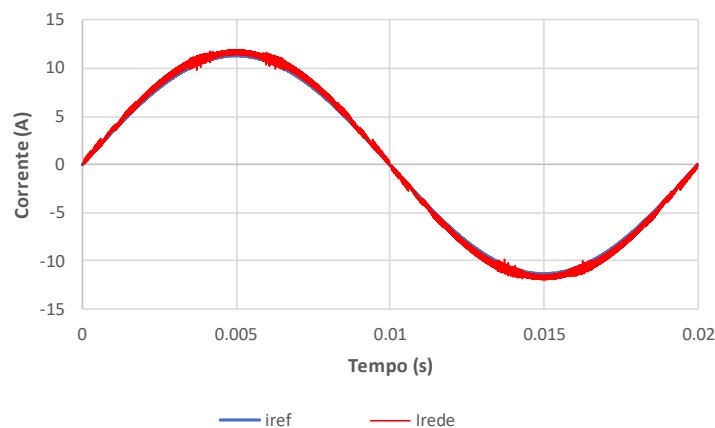


Figura 4.14. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i_{rede}) pelo conversor CA-CC com controlo de corrente preditivo.

4.4.3 Compensação do *Dead-Time*

Nos conversores CA-CC VSI para manter a integridade dos semicondutores totalmente controlados do mesmo braço é indispensável existir um tempo “morto” entre as suas comutações. Este *dead-time* garante que em qualquer momento de comutação nunca existe um instante de condução simultânea por parte dos semicondutores controlados, prevenindo um curto-circuito entre eles. Este tempo varia consoante a características de cada semicondutor, apresentadas no *datasheet*, com as características e efeitos parasitas do circuito no qual está implementado e com o circuito de *drive* que também introduz atraso no sinal. A decisão de quanto tempo é necessário para o *dead-time*, além de um estudo

teórico sobre os componentes e o circuito implementado, existe a necessidade de fazer a verificação teórica.

Contudo, esta solução representa um instante de tempo em que os semicondutores estão completamente desligados, o que implica no conversor não conseguir aplicar corretamente o seu sistema de controlo, prejudicando o desempenho. Este problema traduz-se na distorção da forma de onda da corrente sintetizada e na redução da sua amplitude total, principalmente quando é aplicada uma frequência de comutação elevada [91]. A fim de se conseguir manter o sistema de controlo fiável e garantir a correta sintetização da corrente de referência (i_{ref}) é necessário compensar o *dead-time*. Para se verificar o problema mencionado, a Figura 4.15, apresenta a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente sintetizada pelo conversor CA-CC com a implementação dum *dead-time* correspondente a 2,5% da frequência de comutação [92]. É possível visualizar que na passagem por zero a corrente (i) é praticamente inexistente e apresenta uma ligeira distorção na sua forma. Consegue-se ver que não é capaz de acompanhar a corrente (i_{ref}) em amplitude. Esta corrente apresenta um THD%f de 2,8% e um valor RMS de 13,68 A.

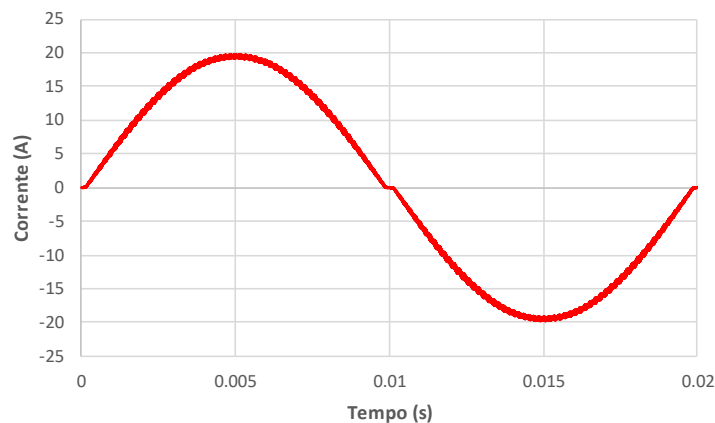


Figura 4.15. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i_c) pelo conversor CA-CC com controlo de corrente preditivo sem *dead-time*.

Para que este resultado seja compensado, de forma a sintetizar a onda corretamente, é feita uma compensação por software na equação matemática do controlo de corrente preditivo. Este tempo causa uma variação na tensão de saída do conversor (ΔV) e pode ser calculado através da expressão matemática (4.2), em que T_{DT} representa o *dead-time*, multiplicado por dois que é número de vezes que é aplicado num ciclo de comutação, V_{cc} é a tensão do barramento CC e T_s o período de comutação [92].

$$\Delta V = \frac{2 T_{DT} v_{cc}}{T_s} \quad (4.2)$$

Após este cálculo, esta variação da tensão pode ser introduzida juntamente com a expressão do controlo de corrente preditivo. Para tal, é necessário saber se a corrente de referência sintetizada está no ciclo positivo ou negativo, para se somar ou subtrair o valor, respetivamente, assim aumentando o valor de referência da tensão para se sintetizar corretamente a corrente de referência prevista. Neste caso é necessário subtrair este valor quando o valor da corrente é positivo.

Na Figura 4.16 é apresentada a corrente de referência (i_{ref}) e a corrente sintetizada pelo conversor CA-CC (i) com a inclusão e compensação do *dead-time*. É possível verificar que a forma de onda da corrente (i) não apresenta distorção, conseguiu atingir a amplitude total da referência, com um THD% de 0,6% e um valor RMS de 14,16 A.

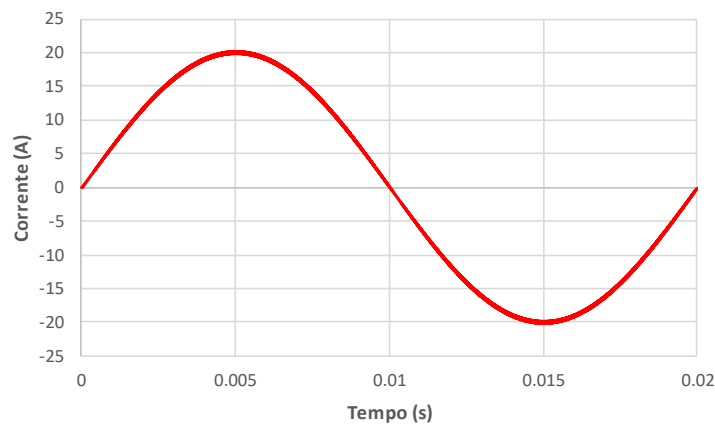


Figura 4.16. Corrente de referência (i_{ref}) e corrente sintetizada (i) pelo conversor CA-CC: com controlo de corrente com compensação de *dead-time*.

4.5 Conversor CC-CC *Buck-Boost (Half-Bridge)*

O carregamento e descarregamento das baterias do VE neste equipamento, é feito através de um conversor CC-CC *buck-boost half-bridge*, como introduzido na secção 3.3.1. A escolha deste conversor passa pelo emprego de poucos elementos passivos e de comutação, capacidade de operar em modo bidirecional (modo *buck* e modo *boost*) através de um controlo pouco complexo, sendo que em cada modo de operação basta comutar um dos semicondutores de potência para o correto funcionamento do conversor. Na Figura 4.17 é ilustrado o conversor CC-CC escolhido para o equipamento.

A modulação PWM implementada neste conversor, é uma modulação bipolar com uma frequência de comutação de 100 kHz. Assim para o cálculo do valor da indutância da bobina que vai ser aplicada no circuito é utilizada a equação genérica da bobina apresentada na equação (4.3), em que d_r representa a variação de corrente, mais propriamente o *ripple* da corrente durante o intervalo de tempo, d_r .

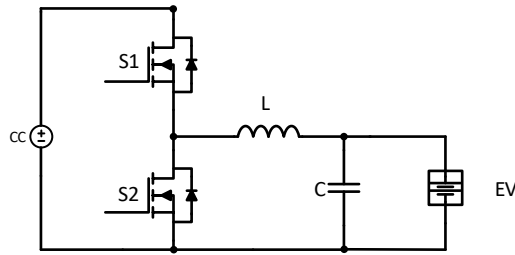


Figura 4.17. Conversor CC-CC *buck-boost half-bridge*.

$$v_L = L \frac{di}{dt} \tag{4.3}$$

Posto isto, sabe-se ainda que este conversor consegue operar em modo *buck* e *boost* e para tal cálculo é necessário considerar os dois modos, ou seja, calcular o valor da indutância para os dois casos para se perceber qual o pior caso. Para tal, é necessário considerar um banco de baterias para o VE. Neste equipamento escolheram-se baterias de ácido-chumbo para tal efeito, pois quando se pretender passar a uma fase de implementação no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) na Universidade do Minho, este é o material disponibilizado. Como descrito anteriormente, o barramento CC do conversor CA-CC vai regular a sua tensão para os 400 V, então considerando que as baterias ficam totalmente carregadas com 14 V e descarregadas com 10 V, são aplicadas em série 24 baterias de ácido-chumbo, cada uma com 33 Ah. Sabe-se então, que quando o *pack* tiver totalmente carregado a tensão será de 288 V e quando estiver descarregado vai ter uma tensão de 240 V.

Com as condições reunidas para os cálculos, sabe-se que o *ripple* admitido é de 1 A e que dependendo do modo em que o conversor se encontra o *duty-cycle* é calculado de diferentes formas.

Modo *Boost*

No modo *boost*, o *duty-cycle* é dado pela equação (4.4). Neste modo, dependendo se a bateria está ou não carregada existem duas situações: $v_i = 240$ V e $v_i = 288$ V, com $v_o = 400$ V.

Tabela 4.1. Valores obtidos para o cálculo do valor de indutância em modo *boost*.

D = 28%	D = 40%
L = 806 μ H	L = 960 μ H

Após a aplicação da equação (4.4) com os valores definidos, sabe-se que o *duty-cycle* vai variar entre 28% e 40%. Na equação (4.4), substituindo corretamente os termos, considerando $v_L = v_i$, para o *duty-cycle* correto e multiplicando este pelo período da frequência de comutação, para obter o tempo em que a corrente realmente sobe, obtém-se os valores definidos na Tabela 4.1.

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D} \tag{4.4}$$

Modo *Buck*

No modo *buck*, o *duty-cycle* é dado pela equação (4.4). Neste modo, dependendo se a bateria está ou não carregada existem duas situações: $v_o = 240 \text{ V}$ e $v_o = 288 \text{ V}$, com $v_i = 400 \text{ V}$.

$$\frac{v_o}{v_i} = D \tag{4.5}$$

Após a aplicação da equação (4.4) com os valores definidos, sabe-se que o *duty-cycle* vai variar entre 60% e 72%. Na equação (4.4), substituindo corretamente os termos, considerando $v_L = v_o$, para o *duty-cycle* correto e multiplicando este pelo período da frequência de comutação, para obter o tempo em que a corrente realmente sobe, obtêm-se os valores definidos na Tabela 4.2.

Tabela 4.2. Valores obtidos para o cálculo do valor de indutância em modo *Buck*.

D = 60%	D = 72%
L = 960 μH	L = 806 μH

No seguimento destes cálculos, o valor de indutância selecionado é de 960 μH pois é obtido para a pior condição de operação do conversor CC-CC. Assim garante-se que o conversor é capaz de manter um *ripple* 1 A no pior caso de operação. É apresentada então na Figura 4.18 para o modo *boost* a corrente na bobina, considerando 28% e 40% *duty-cycle* com os valores de tensão de entrada (v_i) e de saída (v_o) pré-definidos anteriormente, com uma corrente de referência de 10 A, validando os cálculos efetuados.

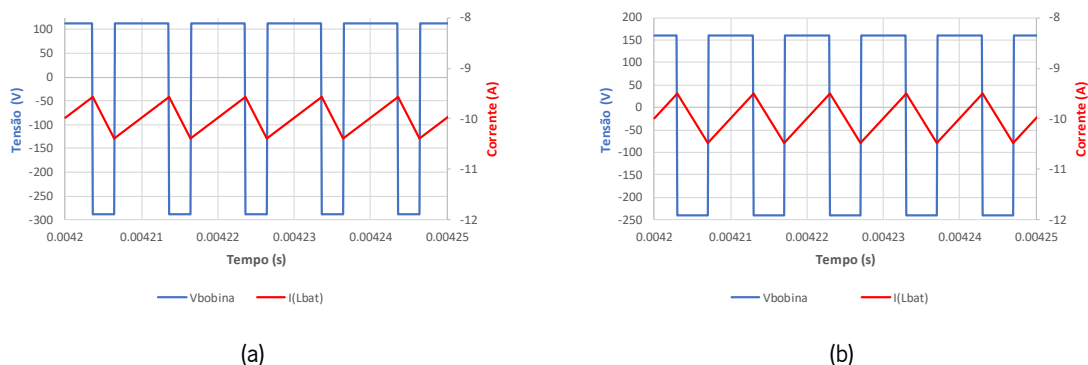


Figura 4.18. Corrente e tensão na bobina de 960 μH , no modo *boost*. (a) *Duty-cycle*: 28%, com uma tensão de entrada 288 V; (b) *Duty-cycle* : 40%, com tensão de entrada de 240 V.

Na Figura 4.19 são apresentados os resultados da corrente na bobina com valor de 960 μH , no modo *buck*, para valores de *duty-cycle* de 60% e de 72%, aplicando para cada caso os valores de tensão de entrada (v_i) e de saída (v_o) pré-determinados anteriormente, com uma corrente de referência de 10 A.

Como se pode analisar, o *ripple* em (a) é de 1 A tal como dimensionado, ao contrário de (b) em que o *ripple* é menor devido a escolha do valor de indutância para o pior caso de operação

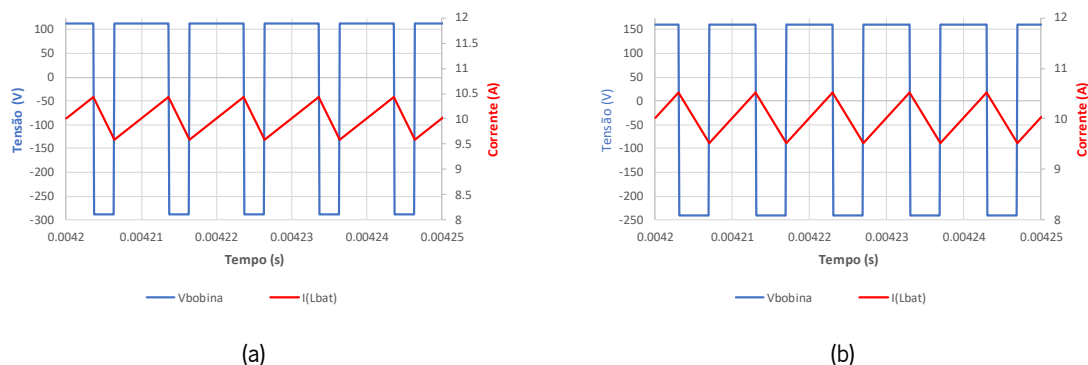


Figura 4.19. Corrente e tensão na bobina de $960 \mu\text{H}$, no modo *buck*: (a) *Duty-cycle* 72%, tensão de entrada de 288 V; (b) *Duty-cycle* %, tensão de entrada de 240 V.

Modelo das Baterias

Para que seja possível obter uma simulação mais aproximada da realidade e como também conseguir validar corretamente o controlo aplicado a carga e descarga das baterias, é necessário implementar um modelo elétrico equivalente de baterias. Depois da análise da secção 2.4, o modelo implementado em simulação é o equivalente de Thevenin. É utilizado este modelo pois é possível validar corretamente o controlo a ser aplicado porque se consegue verificar o SoC do *pack* das baterias através da implementação do condensador C_{soc} . A fonte de tensão ideal (V_{ca}), juntamente com o condensador permitem validar a carga e a descarga da bateria. A resistência (R_p) em paralelo com o condensador representa a resistência de polarização da bateria, proveniente das reações químicas envolvidas dentro da mesma e a resistência (R_i) representa a resistência interna.

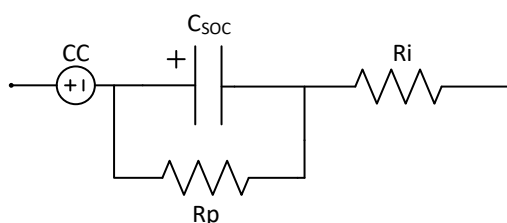


Figura 4.20. Modelo elétrico equivalente de Thevenin de uma bateria.

Para se obter o condensador necessário para a simulação e coerente com o *pack* de baterias dimensionado, é aplicada então a equação (2.3), considerando que tensão utilizada é igual a 288 V (bateria totalmente carregada) e uma energia de 33 Ah (baterias em série), obtendo-se um condensador com uma capacidade de 412,5 F. É possível averiguar que ao implementar na simulação um condensador de tal capacidade, o tempo de processamento e de simulação requerido é demasiado elevado. Para se conseguir reduzir ao tempo de simulação, optou-se por utilizar a equação (4.6) para se definir um valor de capacitância que permita simular o carregamento num tempo (d) máximo de

0,5 s, com uma variação da tensão de 240 V até 288 V ($d_v = 48$ V), considerando uma corrente (i_c) constante de 10 A. Assim, após efetuados os cálculos o valor de capacitância resultante é de 104,17 mF. Aplicou-se um R_p de 1 k Ω e um R_s de 1 Ω ;

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (4.6)$$

Carregamento das Baterias

Para o carregamento das baterias do VE, seleciona-se o modo de carregamento de corrente constante seguido de tensão constante (CC-CV). Considerando que, apesar da implementação ser realizada em baterias de ácido-chumbo devido ao material proporcionado pelo laboratório do GEPE, nos VEs são maioritariamente aplicadas baterias de iões de lítio, onde este modo de carregamento é o mais indicado para este tipo de tecnologia [36].

Assim, após o estudo da secção 2.5.4, no modo de corrente constante é aplicado um valor de corrente de 10 A, e entra em modo tensão constante quando a tensão da bateria atinge os 288 V. É apresentado na Figura 4.21, a corrente absorvida pelo conversor CA-CC para o carregamento das baterias, a tensão do barramento aquando do carregamento e a tensão e a corrente nas baterias. É aplicado controlo de corrente preditivo no modo de corrente constante e controlo PI no modo de tensão constante. O modo de corrente está ativo até a tensão da bateria atingir os 288 V. Quando atingida esta tensão é ativado o modo tensão constante até a corrente na bateria atingir os 0,4 A, momento em que é desativado o conversor.

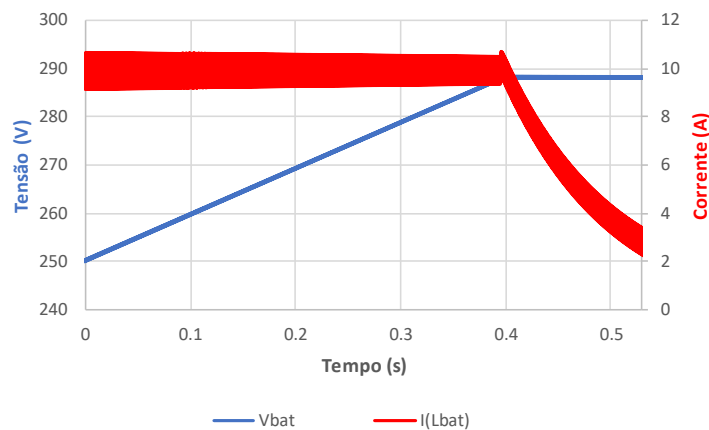


Figura 4.21. Modo carregamento corrente constante seguido de tensão constante: Tensão e corrente nas baterias durante o modo CC-CV.

Descarregamento das Baterias

Para o descarregamento de baterias do VE é aplicado um modo de corrente constante (CC) até a tensão da bateria atingir a tensão mínima de 240 V. O valor de corrente selecionado é de 10 A. Na

Figura 4.22 são apresentados os resultados da simulação da tensão e corrente nas baterias, a corrente injetada na rede elétrica e a tensão do barramento durante este processo. O controlo de corrente aplicado é o controlo de corrente preditivo. Opta-se por este tipo de carregamento com este controlo de corrente, pois se os PVs estiverem a injetar energia, a soma total da potência injetada não pode ultrapassar a máxima do conversor CA-CC. Assim, dá-se preferência a um tipo de controlo que não implique um ajuste de ganhos dependendo da corrente a injetar, tal como o controlo PI.

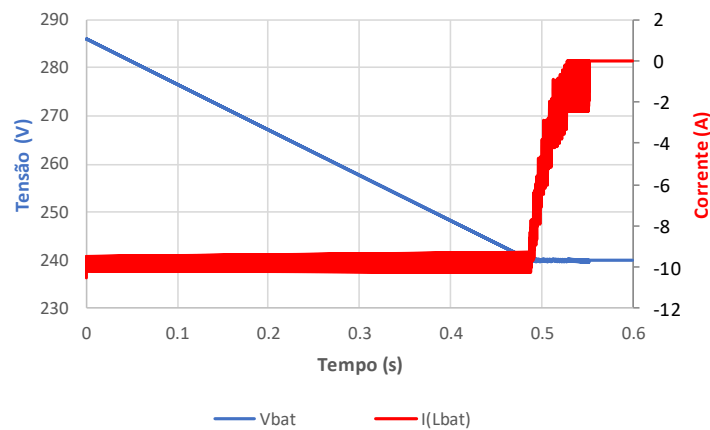


Figura 4.22. Modo de descarregamento corrente constante: Tensão e corrente nas baterias durante o modo corrente constante.

4.6 Teoria de Potência

Neste equipamento, com a integração de três conversores é necessário existir uma teoria de potência que seja capaz de gerir as transferências de energia entre eles e o barramento CC. Para concretizar este objetivo existem diversas teorias de potência que recorrem a cálculos complexos, com expressões trigonométricas como é o caso da teoria $d-q$ ou é necessário emular sistemas bifásicos, como é o caso da teoria $p-q$, pois é mais indicada para sistemas trifásicos e geralmente utilizadas para definir correntes de compensação em FAP [93]. No entanto, este equipamento não visa compensar harmónicos de corrente e de forma a conseguir utilizar uma frequência de comutação elevada, originada pelo DSP, o nível de complexidade aritmética não pode ser elevado, de forma a que tempo de processamento do sistema de controlo não seja elevado.

Assim, a teoria FBD propõe que qualquer carga a ser compensada pode ser substituída pela sua condutância, representante da parcela ativa de corrente (i_a) consumida pela carga, e por uma fonte de corrente em paralelo com esta, correspondente a componente reativa da corrente (i_r) consumida pela carga [94]. Assim a corrente total consumida pela carga é dada pela equação (4.7).

$$i_{total} = i_a + i_r \quad (4.7)$$

Sabe-se, através da equação (4.8) que a condutância equivalente da carga, depende da potência ativa e do quadrado do valor eficaz da tensão da rede.

$$G_e = \frac{P}{V_{rede}^2} \quad (4.8)$$

Posto isto, é possível calcular o valor da corrente consumida pela condutância pela equação (4.9)

$$i_a = G_e v_{rede} \quad (4.9)$$

Depois de calculada a corrente ativa consumida pela carga (i_a), rearranjando a equação (4.7) substituindo os termos corretos pela equação (4.9), consegue-se calcular a corrente de compensação (i_r), ou seja, a parcela de corrente não ativa a ser compensada pelo FAP, através equação (4.10).

$$i_r = i_{total} - \frac{P}{V_{rede}^2} v_{rede} \quad (4.10)$$

Após esta introdução teórica sobre a FBD é possível analisar que esta teoria não requer um grande esforço de processamento, a menos que se implemente um vetor para o cálculo da média da potência instantânea que representa a potência ativa consumida pela carga. Apesar de servir para compensar harmônicos de corrente pode ser apenas utilizada para se considerar a potência ativa do equipamento, ou seja nesta situação, a potência dos conversores CC-CC e do barramento CC [95]. De forma a ilustrar como é calculada a corrente de referência (i_{ref}) para a injeção ou absorção de energia na rede elétrica é demonstrado num diagrama de blocos apresentado na Figura 4.23.

É utilizada a potência (P_{DC}) calculada pelo controlador PI, descrito anteriormente, somado com a potência injetada dos PVs (P_{PV}) e com a potência injetada/absorvida pelas baterias do VE (P_{BAT}). Após o cálculo da potência necessária, para calcular a condutância equivalente dos conversores CC-CC, é utilizada então o valor da PLL em amplitude (V_{PLL}) de forma a se obter o valor eficaz da rede elétrica. É aplicado o valor da PLL pois a tensão da rede pode encontrar-se distorcida, assim apenas se recorre ao valor em amplitude da frequência fundamental. Após o cálculo da condutância, para calcular a corrente de referência ao invés de aplicar o valor da tensão da rede elétrica (v_{rede}), mais uma vez devido ao motivo enunciado, é aplicado o valor em amplitude da PLL (V_{PLL}). Substituindo corretamente estes termos nas equações (4.8) e (4.9) obtém-se a equação (4.11) [29].

$$i_{ref} = \frac{P_{BAT} + P_{PV} + P_{DC}}{V_{PLL}^2} v_{PLL} \quad (4.11)$$

Com esta equação é possível gerar uma corrente de referência para injeção/absorção ou até nenhum caso os conversores CC-CC sejam capazes de fornecer energia suficiente ao barramento CC. É possível analisar que estas teorias a nível de cálculos trigonométricos complexos são praticamente inexistentes, no entanto o uso de vetores para cálculos das potências pode aumentar o tempo de processamento total. As simulações com a implementação desta teoria, bem como a interação entre os modos de operação dos conversores encontram-se no subcapítulo seguinte.

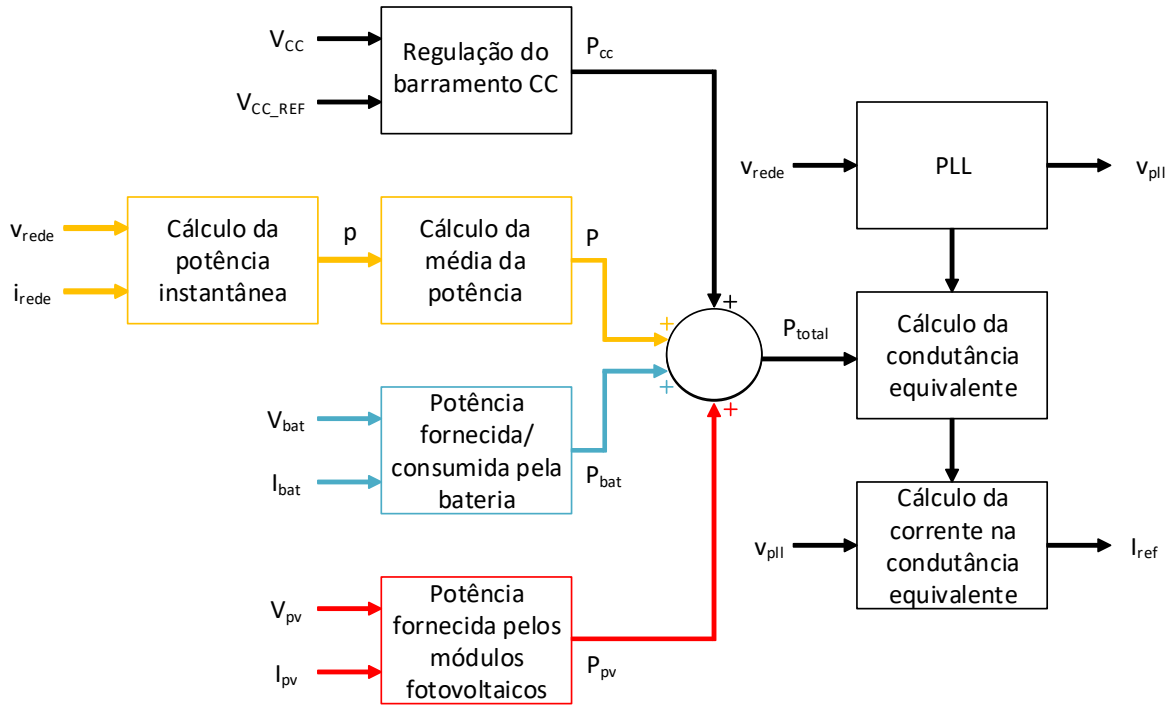


Figura 4.23. Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência para injeção/absorção de energia na rede elétrica.

4.7 Modos de Funcionamento

No seguimento da secção anterior, são apresentados então os modos de funcionamento deste equipamento. A interação entre a rede elétrica, conversores de eletrónica de potência, as baterias do VE e os PVs é ilustrado na Figura 4.24.

Perante o ilustrado na figura, existem quatro modos de funcionamento que são:

- G2V (*Grid-to-Vehicle*): permite a interação entre a rede elétrica, com o conversor CA-CA, que consome corrente sinusoidal com fator de potência unitário e por sua vez transfere-a ao conversor CC-CC bidirecional, que carrega as baterias do VE de uma forma controlada, no modo CC-CV;
- V2G (*Vehicle-to-Grid*): permite a interação entre a rede elétrica, com o conversor CA-CC, que injeta corrente sinusoidal com fator de potência unitário, com a energia proveniente do

conversor CC-CC bidirecional, que descarrega as baterias do VE de uma forma controlada, com o modo CC;

- R2G (*Renewable-to-Grid*): permite que a energia gerada pelos PVs seja transferida, de uma forma controlada, com o algoritmo de *Maximum Point Tracking* (MPPT), pelo conversor CC-CC unidirecional, ao conversor CA-CC que por sua vez injeta esta corrente sinusoidal com fator de potência unitário, na rede elétrica;
- R2V (*Renewable-to-Vehicle*): Através do barramento CC partilhado por todos os conversores, o conversor CC-CC unidirecional, transfere a energia gerada para o conversor CC-CC bidirecional, que à injeta nas baterias do VE, no modo CC-CV.

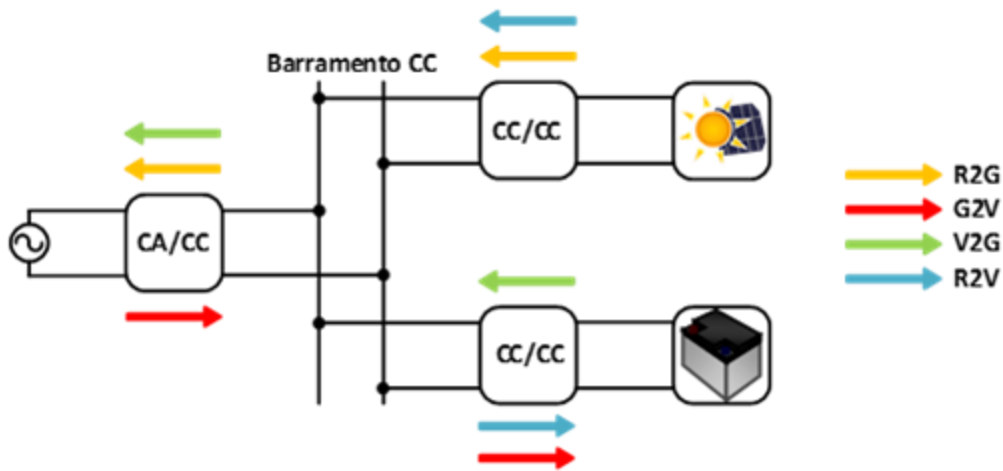


Figura 4.24. Diagrama de interação do equipamento.

Com a explicação da interação dos conversores, e a anterior validação individual dos mesmos, em seguida são apresentados os resultados das simulações para estes modos de funcionamento, nas secções seguintes até ao fim deste capítulo, para a topologia proposta na Figura 4.25.

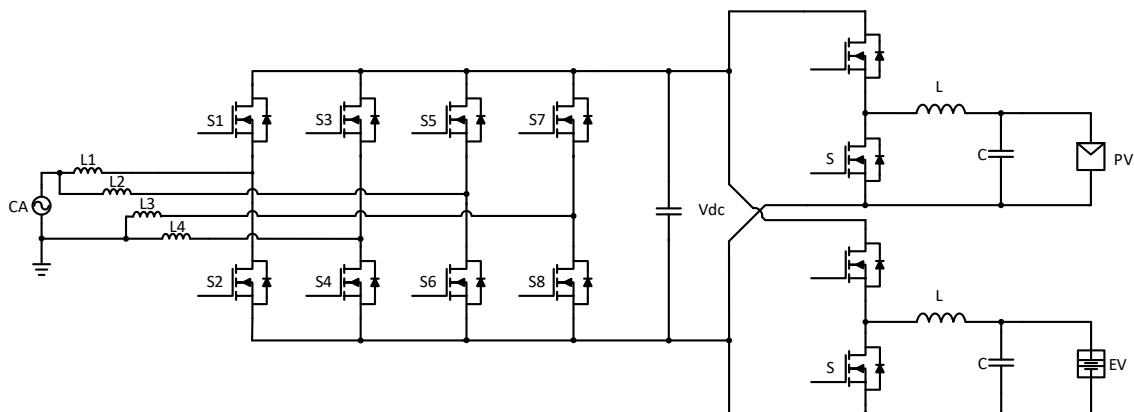


Figura 4.25. Topologia do equipamento proposto.

4.7.1 Modo G2V e V2G

Numa primeira simulação do equipamento verificou-se que era possível carregar as baterias a partir da rede elétrica, no modo G2V, aplicando o modelo das baterias supramencionado. Para tal, considera-se que a bateria está completamente descarregada (240 V) e injeta de uma forma constante para o barramento CC uma corrente de 10 A. Na Figura 4.26, é apresentada a corrente na rede elétrica na fase de carregamento do barramento CC até aos 400 V, no instante 0,4 s o conversor CC-CC bidirecional começa o carregamento das baterias e cessa a sua função quando atinge os 288 V.

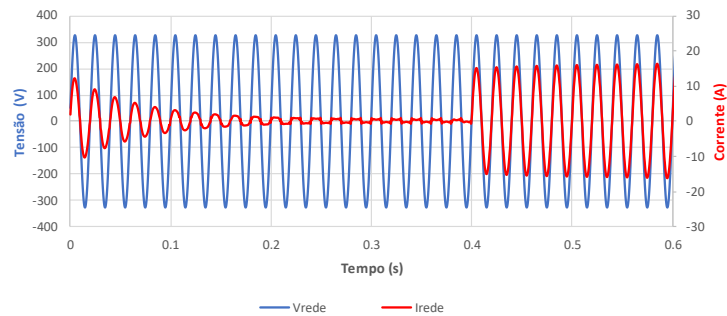


Figura 4.26. Modo G2V: tensão e corrente na rede elétrica.

Na Figura 4.27 é ilustrada a tensão do barramento CC que se consegue manter estável no momento que se inicia o carregamento das baterias, a corrente nas baterias com cerca de 10 A e a tensão da bateria a aumentar de 240 V até 288 V. É possível analisar que a potência absorvida não é constante, devido ao aumento em tensão da bateria, começando por absorver cerca de 2,4 kW e quando praticamente se encontra carregada absorve perto de 2,8 kW.

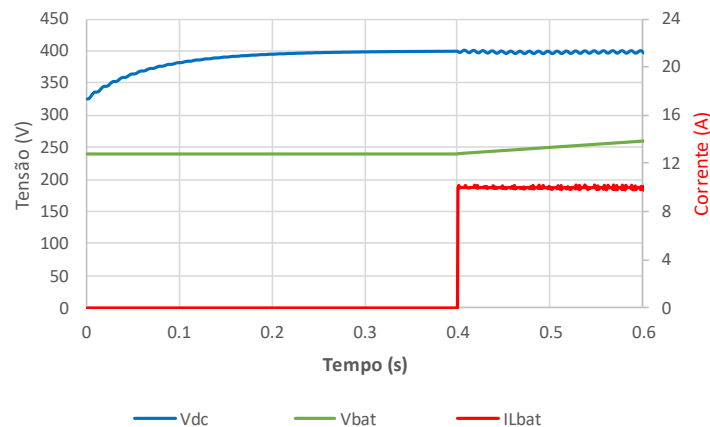


Figura 4.27. Modo G2V: tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias.

Numa segunda fase validou-se o modo V2G de forma a carregar as baterias do VE. A bateria encontra-se totalmente carregada, ou seja, com uma tensão 288 V. Considera-se que as baterias absorvem sempre com uma corrente constante de 10 A. Na Figura 4.28 são ilustrados os resultados para a tensão e para a corrente na rede elétrica, num primeiro instante para o carregamento do

barramento CC, em seguida no instante 0,4 s começa-se a operação de descarregamento das baterias para a rede. É visível a corrente em oposição de fase com a rede elétrica e, como esperado, a teoria FBD é capaz de injetar a potência fornecida pelas baterias na rede elétrica.

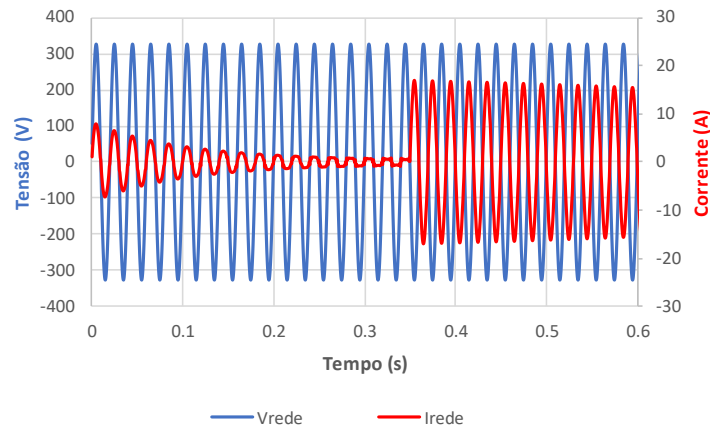


Figura 4.28. Modo V2G: tensão e corrente na rede elétrica.

Na Figura 4.29 é apresentada a tensão do barramento CC, durante todos o processo descrito. Também é apresentada a corrente que as baterias injetam, com cerca de -10 A e a tensão da bateria a diminuir ao longo processo até atingir 240 V, momento no qual o conversor CC-CC bidirecional é desligado para não danificar as baterias. A potência máxima injetada na rede elétrica é cerca de 2,88 kW, no entanto esta não é linear devido à descida da tensão nas baterias.

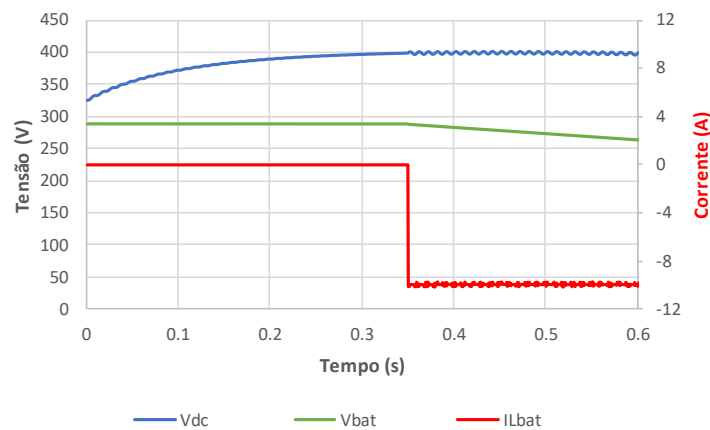


Figura 4.29. Modo V2G: tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias.

4.7.2 Modo R2G e R2V

No modo R2G considera-se que os PVs funcionam nos seus parâmetros mínimos de operação, com uma tensão constante de 240 V e uma corrente constante de 7,61 A. Neste modo a potência gerada pelos PVs é injetada na rede elétrica. Na Figura 4.30 é apresentada a corrente sintetizada pelo conversor CA-CC ao longo do carregamento do barramento CC e quando no instante 0,4 s até 0,6 s

os PVs injetam potência no barramento, também é visível a tensão da rede elétrica. Na Figura 4.31, é apresentada a tensão do barramento CC ao longo de todo o processo que apresenta uma tensão relativamente estável. É apresentada a corrente e tensão nos PVs e verifica-se que a potência injetada é de cerca de 1,8 kW

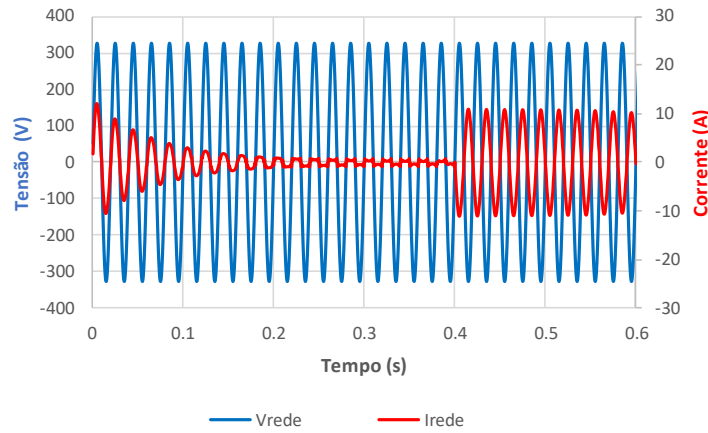


Figura 4.30. Modo R2G: tensão e corrente na rede elétrica.

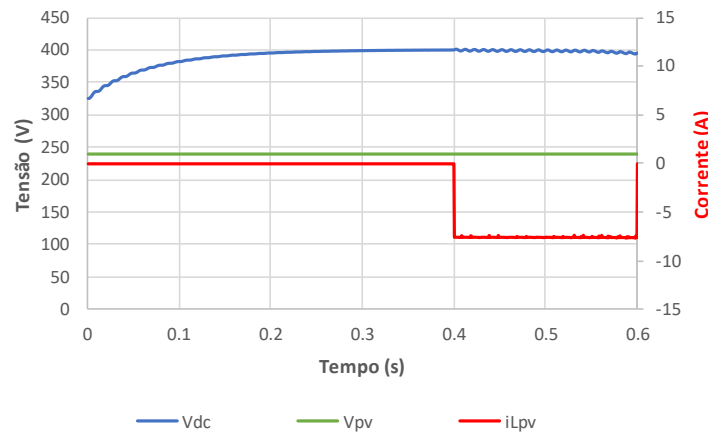


Figura 4.31. Modo R2G: tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.

Outro dos modos de operação é o R2V, em que é possível injetar a potência gerada pelos PVs diretamente nas baterias do VE através do barramento CC. Com esta simulação pretende-se verificar que a corrente absorvida da rede elétrica é nula e que a potência gerada pelos PVs, realmente é injetada nas baterias. Assim, mais uma vez, considera-se as baterias totalmente descarregadas com 240 V e que os PVs funcionam nos parâmetros de mínimos de operação descritos anteriormente. O conversor CC-CC bidirecional iniciam a sua a operação no instante 0, 35s, enquanto que o conversor unidirecional inicia em 0,4 s. Na Figura 4.32 é possível observar a tensão e corrente da rede elétrica. É visível que a corrente na rede elétrica inicialmente carrega o barramento CC, em seguida é absorvida corrente para carregar as baterias, aquando do início da operação do conversor CC-CC unidirecional a corrente absorvida pela rede é praticamente residual, no entanto com a evolução do tempo como a

potência fornecida pelos PVs é constante não é suficiente quando a bateria começa a aumentar a sua tensão. Na fase final, apenas é absorvida corrente para carregar as baterias.

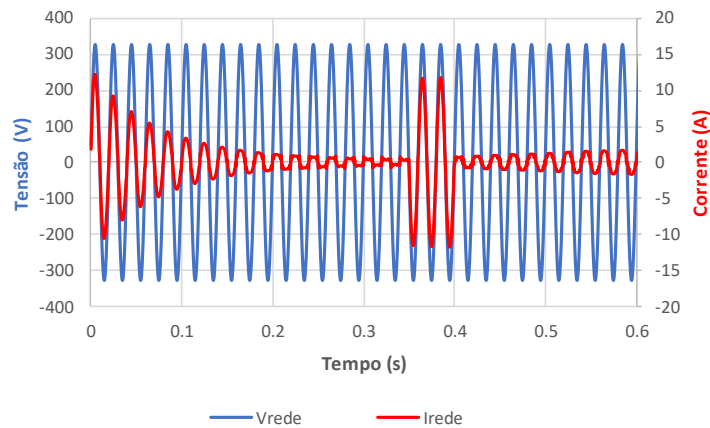


Figura 4.32. Modo R2V: tensão e corrente na rede elétrica.

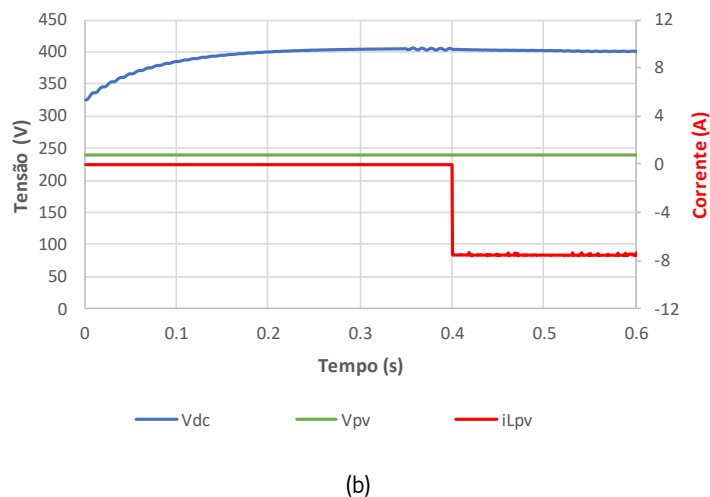
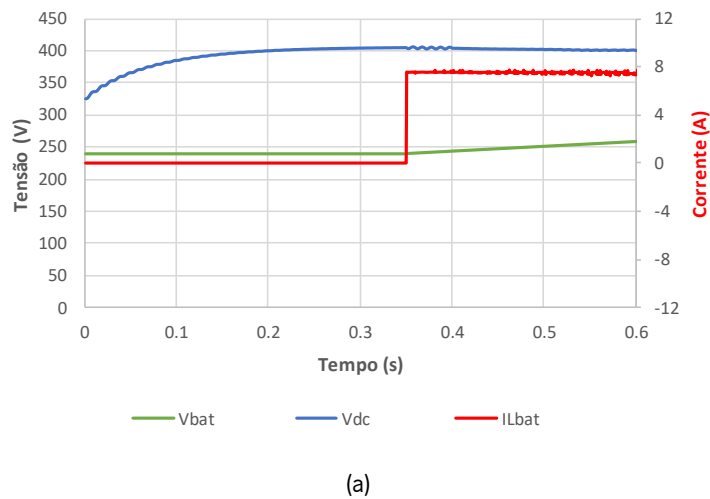


Figura 4.33. Modo R2V: (a) tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias; (b) tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.

Na Figura 4.33 (a) observa-se o barramento CC durante todo o processo descrito, bem como a tensão na bateria que aumenta gradualmente e a corrente nas mesmas de cerca de 10 A. Na Figura 4.33

(b), mais uma vez é apresentada a tensão no barramento CC que se mantém estável durante este modo de operação, a tensão nos PVs constante e a corrente constante de cerca de 7,35 A. A potência fornecida pelos PVs é cerca de 1,8 kW, ao passo que a potência mínima absorvida pelas baterias é de 2,4 kW e na fase final cerca de 2,88 kW. Com a Figura 4.32, comprova-se através da corrente na rede elétrica que o conversor CC-CC unidirecional injeta a sua total potência no conversor CC-CC bidirecional.

4.7.3 Modo R2G e V2G

Neste último teste ao equipamento, considerou-se que os PVs estão a gerar uma potência mínima de cerca de 800 W e que as baterias estão completamente carregadas. Assim, dado o limite de 3,6 kW passíveis de serem injetados pelo conversor CA-CC, a potência total injetada pelos PVs e pelas baterias do VE não pode ultrapassar este limite. Deste modo, a potência injetada pelas baterias é em função da potência disponibilizada pelos PVs. Desta forma o sistema de controlo responsabiliza-se pela gestão destas potências. No entanto, como é considerada uma potência baixa fornecida pelos PVs as baterias são capazes de injetar os 10 A para as quais foram dimensionadas. Na Figura 4.34 são apresentadas a tensão e a corrente da rede elétrica. O conversor CC-CC bidirecional inicia a sua operação em 0,35 s e o conversor CC-CC unidirecional no instante 0,4 s. A corrente na rede elétrica a partir do instante 0,35 s encontra-se em oposição de fase com a tensão o que significa a correta injeção de potência dos conversores CC-CC na rede elétrica.

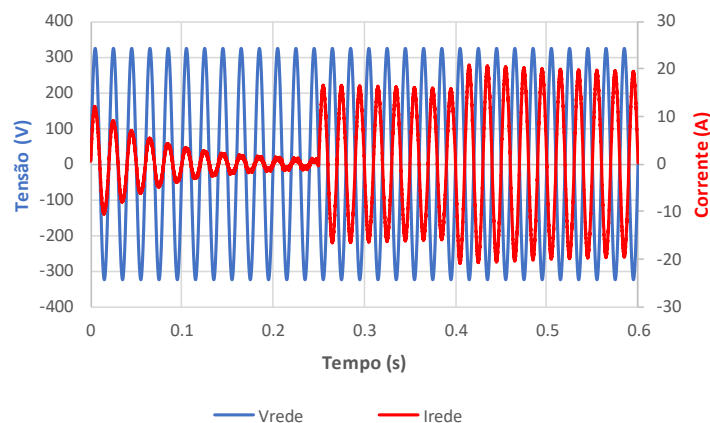
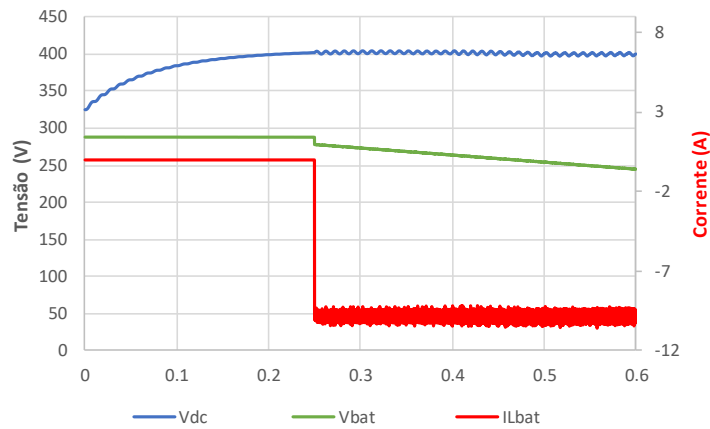


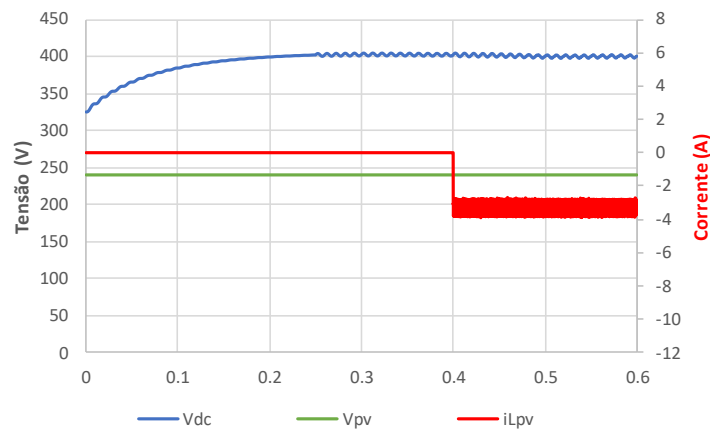
Figura 4.34. Modo R2G e V2G: tensão e corrente na rede elétrica.

Na Figura 4.35 (a) é apresentada a tensão do barramento CC ao longo do processo, a corrente nas baterias com um valor de cerca de 10 A e a tensão das mesmas a decrescer até se encontrar totalmente descarregada. Na Figura 4.35 (b), é apresentada a tensão dos PVs com um valor constante de 240 V e uma corrente constante 3,35 A. Após a análise desta três figuras, é possível verificar o correto funcionamento do equipamento neste modo de operação, injetando a total potência dos

conversores na rede elétrica, em que no máximo as baterias disponibilizam 2,88 kW ao passo os PVs apenas 800 W. O facto de serem iniciados em instantes diferentes permite que nunca se ultrapasse a potência máxima do conversor CA-CC.



(a)



(b)

Figura 4.35. Modo R2G e V2G: (a) tensão do barramento CC, tensão e corrente nas baterias; (b) tensão do barramento CC, tensão e corrente nos PVs.

4.8 Conclusão

Neste capítulo são apresentadas as simulações computacionais para os conversores desenvolvidos no âmbito desta dissertação, bem como a interação entre eles nos modos de operação do equipamento. É apresentada a modulação PWM bem como as frequências de comutação destinadas a cada conversor. Posto isto, parte-se para o cálculo dos valores das indutâncias a aplicar em cada conversor bem como é demonstrado o seu respetivo controlo. É definida a teoria de potência a implementar no equipamento, a técnica selecionada para realizar a sincronização com a rede elétrica e também a compensação do *dead-time* na operação dos semicondutores de potência. Posto isto, são revistos os modos de funcionamento do equipamento proposto, como também são apresentados os resultados

para os modos supracitados. Dado o correto desempenho do equipamento nos modos propostos, valida-se totalmente a topologia.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Equipamento para *Smart-Homes*

5.1 Desenvolvimento do Sistema de Controlo do Equipamento para *Smart Homes*

Nesta secção é descrito o desenvolvimento do sistema de controlo do equipamento. Apresenta-se uma descrição do DSP utilizado para a implementação e dos sensores de tensão e de corrente aplicados no equipamento. Após esta explicação, são expostas as *printed circuit boards* (PCBs) de condicionamento de sinal e de *drivers* desenvolvidas no software PADS 9.5, bem como todos os circuitos integrados e circuitos elétricos desenvolvidos.

5.1.1 Sensores

Nesta secção são apresentados os sensores aplicados no equipamento desenvolvido. Ao longo deste, expostos os parâmetros dos sensores de corrente e tensão, para a correta utilização no equipamento.

Sensores de Corrente

Neste equipamento é essencial a medição das correntes tanto do lado rede elétrica como nas baterias e nos PVs para que o sistema de controlo seja capaz de gerar as referências necessárias ou para que as proteções implementadas atuem devidamente. Considerando que no andar de potência as correntes existentes são elevadas relativamente às de parte de controlo, o que requer que o sensor seja galvanicamente isolado.

Contemplando estes requisitos, para este equipamento aplicaram-se sensores de corrente do fabricante LEM, com a referência LTSR 15-NP. Este sensor utiliza o efeito de *hall* para a correta medição de corrente e permite a medição de correntes CC e CA. Encontra-se galvanicamente isolado entre a entrada e a saída e detém um isolamento 3 kV durante um minuto. Este sensor permite a medição de corrente entre ± 48 A, no entanto através da alteração da configuração dos pinos do sensor é possível alterar o número de voltas existentes dentro do sensor e assim reduzir a gama de

valores lidos para uma maior sensibilidade de medição [96]. Na Figura 5.1 é apresentado o sensor previamente descrito.

A saída deste sensor é em tensão e varia entre 0,5 V e 4,5 V, considerando que quando o valor de saída médio é de 2,5 V a corrente que atravessa o sensor é igual a zero. O valor da saída do sensor é definido pela equação (5.1), em que I_{PN} é a corrente nominal no primário e depende da configuração de pinos utilizada e I_p é a corrente que atravessa o primário.

$$I = 2,5 \pm \left(0,625 \cdot \frac{I_p}{I_{PN}}\right) \quad (5.1)$$

Para todos os sensores de corrente utilizados no equipamento são selecionadas duas voltas no sensor, correspondendo a um I_{PN} de 7,5 A. Com esta configuração, existe uma sensibilidade de 83 mV/A, com o limite máximo de ± 24 A. Com uma rede elétrica com 16 A_{RMS} e com corrente nas baterias na ordem dos 10 A, esta configuração cobre os parâmetros necessários.



Figura 5.1. Sensor de corrente LTSR 15-NP.

Sensores de Tensão

Para este equipamento, além dos sensores de corrente, existem sensores de tensão que permitem a medição de tensões nas baterias, nos PVs e na rede elétrica, fundamentais para a geração de correntes de referência e sincronismo com a rede elétrica.

Assim neste equipamento, são utilizados sensores de tensão de efeito de *hall*, com a referência CYHVS5-25, da *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG*. Permitem a leitura de tensões CA e CC, até 2 kV, com um isolamento de 2,5 kV durante um minuto a 50 Hz. A corrente do lado do primário do sensor I_N é 5 mA_{RMS}, pelo que não deve ultrapassar esta corrente, e do lado secundário devido a uma razão de espiras de 5000:1000, a corrente I_S é 25 mA_{RMS}. A alimentação deste sensor é feita com ± 15 V [97]. Na Figura 5.2 é apresentado o sensor descrito.

$$R_i = \frac{V_{rms}}{25mA_{rms}} \quad (5.2)$$

Para o correto funcionamento deste sensor é necessário a escolha de resistências do primário para fazer interface ao sensor. Assim, através da equação (5.2) é possível o cálculo do valor resistivo de interface ao sensor (R). É preciso considerar sempre o valor eficaz para o caso de tensão CA, no entanto em CC, considera-se o valor pretendido como se fosse o eficaz de forma a que não fique a trabalhar nos limites de operação.



Figura 5.2. Sensor de tensão CYHVS-25.

5.1.2 Placas de Condicionamento de Sinal, de Proteção e Comando

Para o correto funcionamento do equipamento é necessário existir circuitos de condicionamento de sinal, de proteção por hardware e de comando. O condicionamento de sinal permite a interface

Num sistema que envolve eletrónica de potência a aquisição de sinais como a tensão e corrente é obrigatória de forma a que o sistema digital de controlo seja capaz de perfazer os cálculos necessários. Como o DSP apenas funciona com sinais digitais, é preciso utilizar ADCs (*Analogue-to-Digital Converter*) para converter os sinais analógicos dos sensores. Além, destes sinais a existência de proteções implementadas com circuitos analógicos permite uma maior rapidez na suspensão da operação do equipamento, no entanto devem existir também proteções por software. Os sinais de comando permitem ativar/desativar ou reabilitar o sistema após um erro, tanto por hardware como por software, permitindo controlar com maior eficácia o sistema.

Assim sendo, para este equipamento pretende-se reduzir e integrar o sistema da melhor forma possível. Para tal, para este equipamento, desenvolveram-se duas placas de condicionamento de sinal, proteção e comando, de forma a que estas possam entrar na placa de potência com um ângulo de 90°. Na Figura 5.3, são apresentadas as duas PCBs desenvolvidas para o equipamento em questão, em que a da esquerda, foi desenvolvida no âmbito desta dissertação. Esta placa engloba o condicionamento de sinal para os sensores de tensão da rede elétrica, do barramento CC e baterias do VE, sensores de corrente da rede elétrica e das baterias do VE, proteções analógicas para a corrente da rede e das baterias e sinais de comando de *disable* e *reset*.

A alimentação destas placas é feita de forma a que seja possível além de alimentar todos os circuitos integrados LEDs e transístores envolvidos nelas, mas também os sensores dos quais são adquiridos

os sinais. Para tal, existe conectores para a entrada de 15 V, -15 V e massa e é utilizado um regulador de tensão *LM7805*, da *Texas Instruments*, com encapsulamento TO-220, para gerar uma tensão de 5 V [98]. O regulador encontra-se diretamente soldado na PCB. Para uma melhor dissipação do calor na PCB, existe um plano de massa na parte superior e inferior, para que área de cobre seja maior. Além desta área são colocadas nas laterais furos metalizados para aumentar a área de dissipação, assim descartando o dissipador. De notar, que todos os *flat-cables* são implementados considerando os pinos do DSP, ou seja, cada um deles é feito à medida de cada PCB desenvolvida.

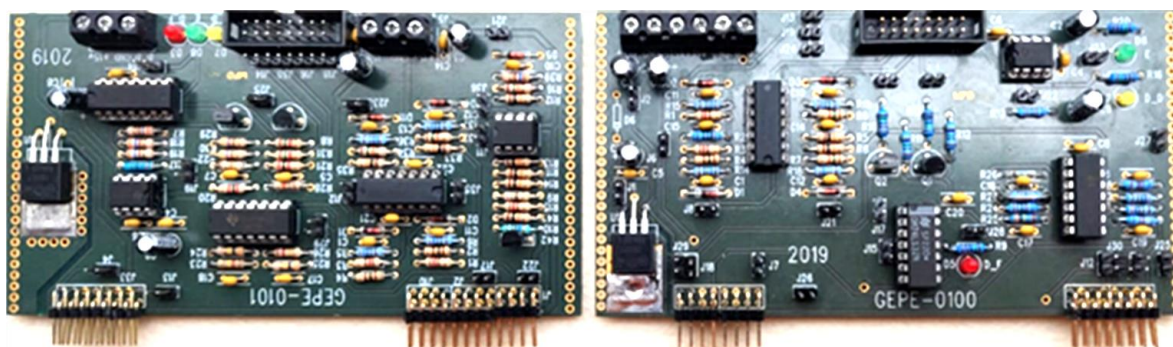


Figura 5.3. Placas de condicionamento de sinal, proteção e comando.

Condicionamento de Sinal

O condicionamento de sinal responsabiliza-se pela correta conversão de sinais de corrente ou tensão com uma certa gama, para a gama de leitura que os ADCs do DSP utilizada aceita, ou seja, valores entre 0 V até 3,3 V. A primeira consideração para a proteção dos ADCs do DSP, é converter todos os sinais para valores entre 0 V e 3 V.

No caso dos sensores de corrente, a sua saída é em tensão com valores positivos, assim apenas é necessário um ajuste em ganho dos valores de saída. De forma a realizar esta tarefa, é aplicado um divisor resistivo na saída do sensor. Como a sua saída varia entre 0,5 V e 4,5 V, e para um valor de 0 A à saída é de 2,5 V. Posto isto, dimensionou-se o divisor resistivo para uma tensão de entrada de 2,5 V e uma tensão de saída de 1,5 V. Realizados os cálculos das resistências, obtêm-se para uma saída do sensor de corrente de 0,5 V até 4,5 V, uma saída do divisor resistivo de 0,3 V até 2,7 V, respeitando os limites impostos inicialmente.

Nos sensores de corrente aplicados, a saída é em corrente, assim é necessário aplicar uma resistência de medida (R_m) para converter a saída em tensão. Como no *datasheet* do sensor é apresentado uma gama de valores de resistências de medida, para todos os sensores é considerado o valor necessário mais um valor resistivo de forma a preencher a gama do sensor. Como este sensor lê valores CA e CC, é necessário dimensionar as resistências considerando sempre o valor eficaz do lado secundário,

ou seja, 25 mA. Assim para os sensores CC, como o do barramento CC e das baterias, considera-se uma R_m de 120 Ω , para que a tensão máxima a ser lida pelos sensores, na sua saída, apresente uma tensão de 3 V em R_m . Apesar do valor máximo pretendido para o ADC ser 3 V, o sensor é capaz de ler tensões muito para além da gama definida, pois a corrente no secundário pode ir até 35,35 mA de pico. Para os sensores CC é sempre considerado o valor eficaz de 25 mA, pois caso se aplica-se o valor de pico, o sensor estaria sempre no limite de operação.

No sensor de tensão da rede elétrica como a tensão é uma senoide, quando esta se encontra refletida no lado do secundário do sensor, continua centrada em zero. Para que o ADC seja capaz de receber corretamente os valores, aplica-se, através de um amplificador operacional LM358, da *Texas Instruments*, uma montagem somador não-inversor [99]. Esta montagem permite somar ao sinal de entrada um *offset*, assim garantindo que o sinal é completamente positivo. Para se somar corretamente o *offset*, necessário é utilizado o componente LT1009 da *Linear Technology*, que providencia uma referência de tensão constante de 2,5 V, com um desvio máximo de ± 5 mV. [100]. Considera-se que no valor de entrada (V_m) é apresentada uma senoide com 2,5 V de pico, quando atinge o valor máximo pré-definido pelas resistências do lado primário do sensor. Assim, após a passagem pelo AMPOP, o sinal apresenta valores entre 5 V e 0 V. Aplicando a equação (5.3), e considerando $R_{aux}=R_m$, $V_{ref} = 2,5$ V, $v_{in} = 2,5$ V, $v_{sum}=5$ V é possível retirar uma relação entre R_4 e R_3 . Posto isto, para o sinal ficar dentro dos parâmetros desejados é aplicado um divisor resistivo, para reduzir o sinal entre 3 V e 0 V. Na resistência de medida considerada uma de 75 Ω , considerando que quando o valor de pico do lado do secundário do sensor é igual a 35,35 mA, a que a queda de tensão sobre ela nesse momento tem que ser 2,5 V.

$$v_{saida} = (1 + \frac{R_{aux}}{R_m}) (\frac{R_3}{R_4 + R_3} V_{ref} + \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_{in}) \quad (5.3)$$

Após este divisor resistivo, é aplicado uma montagem do tipo seguidor de tensão, ou seja, com ganho unitário, através do amplificador operacional LM324-N, da *Texas Instrument* [101]. É aplicada esta montagem de forma a introduzir entre o DSP e o divisor resistivo um caminho de alta impedância. Este *buffer*, é aplicado em todos os ADCs seguido de um filtro RC para evitar eventuais ruídos existentes nos sinais.

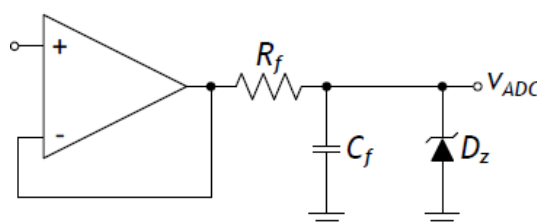


Figura 5.4. Seguidor de tensão, filtro RC e diodo de zener .

Este filtro deve ser dimensionado segundo a equação (5.4), para que a frequência de corte seja algumas décadas acima da frequência máxima do sinal. Em seguida ao filtro é introduzido um diodo de zener de forma a evitar sobretensões na entrada do ADC. Na Figura 5.4, é apresentada a montagem intrínseca a todos os ADCs deste equipamento.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.4)$$

Proteção e Comando

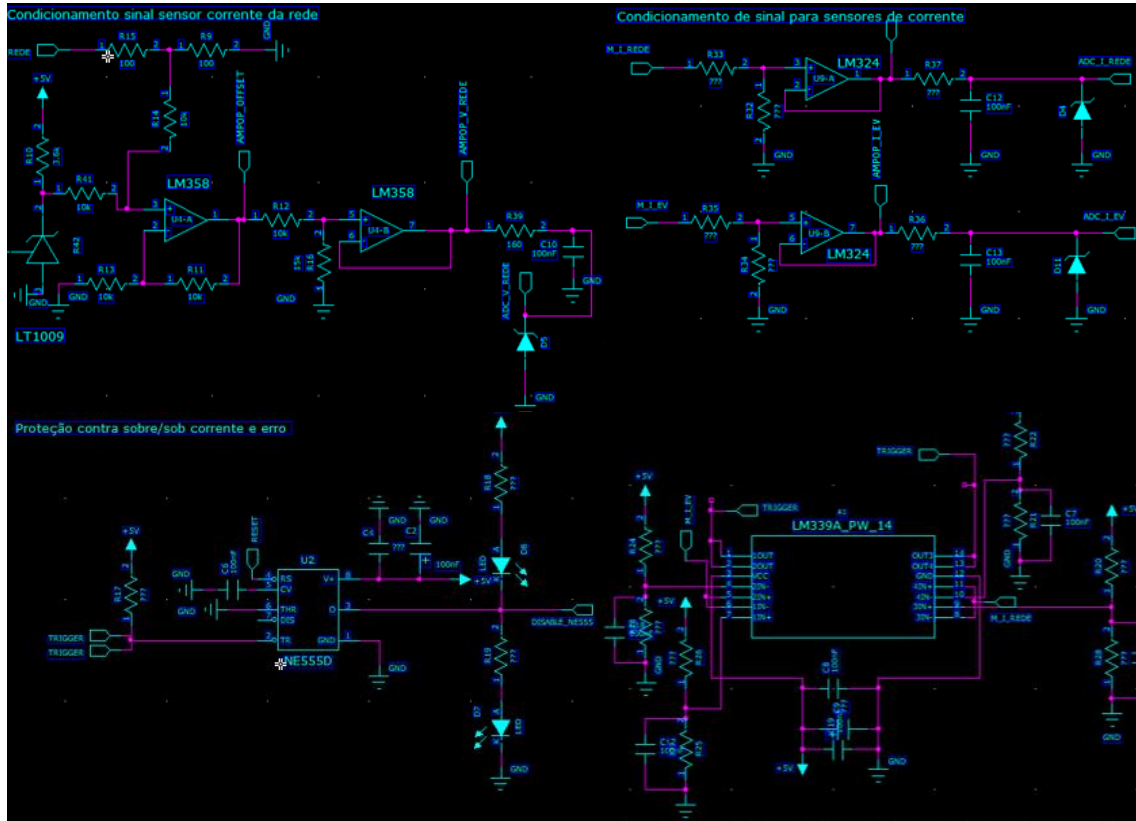
Neste equipamento de eletrónica de potência, como previamente descrito, são implementadas proteções digitais e analógicas. Nas placas descritas, ambas aplicam proteções analógicas contra sobre correntes, pois permitem uma atuação mais rápida no *disable* dos sinais de comando dos conversores.

Estas proteções são implementadas através de um circuito integrado comparador com uma janela de histerese, através do LM339, da *Texas Instruments*, com quatro comparadores. Como a saída dos comparadores é em coletor aberto, é possível ligá-los todos no mesmo ponto criando um AND lógico, que só funciona corretamente se utilizando uma resistência de *pull-up* [102]. São então estabelecidos limites superiores (*Upper Trip Point* – UTP) e limites inferiores (*Lower Trip Point* – LTP), através de divisores resistivos, com valores de tensão baixos representantes de valores de corrente, gerados pelos sensores. De notar que o sensor de corrente dos PVs não apresenta limite inferior, pois apenas existe corrente superior a 0 A.

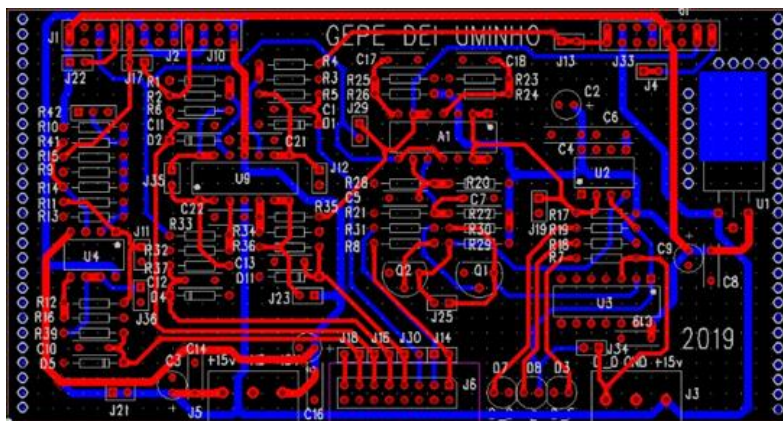
Posteriormente, este erro para além de ser passado para o DSP e como estes valores podem ser ultrapassados momentaneamente, e precavendo o circuito para eventuais situações, é utilizado um circuito de memorização do erro, até este rearmado através de software, pelo pino de *reset*. Para tal, é utilizado o circuito integrado LM555, da *Texas Instruments* [103]. Como este integrado é ligado a uma porta OR lógica, juntamente com o sinal de *disable*, providenciado pela DSP, é possível desativar os sinais de comando na placa de *drivers*, quando deteta erro ou quando enviado por software.

Na saída do integrado são incluídos dois LEDs de sinalização, um amarelo para o caso de erro e um verde caso esteja tudo dentro dos limites de operação. Na saída da OR lógica implementa entre o sinal de *disable* e do erro do LM555, existe um LED vermelho indicando se está ativo ou não o *disable* dos sinais de comando das placas de *drivers*.

Na Figura 5.5, são apresentados os circuitos supracitados, desenvolvidos em *PADS Logic* e o respetivo *layout* da PCB em *PADS Layout*, da placa de condicionamento, de proteção e comando desenvolvida no âmbito desta dissertação. Na imagem (b), encontra-se a vermelho todas ligações e *pads* situados no *bottom* da PCB e a azul todas as que ficam no *top*.



(a)



(b)

Figura 5.5. PCB de condicionamento de sinal, proteção e comando: (a) em *PADS Logic*; (b) em *PADS Layout*.

Linearização dos ADCs

Para que a PCB desenvolvida funcione adequadamente, juntamente com os sensores de tensão e corrente, é preciso entender existiram sempre não linearidades introduzidas pelo circuito, pelos ADCs e pelos próprios sensores. Assim, para cada sensor é feita uma validação experimental, recorrendo a

placa desenvolvida e conectando-a aos ADCs. Este procedimento é feito para cada sensor de corrente ou tensão individualmente, de forma a perceber qual o valor correspondente no ADC para um certo valor de tensão/corrente, analisando assim os *offsets* introduzidos e os desvios introduzidos. Desta forma, através do programa *Microsoft Excel*, da *Microsoft*, é possível criar uma tabela com os valores de entrada nos sensores, juntamente com os de saída. Em seguida, neste mesmo programa é lançado um gráfico da tensão/corrente, em relação aos valores lidos nos ADCs, com este gráfico é possível traçar a equação da reta de forma a linearizá-la, através da linha de tendência. Depois de obtida a linha de tendência, esta equação é introduzida no DSP, e é validado novamente se o ADC fica a ler o valor devidos.

5.1.3 Integração do Sistema de Controlo

Para o correto funcionamento de todos os sensores e placas desenvolvidas para o equipamento, é necessário utilizar uma DSP que seja capaz de adquirir os sinais dos sensores e realizar cálculos aritméticos de forma a gerar os sinais de comando. Assim, no âmbito deste equipamento é utilizada a placa de desenvolvimento TMDSCNCD28335, da *Texas Instrument*, onde se encontra incluído o DSP TMS320F8335, com as seguintes funcionalidades [104][105]:

- CPU de 32-bit com uma frequência de relógio máxima de 150 MHz;
- Memória *on-chip flash* 16-bit com 256 kB;
- SRAM 16-bit com 34 kB;
- Unidade de Virgula Flutuante (*Floating-Point Unit* – FPU);
- 3 Módulos SCI (UART);
- 1 Módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores (*Timers*) de 32-bits;
- 18 Saídas de PWM (*Pulse-Width Modulation*);
- 16 Canais de ADC de 12-bits (*Analog-to-Digital Converter*);
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output* - GPIO);
- 8 Interrupções externas que podem ser associadas a GPIOs.

Esta placa de desenvolvimento que contém o DSP descrito, é suportada por uma placa desenvolvida no laboratório do GEPE. Na Figura 5.6 é apresentada a placa de suporte utilizada. Esta placa contém os seguintes portos:

- Tensão de alimentação 5 V;
- *Socket* tipo DIM para suporte da placa de desenvolvimento TMDSCND28335;

- *Socket* de 26 pinos para conexão com os ADCs externos;
- Dois *sockets* para *flat cables* de 10 pinos para acesso aos PWMs;
- *Socket* para *flat cables* de 14 pinos para ligação à TMDSDOCK28335 da *Texas Instruments*, que contém emulador JTAG com interface USB, permitindo o *debug* em tempo real do sistema;
- Ficha DB9 para comunicação série RS232;
- Ficha DB9 para comunicação SPI.

Para a implementação do software é aplicada linguagem C, compatível com DSP TMS320F8335. Para isso é utilizado o *integrated development environment* (IDE) *Code Composer Studio* 8.3.0, disponibilizado pela própria marca do DSP, a *Texas Instrument*. Através deste IDE, é possível programar corretamente os ADCs para a aquisição dos sinais, os PWMs para o disparo dos semicondutores e a funções de controlo necessárias ao correto funcionamento do equipamento.



Figura 5.6. Placa de desenvolvimento do GEPE para suporte do DSP TMS320F8335.

Numa primeira fase são inicializadas todas as variáveis necessárias ao sistema e ainda a inicialização do *timer0*, dos ADCs, dos canais de PWM e comunicação SPI. Em seguida, numa primeira instância é feita a leitura dos ADCs através da interrupção gerada pelo *timer0* com uma frequência de 40 kHz, posteriormente existe o bloco da PLL, para a correta sincronização com a rede elétrica. Em seguida é feito o cálculo para o controlo do barramento CC. Com o valor destas variáveis definidas é possível passar para a fase seguinte, onde é calculada a corrente de referência para o CA-CC através da teoria FBD e também gerar as referências para os conversores CC-CC. Em seguida estes valores são passados para o controlo de corrente, que define os valores de referência para que os canais de PWM, já com a técnica de modulação pré-definida, atuem os semicondutores. Posto isto, o ciclo repete-se devido a interrupção e antes de iniciar a rotina desenvolvida, existe a verificação de erros enviados pelo condicionamento de sinal ou gerados por software.



Figura 5.7. Placa de DAC.

Para a correta validação das variáveis de controlo tais como PLL, valores de indutância do controlo de corrente preditivo, entre outros, é utilizada uma placa de DAC, desenvolvida no laboratório do GEPE e apresentada na Figura 5.7. Utiliza uma comunicação SPI através de um conector DB9, tem 8 canais com uma resolução de 12 bits, implementados através do integrado TLV5610, da *Texas Instruments*. (*datasheet*) Os valores de saída variam entre ± 5 V e é possível analisar a saída através de um osciloscópio.

5.2 Desenvolvimento do Sistema de Potência do Equipamento para *Smart Homes*

Nesta secção é apresentado o andar de potência composto pelo conversor CA-CC que faz a interface com a rede elétrica, pelo conversor CC-CC bidirecional responsável pelo carregamento e descarregamento controlado das baterias do VE e pelo conversor CC-CC unidirecional que faz interface com os PVs. São descritos com detalhe todos os elementos passivos e ativos, implementados nestes conversores para o seu correto funcionamento. O PCB desenvolvido para a integração dos conversores também é apresentado, explicando todos os aspetos principais do *layout*. É apresentada então a integração total das placas de condicionamento de sinal e de *drivers* com o andar de potência.

5.2.1 Placas de *Drivers*

Num sistema de eletrónica de potência a existência de uma parte de controlo e uma parte de potência, para que tudo se encontre devidamente dimensionado e protegido, é necessário que haja um isolamento entre as duas. Considerando a aplicação de semicondutores de potência nos conversores, tais como IGBTs ou MOSFETs, apesar destes serem controlados por tensão, no terminal de *gate* existe uma capacitância implícita que requer ser carregada ou descarregada para o correto controlo dos mesmos. Para tal, o circuito de drive do lado do andar de potência exige a capacidade de injetar corrente na *gate* do semicondutor, que pode ser bastante mais elevada que as correntes aplicadas da parte controlo. Além deste pormenor, o facto de serem aplicados braços de semicondutores do tipo

n , requer que as tensões aplicadas na *gate-source/gate-emissor* sejam isoladas. Isto deve-se ao facto de o semicondutor superior, no seu terminal de *source/emissor*, não apresenta uma tensão constante, podendo esta ser igual a zero ou a V_{cc} , este fator varia consoante as comutações. Já o semicondutor inferior, como se encontra sempre conectado à massa não acarreta contratempos. Assim, é necessário que a tensão *gate-source/gate-emissor* seja isolada de forma a que não existam curto-circuitos entre dispositivos do mesmo braço. Assim, como as diferenças de potencial entre as duas partes são elevadas e existe a necessidade de estarem interligada, caso ocorra um curto-circuito entre elas, todo o sistema pode ficar afetado, sendo assim necessário aplicar drivers que realizem isolamento galvânico entre as duas partes.

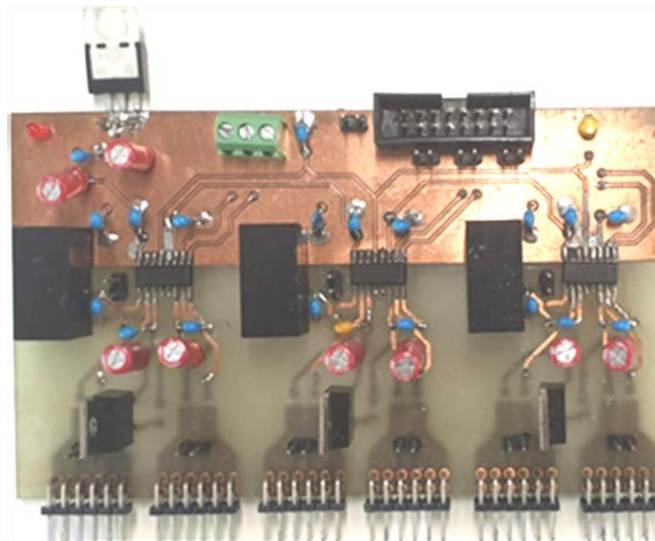
Após a definição dos requisitos para o circuito de drive, o circuito integrado selecionado foi o ADUM3223, da *Analog Devices*, de montagem superficial (*surface mounted device*SMD) [106]. Este driver permite a atuação de um braço de um conversor, com um isolamento galvânico entra a entrada e a saída de 3 kV durante um minuto, com uma diferença de potencial entre a entrada e a saída de 800 V. Permite uma alimentação de 3,3 V ou 5 V e suporta um pico máximo de 4 A na sua saída e uma frequência máxima de comutação de 1 MHz. Possui ainda uma entrada de *disable*, para desativar as comutações dos semicondutores de potência. Para a alimentação da saída do circuitos de drive é utilizada uma fonte isolada CC-CC, MEJ2S1515SC, da *Murata Power Solutions*, com uma potência de 2 W, com isolamento de 5,2 kVDC, que opera com uma tensão de 15 V e converte para 15 V no andar de potência [107]. Neste tipo de implementação de circuitos de drive, regra geral, aplicam-se duas fontes isoladas, uma para cada saída do integrado. No entanto, o ADUM3223, permite a aplicação de uma configuração de *bootstrap*, reduzindo assim o número de fontes isoladas para metade. Este circuito é fornecido no *datasheet* do componente bem como todos os cálculos necessários para a seleção do condensador e da resistência de *bootstrap*. Esta configuração permite através de um do diodo D_{BOOT} a da resistência R_{BOOT} alterar a referência da massa dependendo do semicondutor ativo. Quando o semicondutor inferior se encontra ativo, o diodo D_{BOOT} encontra-se diretamente polarizado e carrega o condensador C_A através da resistência R_{BOOT} e a massa do condensador fica ao mesmo potencial que a massa da fonte auxiliar (V_{AUX}). Quando o semicondutor inferior é desativado, o diodo fica inversamente polarizado, pois a massa do condensador C_A fica referenciada com valor V_{BUS} , e é possível a ativação do semicondutor pois o condensador encontra-se previamente carregado. Assim as duas massas dos canais do ADUM3223 encontram-se isoladas, permitindo disparar os semicondutores de forma intercalada.

Numa primeira fase de implementação, é aplicado um circuito de drive apenas para um braço de semicondutores, com o objetivo de validar o correto funcionamento do circuito de *bootstrap*. Após a

correta validação deste circuito, é desenvolvida uma placa de drivers com seis canais, para três braços de semicondutores, considerando que o ponto de conexão com a placa de potência é feito com um ângulo de 90°. Nesta placa existe um sinal de *disable* único que a habilitação ou não de todos os semicondutores de potência. A alimentação dos ADUM3223, de ambas as PCBS, é feita através de um regulador de tensão LM7805, da *Texas Instruments* [98]. Na Figura 5.8, são apresentadas as placas referenciadas anteriormente, ambas desenvolvidas no Departamento de Eletrônica Industrial, da Universidade do Minho.



(a)



(b)

Figura 5.8. Placa de drivers desenvolvidas: (a) para um braço de semicondutores; (b) para seis braços de semicondutores.

Numa fase final de implementação do equipamento, são impressas duas PCBs de seis canais, encarregues do disparo dos doze semicondutores de potência implementados. Estas foram impressas na empresa *Würth Elektronik* e são apresentadas na Figura 5.9. Cada uma destas PCBs destina-se a atuação de um conversor CA-CC e um conversor CC-CC.

Para uma correta validação dos *drivers*, estes foram testados com a placa *buck-boost* (*half-bridge*) desenvolvida na secção 5.2.2, em modo *buck*, com uma carga de 26 Ω . Na placa de drivers, foi aplicado através de um gerador de sinais um *duty-cycle* de 50%, com uma frequência de 100 kHz. A medida que a tensão de entrada da placa *buck-boost*, em modo *buck*, foi analisado o pulso aplicado a *gate* do SiC e a tensão *drain-source* do mesmo. Quando esta tensão passa o valor dos 100 V, é visível na tensão da *gate*, quando é feito o disparo do semiconductor, bastante oscilação, com valores superiores ao máximo permitido, de cerca de 19 V, quando o valor que se pretende aplicar são 15 V. Existem nesta oscilação, valores próximos de 0 V, o que pode acidentalmente desligar o semiconductor.

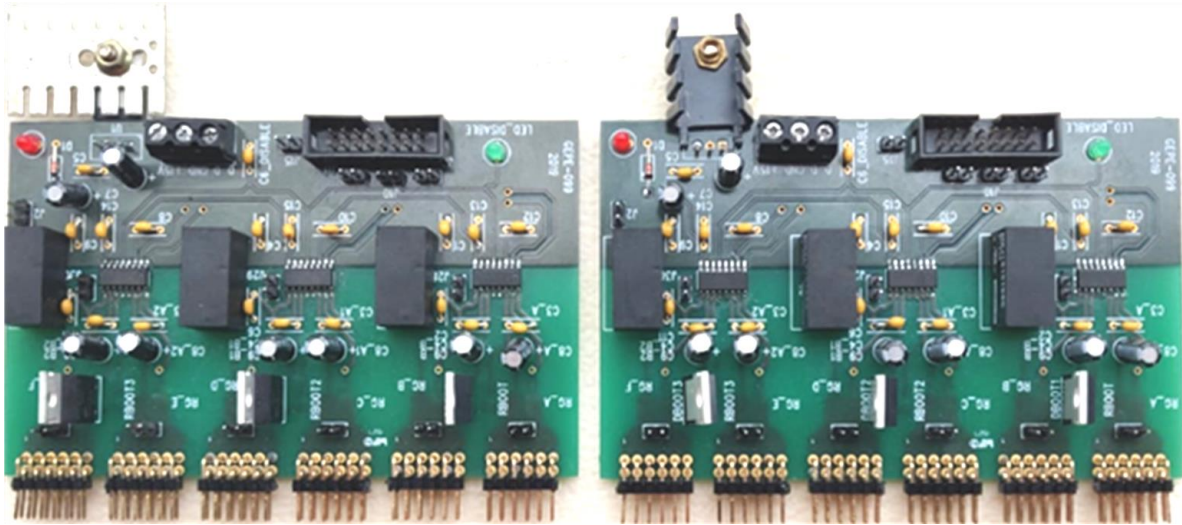


Figura 5.9. Placas de drivers desenvolvidas.

Na Figura 5.10, é apresentado o resultado para o teste supramencionado, para uma tensão de entrada no conversor *buck-boost* de 110 V. Para uma escala de tempo de 2,5 μ s, no CH1, a tensão *gate-source* do SiC, ultrapassa os 20 V, o que fica fora do regime de operação da tensão do semiconductor, podendo danificá-lo. No CH2 é apresentada a tensão *drain-source* com cerca de 110 V quando o semiconductor se encontra desligado. A partir deste teste, foi possível perceber que este *driver* não é o adequado para este semiconductor, no entanto como as placas de *drivers*, já se encontravam desenvolvidas, optou-se por nunca elevar a tensão do barramento CC acima do 60 V, permitindo assim o correto funcionamento das mesmas.

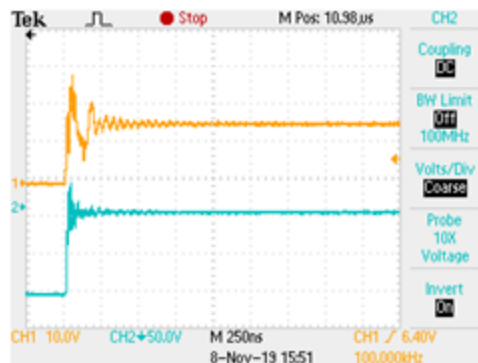


Figura 5.10. Teste a *gate* do SiC, com uma tensão de entrada de 110 V no conversor *buck-boost*, em modo *buck*.

5.2.2 Sistema de Potência

O andar de potência é desenvolvido com vista a fazer um sistema compacto e com grande densidade de potência. Para tal, todos os circuitos dos conversores são implementados de uma forma compacta, mas considerando sempre a necessidade de efetuar medições nos conversores e permitindo o encaixe devido das placas de drivers e de condicionamento de sinal, comando e proteção.

Numa primeira abordagem, antes da implementação da placa potência final, foi desenvolvida uma PCB com um conversor CC-CC *buck-boost half-bridge*. Esta abordagem permitiu a validação do *layout*, dos semicondutores de potência e das proteções dos semicondutores previstos para a placa final. Na Figura 5.11 é apresentado o *layout* do conversor CC-CC desenvolvido no *PADS Layout*. Esta PCB como pode ser visto na Figura 5.11, apresenta o plano de V_{cc} no *top* praticamente sobreposto ao plano da massa no *bottom*. Este *layout* tem em vista reproduzir com eficiência uma PCB com quatro camadas, pois as PCBs desenvolvidas no Departamento de Eletrónica Industrial apenas aplicam duas camadas. O objetivo principal deste tipo de *layout* é prevenir ao máximo ruídos eletromagnéticos (EMI) causados pela passagem de corrente. Assim ao sobrepor os dois planos, o campo eletromagnético criado por cada um deles é simétrico e em sentido oposto, reduzindo o EMI criado por cada um. Este tipo de *layout* reduz ainda as impedâncias parasitas e reduz as áreas de *loop* [108].

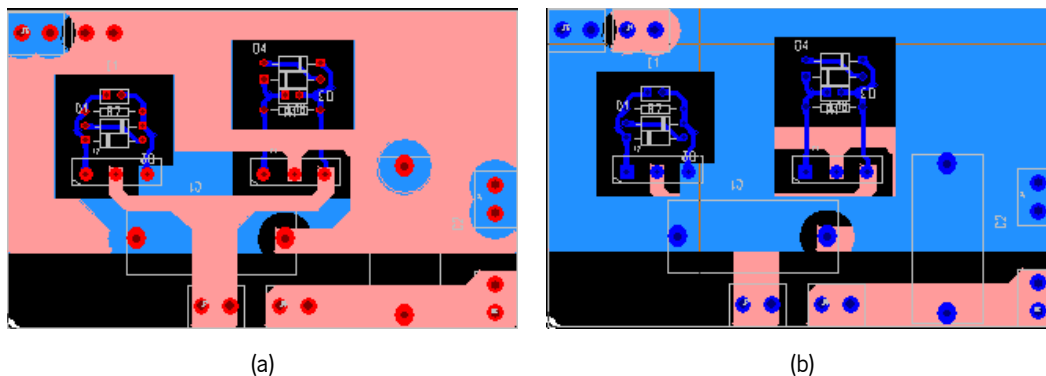


Figura 5.11. PCB do conversor *buck-boost half-bridge*. (a) vista do *top*, (b) vista do *bottom*.

Além destas considerações de *layout*, são implementadas as proteções de *gate* necessárias a cada semicondutor. Cada semicondutor apresenta na sua *gate*, uma resistência de *gate* (R_g) que previne situações de corrente de *inrush* fornecida pelo driver para carregar a capacitância de entrada e reduz a oscilação nas comutações. No entanto, considerando que os conversores visam uma comutação de 100 kHz o emprego de uma R_g elevada gera um atraso no sinal e aumenta a dissipação de energia na *gate*. Contudo, ainda são aplicados díodos de zener de 16 V em antiparalelo para proteger a *gate* contra subtensões e sobretensões. É aplicada também uma resistência *pull-down gate-source/ gate-emissor* para prevenir comutações indevidas caso exista ruído. Esta resistência deve ser elevada em comparação com a R_g deve ser elevada de modo a que o valor do divisor resistivo não

seja significativo na tensão de *gate*, se o valor for desta for demasiado elevado existe uma maior dissipação de energia [75][110]. Na Figura 5.12, é apresentada a placa desenvolvida seguindo os parâmetros mencionados.

Nesta PCB foram empregues semicondutores de potência do tipo SiC (*silicon carbide*) MOSFET. Estes semicondutores pertencem à família designada *emerging wide-bandgap*, nos quais também estão incluídos os GaN (*gallium nitride*) MOSFETs. Esta família de semicondutores permite, relativamente aos MOSFETs, frequências de comutação mais elevadas com elevados dv/dt , operação em altas temperaturas, apresentam uma resistência em condução baixa e uma maior tensão *drain-source*. No entanto esta família apresenta alguns requisitos no que toca a impedâncias parasitas nos *layouts* das PCBs e requer drivers que permitam a ativação na ordem dos 20 V e a desativação com -5 V [110].

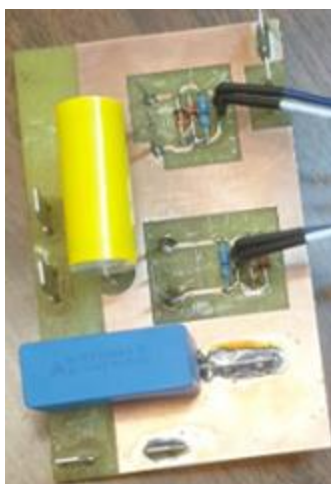
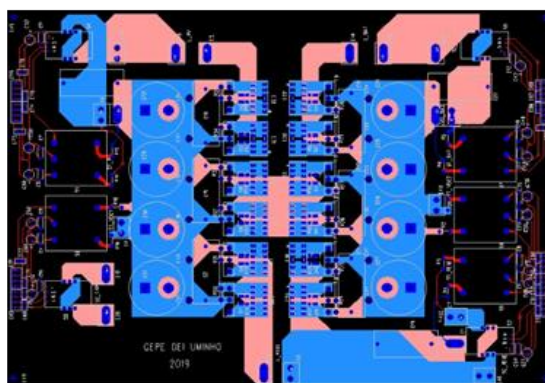


Figura 5.12. PCB desenvolvida do conversor *buck-bost half-bridge*.

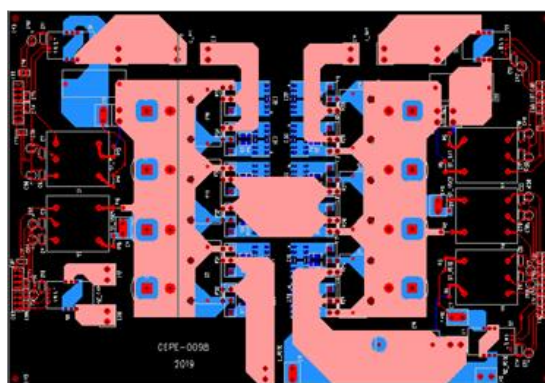
Posto isto, os semicondutores empregues na placa desenvolvida são SiC MOSFETs com a referência C3M0120090D, da CREE [111]. Este semicondutor apresenta um encapsulamento TO-247-3 com uma tensão máxima *drain-source* de 900 V, uma resistência em condução de 120 m Ω , uma corrente em condução a 25°C de 23 A e de 15 A a 100°C e com uma R_g interna de 16 Ω . Na Figura 5.12 é possível ver um condensador axial amarelo, de polipropileno, de 100 nF, com tensão máxima de 1000 V. Este condensador é conectado em paralelo com o braço de semicondutores, com a funcionalidade de um circuito de *snubber* e apesar de nesta placa o barramento CC ser externo, são aplicados condensadores eletrolíticos nele. Estes não apresentam uma resposta rápida face a frequências de comutações elevadas. Esta resposta é lenta devido à sua resistência interna ser grande. Assim ao aplicar os condensadores de 100 nF em paralelo, com uma resistência interna bastante inferior à dos eletrolíticos, permite que a resistência total apresentada no paralelo dos condensadores seja ainda mais reduzida, tornando o barramento CC capaz de comutar a frequências elevadas.

A placa descrita, juntamente com a primeira placa de *drivers* desenvolvida, apresentada na secção 5.2, permitiu a correta validação do *layout* proposto, das proteções da *gate* dos semicondutores, dos semicondutores empregues e da placa de drivers desenvolvida. Foi aplicada retificação síncrona com estes SiC MOSFETs pois a queda de tensão em condução no diodo em antiparalelo presente, apresenta valores na ordem dos 4 V, reduzindo a eficiência total do conversor [112]. Estas duas placas foram validadas em malha aberta com uma carga de 13 Ω . Considerou-se o modo *step-down* no conversor CC-CC, com 124 V na entrada, um *duty-cycle* de 50% e frequências de comutação de 100 kHz e 200 kHz. A potência total de saída produzida é igual a 310 W.

Após validar corretamente todos os pontos mencionados, implementou-se a primeira placa de potência. Visando um equipamento compacto e uma placa de potência modular e de forma a se poder validar individualmente cada conversor e os seus modos de operação, procedeu-se a várias tentativas para manter um *layout* com duas camadas, não perdendo a eficiência de um com quatro camadas.



(a)



(b)

Figura 5.13. PCB de potência desenvolvida no *PADS Layout*. (a) vista do *top*, (b) vista do *bottom*.

Este *layout* após várias experimentações, resultou numa placa simétrica, que na parte superior e inferior apresenta um barramento CC, um conversor CA-CC *full-bridge* e um conversor CC-CC *buck-boost half-bridge*. Procedeu-se com este *layout*, pois permite uma validação dos conversores propostos com a ligação em paralelo dos barramentos CC, através de condutores elétricos, mas

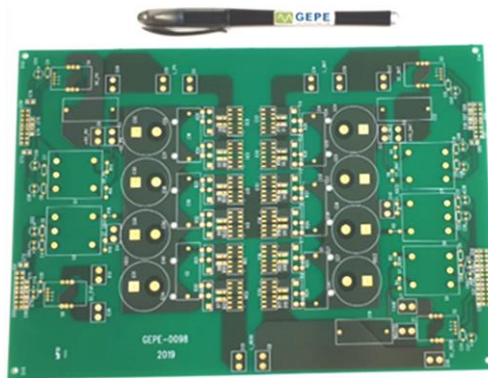
também permite validar a topologia tradicional (dois conversores CA-CC e dois conversores CC-CC) proposta para este tipo de equipamento, desenvolvida na secção 4.2. Entretanto, com uma análise mais cuidada, verificou-se que com este *layout* é também possível implementar uma topologia do tipo CHB, com cinco níveis, apresentada na secção 3.2.3. Para tal, é apenas necessário introduzir uma ligação entre os dois *full-bridge*. Assim, na Figura 5.13 é apresentado o *layout* desenvolvido em *PADS Layout*, que permite todas as funcionalidades supracitadas. É possível ver que tanto na parte superior como inferior, são incluídos os sensores necessários. Na parte superior contém dois sensores de tensão, um para o barramento CC e outro para a tensão dos PVs e dois sensores de corrente, um para a corrente nos PVs e outro para a corrente no conversor CA-CC *full-bridge*. Na parte inferior existem dois sensores de corrente, um para a corrente nas baterias do VE e um para a corrente no conversor CA-CC *full-bridge* e três sensores de tensão, um para o barramento CC, um para a tensão da rede elétrica e para a tensão nas baterias do VE. Conforme o objetivo de manter os planos de V_{cc} e massa sobrepostos, nos barramentos CC os planos encontram-se consoante o previsto, sendo o sítio no qual flui sempre presente energia e a saída dos conversores *full-bridge* inferior aplica o mesmo efeito. Em praticamente todos os planos, existe ângulos de 45° , pois os sinais em alta frequência, apresentam preferência por ângulos de 90° ou pontas, causando problemas de EMI nos planos [108].



Figura 5.14. Primeira PCB de potência desenvolvida.

Esta primeira implementação foi desenvolvida no Departamento de Eletrónica Industrial e está apresentada na Figura 5.14. Nesta figura apenas são apresentados os condensadores eletrolíticos dos barramentos CC. Estes condensadores são da empresa *Multicomp*, com a referência MCKLZ250M681N50Y, apresentam uma capacidade de $680 \mu\text{F}$ cada, com uma tensão máxima de 250 V e uma temperatura de operação máxima de 105°C . Apresentam ainda um *ripple* de $2,05 \text{ A}_{\text{RMS}}$, a 105°C , enquanto que a 45°C este *ripple* é multiplicado por um fator de 2,5. A resistência equivalente (*Equivalent Series Resistance ESR*) máxima de cada condensador é $0,294 \Omega$ [113]. Estes condensadores são aplicados devido ao material existente no laboratório do GEPE, e apenas permitem que este equipamento seja testado para uma rede elétrica emulada de 120 V , tal como acontece nos Estados Unidos da América, o Canadá e outros países. Assim, considerando apenas uma tensão

máxima de barramento de 200 V. Cada barramento CC apresenta uma capacidade de 2,72 mF e a união dos dois barramentos em paralelo através de condutores elétricos, para se validar a topologia proposta, resulta num barramento com 5,44 mF.



(a)



(b)

Figura 5.15. Segunda PCB de potência desenvolvida: (a) sem componentes; (b) com componentes.

Esta placa após aplicados os semicondutores de potência supracitados, serviu apenas para validar que os planos desenhados permitem a correta passagem de corrente através dos díodos. Neste teste, em cada conversor na sua entrada, alimentou-se com 20 V e na saída uma carga com 26 Ω . Nos conversores bidirecionais, testou-se em ambos os sentidos. Além da validação da topologia sem comutações, aplicou-se pela primeira vez, a primeira placa de drivers de 6 canais apresentada na secção 5.2.1. Assim valida-se o correto funcionamento da placa de drivers, que precisa de ter carga (semicondutores de potência) nas suas saídas por causa do circuito do *bootstrap* e ainda o correto posicionamento dos encaixes em 90° através de conectores *header right angle* de 90° macho e conectores *header* fêmea. Após estas validações ainda se adicionaram algumas linguetas para se poder ter acesso a todos os pontos do circuito de potência e permitindo validar cada conversor individualmente.

Na fase seguinte de desenvolvimento e também por uma questão de tempo, a placa demonstrada na Figura 5.14 são apenas adicionadas as linguetas para os acessos e é impressa na empresa *Würth*

Elektronik, juntamente com as restantes placas desenvolvida no âmbito deste equipamento. Na Figura 5.15 é apresentada então a segunda versão da PCB de potência com os sensores. É nesta placa em que se procede aos testes e validação experimental individual de todos os conversores do equipamento, bem como todos os modos de operação descritos na secção.4.7.

Bobinas Aplicadas nos Conversores

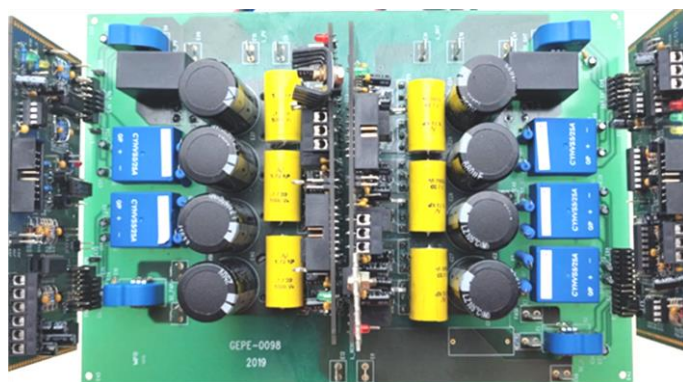
Como desenvolvido no Capítulo 4 todos os conversores requerem bobinas. Numa primeira instância para a bobina de acoplamento à rede elétrica o conversor *CA-CC double full-bridge interleaved* são aplicadas quatro bobinas com um valor de 500 μH , no entanto esse dimensionamento é para 400 V. Considerando um barramento CC com tensão de 200 V e aplicando a equação (4.1), obtém-se um valor de indutância de 500 μH por cada conversor, ou seja, quatro bobinas com valor de 250 μH , a 200 kHz de frequência resultante. Assim considerando que quanto maior é o valor indutivo, menor é o *ripple* na corrente e como para atingir as frequências e potências ambicionadas é feito tudo através de etapas em que todos estes valores são aumentados progressivamente de forma a validar corretamente o sistema. Para tal, com os recursos disponíveis no laboratório do GEPE as bobinas selecionadas são duas de acoplamento mútuo com um valor de 1,23 mH a 100 kHz. O acoplamento mútuo faz com que o valor da indutância total seja igual ao valor de cada enrolamento mais o valor da indutância mútua. No entanto, aplicando estas duas no conversor CA-CC num teste pré-eliminar, percebeu-se que o campo eletromagnético que cada uma gerava influenciava de tal forma o seu similar e que não permitia a sintetização de uma senoide em nenhum dos conversores *full-bridge*. Posto isto, em vez de se aplicarem duas bobinas de acoplamento mútuo, aplicaram-se quatro deste tipo, mas apenas utilizando um enrolamento em cada. Cada enrolamento apresenta a 100 kHz um valor de indutância de 389,5 μH e a 50 kHz um valor de 497,6 μH .

Relativamente ao conversor CC-CC enunciado na secção 4.5, considerou-se também um barramento CC de 400 V. Após recalcular o valor da indutância, considerando 200 V, o valor obtido foi de 480 μH . Mais uma vez, recorrendo ao material disponibilizado no laboratório do GEPE, utilizou-se uma bobina de núcleo de ar, com um valor de 566,3 μH a 50 kHz e 532,7 μH a 200 kHz. Verifica-se que esta serve para a validação conversor e que apesar de uma alteração na frequência de comutação o seu valor não sofre grandes alterações. Outra propriedade deste tipo de bobina é não existir corrente de saturação, devido ao núcleo em ar.

5.2.3 Integração do Sistema

Desenvolveu-se todas as PCBs deste equipamento para que todas elas encaixassem na placa de potência que já contém os sensores. Para tal, desenvolveram-se as placas de condicionamento de sinal, proteção e comando e as de drivers, com conectores *right angle* machos, de forma a que estas efetuassem uma ligação em 90° compactando o sistema. Este tipo de ligação permite reduzir o tamanho das ligações através de condutores elétricos, precavendo o sistema de eventuais ruídos devido a condutores extensos.

As placas de condicionamento de sinal, proteção e comando, alimentam através destes conectores os sensores de tensão e corrente e ainda recebem os sinais pelos mesmos. Para este equipamento existem duas placas de *drivers*, ambas iguais, e estes conectores permitem uma ligação direta entre *gate-source*.



(a)



(b)

Figura 5.16. Equipamento com todas as placas desenvolvidas:
(a) vista superior; (b) vista superior com ângulo.

Na Figura 5.16 é apresentada uma fotografia do equipamento com todas as placas necessárias para o correto funcionamento do equipamento. As duas placas situadas nas laterais são as placas de

condicionamento de sinal, proteção e comando, sendo a da esquerda a PCB desenvolvida no âmbito desta dissertação, tal como e as duas placas centrais, as placas de *drivers*.

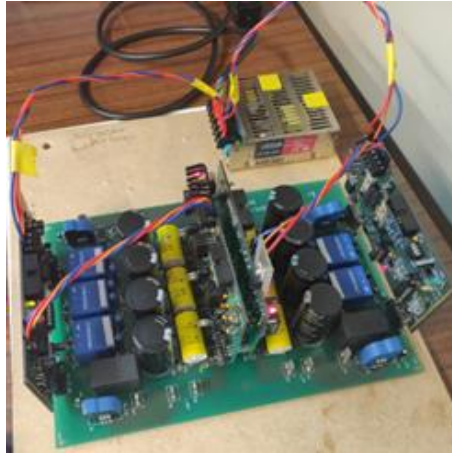
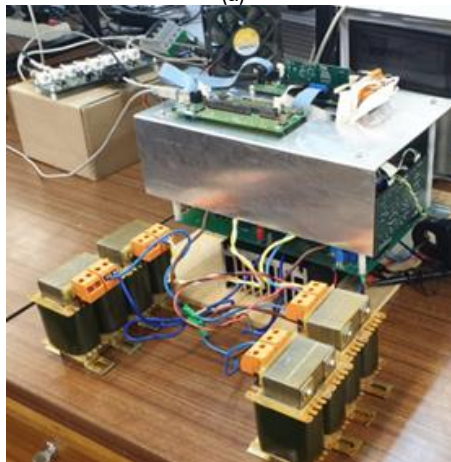


Figura 5.17. Placas de controlo alimentadas através da fonte de alimentação auxiliar, sem semicondutores de potência nem dissipador.

Relativamente à alimentação das placas, expeto a PCB de potência, é utilizada uma fonte de alimentação auxiliar da *Traco Power*, com a referência TXL035-1515D [114]. Na Figura 5.17 são apresentadas as placas de condicionamento de sinal, proteção e comando, alimentadas através da fonte auxiliar e alimentando as placas de *drivers*.



(a)



(b)

Figura 5.18. Equipamento desenvolvido: (a) sem proteção; (b) com proteção.

Na Figura 5.18 é apresentado o equipamento final com as bobinas de acoplamento a rede elétrica, fonte de alimentação auxiliar, todas as PCBs desenvolvidas, já com os semicondutores de potência

soldados e conectados no dissipador e com a placa desenvolvida pelo GEPE para suporte da DSP. Na imagem da esquerda é apresentado o equipamento sem proteção numa fase inicial de testes e na imagem da direita é adicionada uma estrutura em alumínio para proteger as placas contra perturbações externas, numa versão posterior.

5.3 Conclusão

Nesta capítulo é apresentado o sistema de controlo para o equipamento, considerando os três conversores de eletrónica de potência. Numa primeira fase é descrita a DSP utilizada e as suas funcionalidades, seguido de uma descrição detalhada tanto dos sensores de tensão como de corrente, explicando o seu funcionamento e dimensionamento de valores para a sua correta implementação. Posto isto, são apresentadas as PCBs desenvolvidas no âmbito deste equipamento. É apresentada uma explicação detalhada dos circuitos de condicionamento de sinal, para a aquisição de dados, de forma a transmiti-los à DSP com uma amplitude correta. São implementados também filtros RC à entrada do ADC, evitando assim o problema de *aliasing*. Os circuitos de proteção são desenvolvidos de uma forma analógica para que o tempo de atuação, em caso de erro, seja mais rápido ao invés deste ser adquirido e processado. Os sinais de comando de *reset* e *disable* são implementados tanto de forma digital como analógica, garantindo assim o máximo controlo numa fase de desenvolvimento. As placas de *drivers* são explicadas, de um ponto de vista mecânico e elétrico, referenciando o circuito integrado de *drive* utilizado e a fonte de alimentação isolada.

Neste capítulo também é descrito o sistema de potência do equipamento proposto. É descrito com detalhe os semicondutores usados e as respetivas proteções, condensadores do barramento CC e os de filtragem dos conversores CC, bobina de acoplamento a rede elétrica e bobinas dos conversores CC-CC. No sistema de potência é apresentado o *layout* desenvolvido, com uma explicação dos pormenores que permitiram a integração da PCB de potência, com os sensores aplicados. Numa fase final do capítulo é apresentada a integração total do sistema com todas as PCBs desenvolvidas e com os elementos necessários para o correto funcionamento.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Equipamento para *Smart Homes*

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do equipamento proposto e desenvolvido. Numa primeira instância são abordados individualmente o conversor CA-CC e o conversor CC-CC bidirecional, de forma a comprovar o correto funcionamento, tal como proposto no Capítulo 4. Em seguida são ilustrados os resultados da integração dos conversores de forma a validar os modos de operação. De realçar que neste capítulo, existem resultados obtidos para diferentes frequências e valores de corrente, pois este equipamento é testado gradualmente, assim validando-o completamente. No entanto, a tensão aplicada no barramento CC é sempre 60 V, pois devido ao efeito do conjunto dos drivers com SiC MOSFETS explicado na secção 5.2 e após a destruição de alguns semicondutores estabeleceu-se esse valor para uma correta validação do equipamento. Além dos valores aplicados, alguns componentes são alterados consoante os testes, para se evoluir o equipamento progressivamente para o objetivo previsto ou com vista à melhorá-lo. Em cada teste há uma explicação de como foi realizado, com que equipamentos e para que valores. Ao longo deste capítulo são referidos alguns equipamentos para medidas, alimentação dos circuitos e cargas. Desta forma estes são enunciados, nesta secção de forma a facilitar a leitura do capítulo apresentado. No caso das pinças de corrente, que existem pinças DC e AC, apenas é aplicada a pinça AC entre ligação à rede elétrica e o conversor CA-CC, quando existem duas pinças DC a efetuar medições nos conversores CC-CC. Os equipamentos utilizados são então:

- Duas pinças DC, da *Prosys*, com a referência CP 35, com uma corrente máxima de 30 A e com uma saída de 100 mV/A;
- Uma pinça AC, da *Fluke*, com a referência i400s, com uma corrente máxima de 400 A e com duas gamas de saída de 10 mV/A, para 40 A e 1 mV/A para 400 A.
- Uma fonte de alimentação DC, da *Matrix*, com referência MPS-3005L-3, com dois canais isolados com uma tensão máxima até 30 V e uma corrente máxima de 5 A;

- Um osciloscópio, da *Tektronix*, com a referência TPS 2024B, com quatro canais isolados, de 200 MHz e 2 GSPS;
- Resistências de 2000 W, duas com um valor resistivo (a frio) de 26 Ω e uma com o valor (a frio) de 56 Ω .

6.2 Conversor CA-CC *Interleaved*

Neste subcapítulo são apresentados os resultados experimentais do CA-CC *double full-bridge interleaved*. De notar que são apresentados resultados experimentais para diferentes frequências de comutação, tensões e correntes. Existem nesta secção resultados em malha aberta e fechada, onde é possível validar controlo de corrente preditivo, a técnica de sincronização com a rede elétrica e a regulação do barramento CC.

Ao longo da experimentação alguns dos resultados são utilizados os SiC MOSFETs enunciados na secção 5.2.2, mas devido a falha dos mesmos em várias situações e porque o número de semicondutores existentes no laboratório do GEPE são reduzidos, decidiu-se aplicar IGBTs. Esta decisão passa pelo facto dos IGBTs serem uma tecnologia mais amadurecida no laboratório e pela sua robustez. Assim, os IGBTs têm a referência FGA25N120ANTD, da marca *Fairchild Semiconductor*. Estes possuem uma tensão máxima *gate*-emissor de 1200 V e uma corrente de 25 A a 25°C [115]. Para qualquer efeito enquanto não for referido que são aplicados IGBTs os semicondutores em causa para o conversor CA-CC são os SiC.

Malha Aberta

Numa primeira fase validou-se o conversor CA-CC em malha aberta, conectando ao barramento CC uma fonte de alimentação com uma tensão de 60 V e na saída aplicou-se uma carga resistiva de 26 Ω . Na Figura 6.1, é apresentada a tensão à saída do conversor CA-CC e é possível verificar os três níveis gerados pela modulação SPWM unipolar, a laranja. A forma de onda a azul é a corrente total de saída do conversor, é possível analisar que apesar da carga ser resistiva a onda apresenta alguma distorção devido a imperfeições no sistema de controlo e interferências na medição com a pinça DC.

Na Figura 6.2 é apresentada a corrente de saída do conversor CA-CC e o *ripple* da corrente. A frequência de comutação utilizada nos dois resultados é de 20 kHz e é possível verificar que a operação em modo *interleaved* através da frequência do *ripple* que é 40 kHz, na Figura 6.2 (b), pois apresenta um período de 25 μ s. Estas ondas apresentam pouca distorção apesar de serem tiradas no mesmo sistema pois foi aplicada uma média de quatro valores através do osciloscópio de forma a

eliminar o ruído presente na medição. Esta média é realizada através no modo *Acquire* do osciloscópio, com o *Average*, que permite usar vetores com diferentes intervalos de valores, resultando assim em formas de onda bastante filtradas, apresentando praticamente a sua parte real do sinal. Existem em diversas situações que potenciam a má qualidade do sinal lido, bastante ruído nas medições devido a frequências de comutação envolvidas que causam EMI, grandes variações de tensão também proporcionam o mesmo efeito, problemas no sistema de controlo, entre outras.

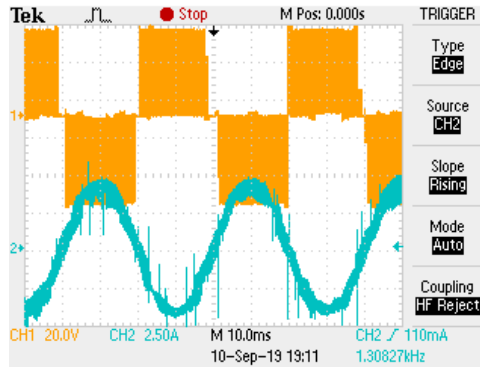


Figura 6.1. Tensão à saída do conversor CA-CC (CH1) e corrente na sua saída (CH2)

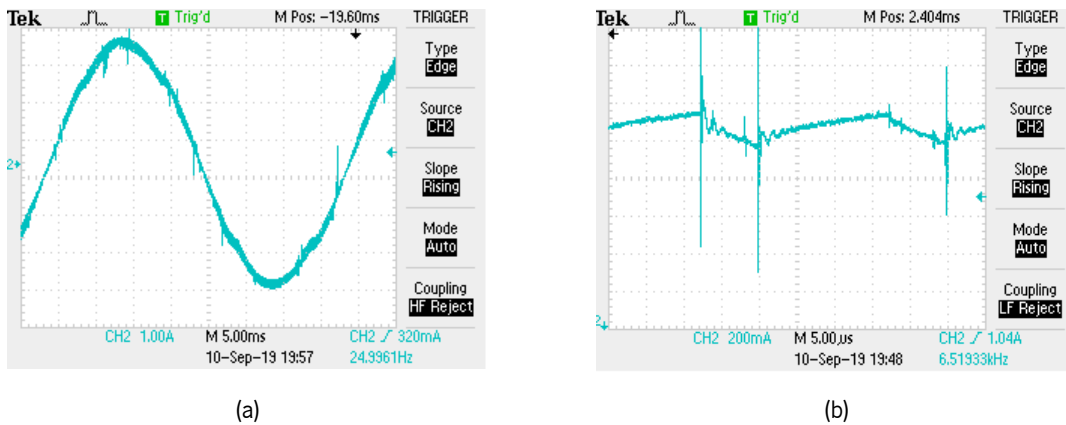


Figura 6.2. Corrente de saída do conversor CA-CC: (a) corrente total (CH2); (b) *ripple* da corrente (CH2).

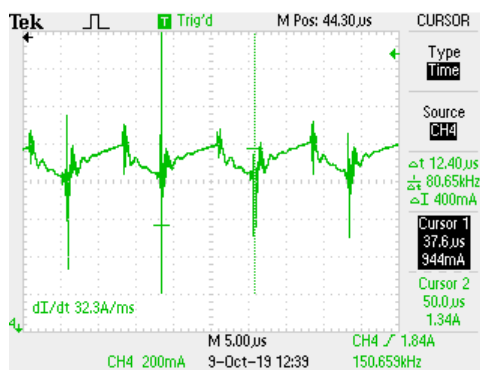


Figura 6.3. *Ripple* da Corrente de saída do conversor CA-CC (CH3).

Numa segunda fase de implementação validou-se para as mesmas condições de carga e tensão, apenas elevando a frequência de comutação para 40 kHz. Na Figura 6.3 é apresentado o *ripple* da corrente de saída do conversor. É possível validar o correto funcionamento do modo *interleaved* pois

a frequência do *ripple* é igual a 80 kHz, o dobro da frequência de comutação de cada conversor *full-bridge*. Mais uma vez é aplicada uma média de quatro valores, reduzindo assim as interferências no sinal medido, permitindo uma análise melhor dos valores pretendidos.

Em ambas as situações, depois de aplicada a média nas formas de onda do *ripple* da corrente de saída, verifica-se que este oscila em média entre 200 mA e no máximo 600 mA, considerando que os picos existentes na sua maioria são problemas de interferências nas medidas.

6.2.1 Controlo de Corrente

Para a correta validação do controlo de corrente preditivo, aplicou-se uma tensão constante no barramento CC através da fonte de alimentação CC. Numa primeira etapa aplicou-se uma carga de 13 Ω (resultado de duas cargas com 26 Ω em paralelo), à saída do conversor CA-CC, com uma tensão no barramento CC de 30 V, com uma frequência de comutação de 20 kHz e uma corrente de referência de 2 A de pico.

Na Figura 6.4 são apresentadas as correntes de saída de cada conversor *full-bridge*, bem como a corrente total de saída do conversor CA-CC. É possível averiguar que na Figura 6.4 (a), o *ripple* nas correntes sintetizadas por cada conversor, no seu ciclo negativo, apresentam uma distorção superior ao ciclo positivo, isto deve-se ao facto da modulação SPWM implementada não se encontrava completamente correta. Esta situação encontra-se resolvida a partir da secção seguinte.

Este problema, como é possível verificar, permite de igual forma a sintetização das sinusoides, no entanto os valores aplicados pelo controlo de corrente à modulação SPWM apresentam um índice de modulação baixo, relativamente aos valores de modulação que são mais elevados. De forma a ajustar esta situação, foi necessário analisar os valores das ondas triangulares utilizados na DSP para a geração de PWMs. Verificou-se ainda que além do índice de modulação ser baixo, como se aplica SPWM unipolar, a senoide de referência que se encontra desfasada 180°, não se encontrava devidamente posicionada relativamente ao centro da triangular, apresentando um pequeno desvio em relação a este. Apesar deste erro, é possível analisar que a soma destas duas correntes, gera uma senoide de saída do conversor CA-CC com pouca distorção, por causa da soma das duas correntes distorcidas desfasadas 180° e a corrente de saída não consegue atingir os 2 A de pico, pois em cada conversor *full-bridge* a corrente de saída não atinge 1 A de pico devido ao problema enunciado.

Na Figura 6.5 é apresentado o *ripple* na corrente de saída do conversor CA-CC. É possível verificar que o *ripple* tem uma frequência de 40 kHz como esperado, pois cada uma das correntes é sintetizada com 20 kHz de frequência de comutação. É de novo aplicado o modo *Average* no osciloscópio

permitindo uma melhor leitura do resultado obtido, no entanto para este caso mesmo com este modo implementado é de notar que existem bastantes interferências na onda medida.

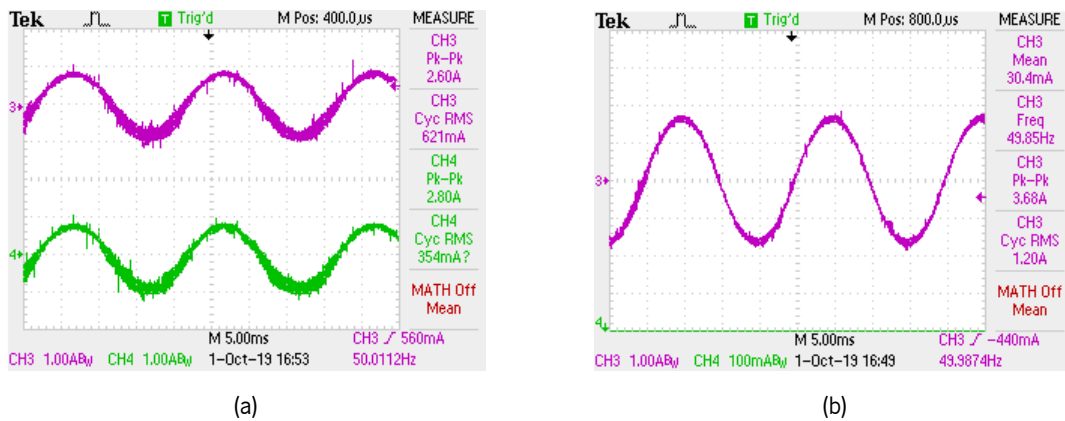


Figura 6.4. Correntes no conversor CA-CC:

(a) corrente em cada conversor *full-bridge*(CH3 e CH4); (b) corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).

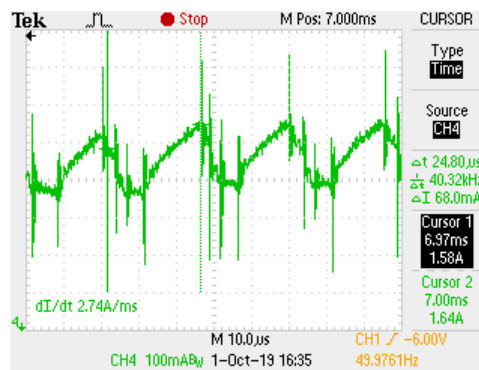


Figura 6.5. *Ripple* da Corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).

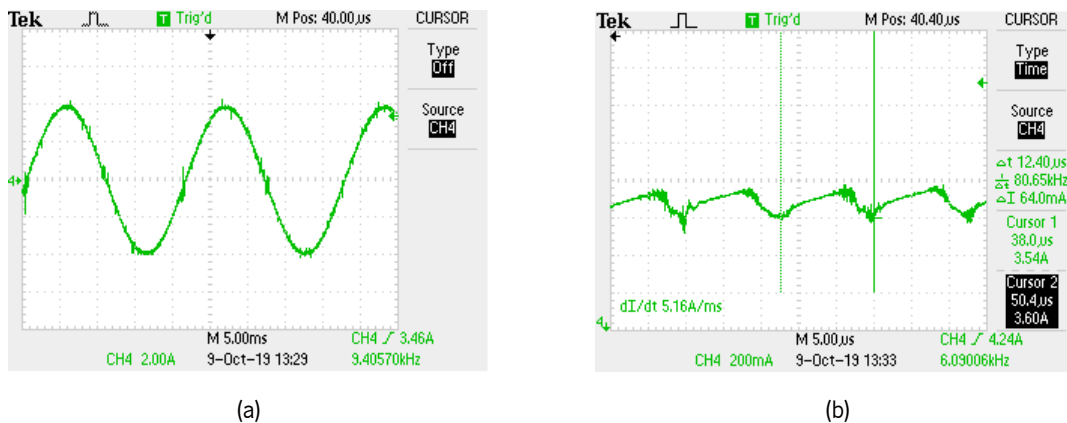


Figura 6.6. Corrente no conversor CA-CC: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH4); (b) *ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).

Numa segunda etapa, elevou-se a tensão para 60 V no barramento CC, com uma carga de 26 Ω e com uma frequência de comutação de 40 kHz, aplicando uma corrente de referencia de 2 A de pico a cada um dos conversores *full-bridge*, resultando numa senoide de saída com 4 A. É possível observar a corrente de saída do conversor CA-CC, na Figura 6.6. Verifica-se ainda que o *ripple* da

corrente é de 80 kHz, validando mais uma vez a operação em modo *interleaved*, com o modo *Average* mais uma vez ligado.

6.2.2 Sincronização com a Rede Elétrica

Para validar corretamente a técnica de sincronização com a rede elétrica, utilizou-se uma montagem com transformador de 230:25. Esta técnica foi validada através da placa de DAC desenvolvida pelo GEPE. Esta placa apresenta valores no máximo entre 3 V e -3 V para tal é necessário ajustar as escalas no osciloscópio de forma a poder os valores reais em função dos enviados pelo DAC. Na Figura 6.6 são apresentadas duas formas de onda, a roxo a tensão da rede elétrica, medida no sensor de tensão do equipamento e obtida através do DAC e a verde o valor da PLL unitária gerado pelo sistema de controlo implementado no DSP através do DAC. Em (a) é possível observar o momento em que algoritmo da PLL começa a sincronização e em (b) o momento em que a PLL atinge a sincronização com a rede elétrica a 50 Hz. Na (a) no CH3 é a escala apresentada é de 500 mV/div não representando a realidade da tensão medida, pois a escala usada é de x1 para a mesma. Para que esta fique correta como na figura (b) é necessário usar uma escala de x100 no osciloscópio. No CH4 é aplicada uma escala de 500 mV para uma melhor perceção da PLL unitária.

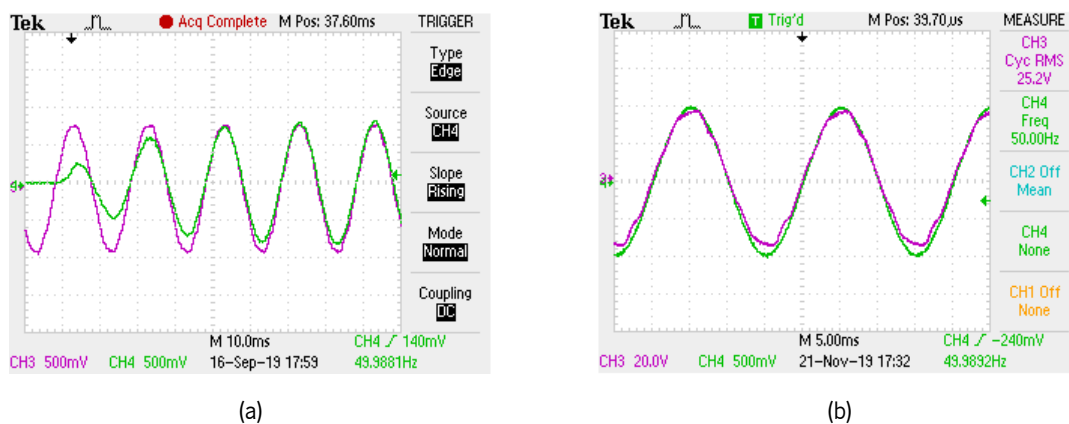


Figura 6.7. Tensão da rede elétrica (CH3) e PLL através do DAC (CH4):
(a) momento de sincronização; (b) sincronização da PLL.

6.2.3 Injeção na Rede Elétrica

Para a correta validação do conversor CA-CC foi necessário validar a correta injeção de corrente na rede elétrica. Para tal utilizou-se um transformador de 230:25 V conectado as bobinas de acoplamento a rede elétrica. Numa primeira instância da experimentação utilizou-se uma resistência pré-carga de 470 Ω para evitar picos de corrente do da rede elétrica, devido ao rápido dv/dt produzido pela mesma, na fase de pré-carregamento do barramento CC. Após atingir o limite máximo imposto pela resistência, é feito o *bypass* através de um disjuntor. Quando o barramento CC atinge o pico máximo predisposto

pelo $25 V_{RMS}$, ou seja, $35,35 V$, é conectada a fonte de alimentação nele de forma a elevar a tensão ate aos $60 V$. A referência de corrente utilizada para o conversor CA-CC é uma senoide com $2 A$ de pico e é utilizada uma frequência de comutação de $40 kHz$ e uma frequência de amostragem de $40 kHz$. As medições de corrente efetuadas nesta secção, recorrem a pinças DC. Na Figura 6.8 (a), no CH3 é apresentada a tensão do barramento CC, no CH2, a tensão da rede elétrica lida pelo sensor e enviada para o DAC, que não se encontra devidamente calibrado o canal, seria necessário estar $\times 100$ para se ver o valor real. No CH1, a referência de corrente enviada pelo DAC e no CH4 a corrente de saída do conversor CA-CC. É possível observar que a corrente segue a referência fornecida pela DSP e encontra-se em oposição de fase com a tensão da rede elétrica, o que valida a injeção de energia na rede. Na Figura 6.8 (b), no CH3 e CH4, são apresentados os *ripples* das correntes em cada conversor *full-bridge*, que se encontram desfasados 180° devido ao modo *interleaved*. A vermelho é o *ripple* da corrente de saída através do canal *Math* do osciloscópio, aplicando uma soma da onda verde e roxa. É possível verificar um *ripple* reduzido, relativamente ao de cada conversor *full-bridge* e uma frequência de $80 kHz$. Nesta situação não foi aplicado o *Average* é possível notar o ruído presente na medição

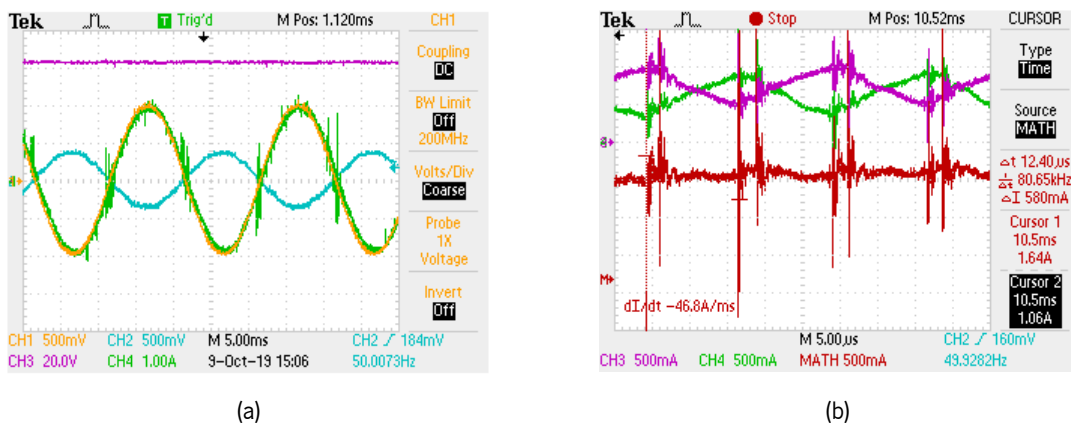


Figura 6.8. Injeção na rede elétrica, $2 A$ de pico: (a) corrente de referência (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, tensão no barramento CC (CH3) e corrente de saída do conversor CA-CC (CH4); (b) *ripple* da corrente de cada conversor *full-bridge* (CH3 e CH4) e *ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC (canal *Math*).

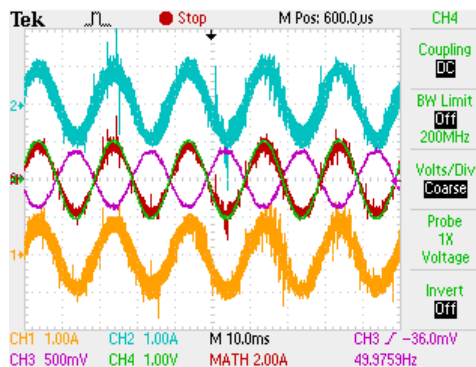


Figura 6.9. Injeção na rede elétrica, $2 A$ de pico: corrente de saída de cada conversor *full-bridge* (CH1 e CH2), tensão da rede (CH3) e corrente de referência (CH4) pelo DAC e soma das corrente de saída (canal *Math*).

Para validar este modo noutra condição, também se aplicou uma frequência de comutação de 20 kHz e manteve-se uma corrente de saída com um pico de 2 A, através do controlo de corrente. Na Figura 6.9, no CH1 e CH2 são apresentadas as correntes de cada conversor *full-bridge*, com praticamente 1 A de pico. No CH3 a tensão da rede elétrica é lida através do DAC, no entanto, ficou mais uma vez mal calibrado o osciloscópio apenas sendo real a forma de onda. No CH4, pelo DAC apresenta-se a referência aplicada a cada conversor *full-bridge*. Através do canal *Math* é possível somar o CH1 e CH2, obtendo-se a corrente de saída do conversor CA-CC

Numa segunda fase, aplicou-se uma senoide de referência com 3 A de pico. É possível analisar n, a referência a amarelo pelo DAC, a saída do conversor a verde e a tensão da rede elétrica a azul pelo DAC. Verifica-se que o conversor CA-CC segue a referência e consegue injetar corretamente uma senoide com 3 A de pico na rede elétrica. Na Figura 6.10, é apresentado o resultado para a injeção de corrente na rede elétrica nas condições anteriores, mas desta vez para uma frequência de comutação de 40 kHz e com uma referência de 1,5 A de pico por cada conversor *full-bridge*. No CH1 é apresentada a PLL unitário enviada pelo DAC através da DSP, no CH2 a tensão da rede pelo DAC em que o canal não se encontra devidamente regulado no x100, onde apenas a forma de onda é real. No CH4 encontra-se a corrente na saída do conversor CA-CC com um pico de 3 A, que segue a PLL como previsto, em oposição de fase com a rede elétrica.

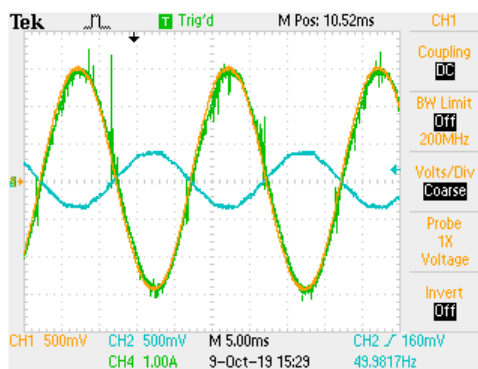


Figura 6.10. Injeção na rede elétrica, 3 A de pico:
PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de saída do conversor CA-CC (CH4).

6.2.4 Regulação da Tensão do Barramento CC

Após a correta injeção de corrente na rede elétrica através do conversor CA-CC, avançou-se para o controlo do barramento CC. A montagem utilizada é igual a previamente descrita no subcapítulo anterior. Para o controlo do barramento CC é feita a pré-carga nas mesmas condições supramencionadas. Após o barramento atingir os 35,35 V, são iniciadas as comutações e o sistema de controlo gera uma referência de corrente através do cálculo da potência necessária para o

carregamento até uma tensão de 60 V através do controlo PI para o barramento CC em junção com a teoria FBD. De notar que nesta fase de implementação os semicondutores de potência utilizada são os IGBTs anteriormente mencionados e que a frequência de comutação é igual a 20 kHz e uma frequência de amostragem de 40 kHz. Na Figura 6.11 é apresentada a tensão do barramento CC no CH4 com o valor pretendido, a corrente absorvida pelo conversor CA-CC no CH3, tensão da rede elétrica lida pelo sensor enviada para a DSP que a transfere para o DAC no CH2 e a saída unitária da PLL no CH1. No CH3 a corrente absorvida é baixa pois apenas serve para manter a tensão do barramento CC nos 60 V e tem fator de potência praticamente unitário. Na (b), no CH4 é usado o modo *coupling AC* para ser possível analisar o *ripple* no barramento CC com o dobro da frequência da rede elétrica como é esperado. Este apresenta no máximo de 200 mV de pico a pico, representando 0,33% do valor total do barramento CC.

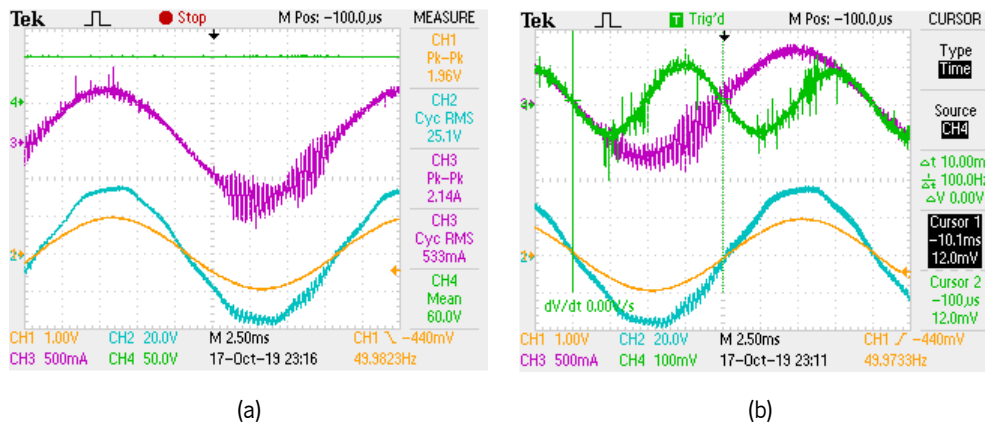


Figura 6.11. Regulação do barramento CC: (a) PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão no barramento CC (CH4); (b) PLL unitária (CH1) e tensão da rede (CH2) pelo DAC, corrente de entrada do conversor CA-CC (CH3), tensão no barramento CC (CH4) em detalhe.

6.3 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

O conversor CC-CC *buck-boost half-bridge* é o conversor de interface com as baterias do VE, para tal numa primeira instância em malha aberta é testado em malha aberta sem nenhum. Este teste é realizado de forma a validar os modos de operação *buck* e *boost*. Inicialmente foi validado o modo *buck*, interligando no barramento CC uma tensão de 60 V provenientes da fonte de alimentação DC. É utilizada uma frequência de comutação nos SiC MOSFETs de 20 kHz e um *duty-cycle* de 50% com retificação síncrona. A carga aplicada no lado das baterias, apresenta um valor de 26 Ω . Na Figura 6.12 é apresentada a corrente na carga no CH4, tensão no barramento CC no CH3, tensão aplicada a bobina no CH1 e tensão na carga no CH2. É possível observar que a tensão na carga é de cerca de 30 V devido ao *duty-cycle* de 50% reduzido assim a tensão de entrada do conversor para

metade. No CH1 é possível validar o valor do *duty-cycle* aplicado no conversor com uma frequência de 20 kHz. No CH4 a corrente é cerca de 1,24 A próximo do valor teórico calculado de 1,15 A.

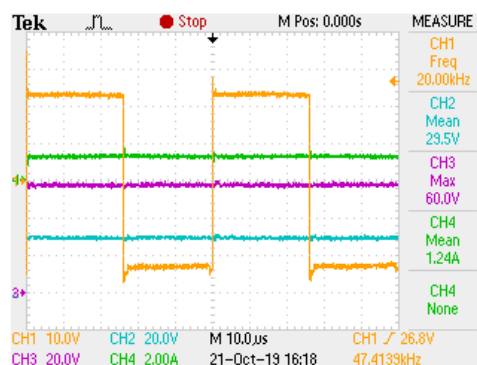


Figura 6.12. Modo *buck*: tensão aplicada a bobina (CH1), tensão na carga (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na carga (CH4).

Na segunda etapa da experimentação deste conversor CC-CC bidirecional, aplica-se o modo *boost* com um *duty-cycle* de 50%, aplicando retificação síncrona. É aplicada uma tensão de 30 V do lado das baterias do VE e no barramento CC uma carga de 26 Ω. Na Figura 6.13 são apresentadas as mesmas formas apresentadas anteriormente, mas para o modo *boost*. É possível analisar que a tensão do barramento CC é de cerca de 60 V no CH3, validando o modo *boost* que ao aplicar um *duty-cycle* de 50% eleva a tensão de entrada, no CH2 para o dobro. Mais uma vez a tensão na bobina, no CH1, permite validar a frequência de comutação implementada, bem como o *duty-cycle*. No CH4 é apresentada a corrente na carga resistiva, coerente com os cálculos teóricos de 2,3 A.

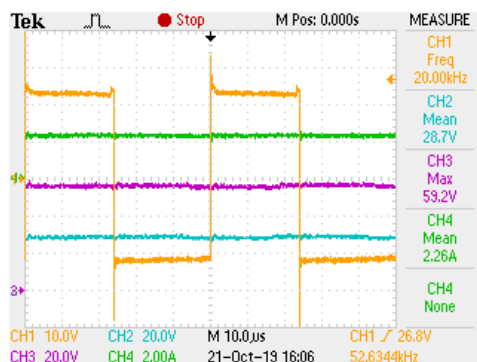


Figura 6.13. Modo *boost*: tensão aplicada a bobina (CH1), tensão na carga (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na carga (CH4).

Após a validação dos modos de operação do conversor, validou-se o controlo de corrente preditivo. Assim na primeira fase, com o conversor no modo *boost* aplicou-se uma resistência de 56 Ω no barramento CC, uma tensão de 30 V do lado das baterias do VE, através duma fonte de alimentação, com uma corrente de referência de -1 A. A pinça de corrente DC é posicionada no sentido do sensor de corrente, junto à bobina de núcleo de ar referida na secção 5.2.3, assim quando se injeta energia no barramento a corrente apresenta um valor negativo. Na Figura 6.14, é apresentado o resultado

para o teste mencionado, em que teoricamente se injetam 30 W no barramento CC. No CH1 é apresentada a corrente na bobina com um valor médio de -1,02 A, no CH3 a tensão da bobina que apresenta um *duty-cycle* baixo. No CH4, a tensão do barramento CC apresenta uma tensão de cerca de 42 V, correspondente a um *duty-cycle* baixo aplicado ao conversor *boost* e no CH2 a corrente no barramento CC, ou seja, na carga. Através destas duas medidas é possível averiguar que a resistência absorve a energia fornecida de cerca de 31,2 W pela fonte de alimentação pois consome cerca de 30,8 W.

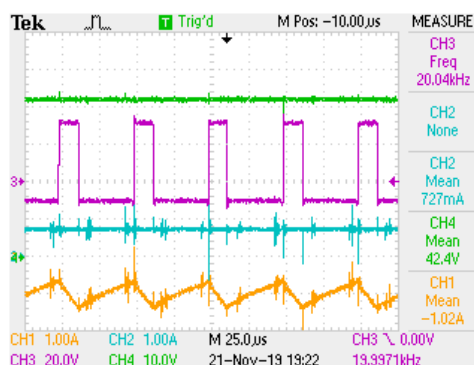


Figura 6.14. Modo *boost*: com controlo de corrente preditivo com referência de -1 A: corrente na bobina (CH1), corrente na carga (CH2), tensão aplicada a bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Em seguida, e desta vez um modo *buck*, conectou-se uma fonte de alimentação com 60 V no barramento CC e uma resistência de 26 Ω na saída do conversor CC-CC bidirecional, com controlo de corrente preditivo. Manteve-se os instrumentos de medição todos na mesma posição e aplicou-se uma referência de 1 A. Mediu-se a corrente na resistência, apenas validando mais uma vez o valor medido pela corrente na bobina. Na Figura 6.15, é apresentado o resultado do teste em causa em que no CH4 é apresentada a tensão aplicada ao barramento CC, no CH1 é apresentada a corrente na bobina com valor médio de cerca de 1,13 A, no CH3 a tensão da bobina que apresenta um *duty-cycle* de cerca de 50%, o que permite uma tensão de cerca de 30 V na resistência.

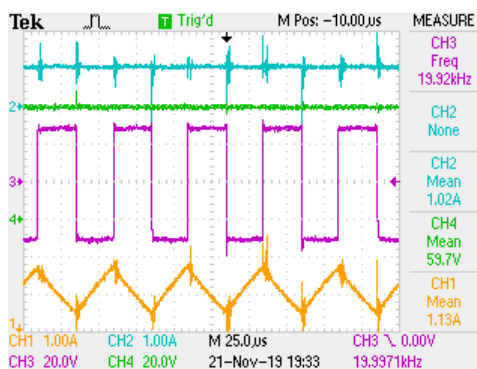


Figura 6.15. Modo *buck*: com controlo de corrente preditivo com referência de 1 A: corrente na bobina (CH1), corrente na carga (CH2), tensão aplicada a bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

6.4 Integração do Sistema

Na integração do sistema, para a correta validação de todos os modos de operação, validaram-se os modos de operação passo a passo, inicialmente utilizando os IGBTs referidos em 6.2, para o conversor CA-CC e os SiC MOSFETs apresentados em 5.2.2, para os conversores CC-CC. Numa fase inicial e com vista em se aumentar a os valores de corrente e frequência de comutação gradualmente, considera-se para a validação total do equipamento, uma tensão do barramento CC de 60 V, regulado como é descrito em 6.2.4. A conexão a rede elétrica como supramencionado é feito através de um transformador de 230:25 V. Nos testes que são descritos nas próximas secções a frequência de amostragem utilizada é sempre de 40 kHz e quando a frequência de comutação é alterada para 40 kHz, as bobinas de acoplamento a rede elétrica são alteradas para umas com volume reduzido, com cerca de 550 μH , com um núcleo de pó de ferro com formato de toróide. Relativamente ao controlo de corrente para a correta validação é aplicado controlo de corrente preditivo tanto nos conversores CA-CC como no CC-CC e a teoria de controlo aplicada para a sintetização de corrente é a teoria FBD.

6.4.1 Compensação *Dead-Time*

Numa implementação inicial apenas com SiC a preocupação com a compensação do *dead-time* era baixa pois estes apresentam valores muito baixos, não afetando excessivamente a qualidade da forma de onda da corrente sintetizada considerando frequências de 20 kHz e 40 kHz. Aquando da implementação do conversor CA-CC com IGBTs, com a aplicação de uma frequência de comutação de 40 kHz, o efeito do *dead-time* é mais notório. Como foram aplicados IGBTs ao equipamento, mais propriamente no conversor CA-CC de interface com a rede elétrica, é preciso ter em consideração o facto que ao contrario dos SiC que apenas necessitam de um *dead-time* baixo, com estes é necessário ter em atenção o valor utilizado pois apresentam tempos de *fall-time* e *rise-time* maiores implicando assim valores maiores por sua vez.

Posto isto, e para validar a teoria implementada na secção 4.4.3, realiza-se um teste a 40 kHz de frequência de comutação e amostragem, com um *dead-time* de 1 μs , conectando uma resistência de 26 Ω em paralelo com barramento CC controlado a 60 V, que consome cerca de 138,5 W. Assim o sistema de controlo, com a teoria FBD, fica encarregue de gerar a sinusoide de referência para manter o barramento CC e manter a potencia na resistência.

Na Figura 6.16 (a), para uma escala de tempo de 25 ms, no CH1 é apresentada a forma de onda da corrente absorvida pelo conversor CA-CC, que na passagem por zero não se verifica um tempo

completamente morto como em simulação mas um pequeno deslize na forma de onda e nos topos dos semi-ciclos um pouco achatados. No CH2 é apresentada a tensão do barramento CC, que se mantém próxima da desejada, no CH3 a tensão da rede elétrica e no CH4 a PLL unitária em fase, gerada pela DSP e enviada pelo DAC. Na Figura 6.16 (b), apresenta-se a comprovação que o conversor CA-CC opera em modo *interleaved* com 40 kHz de frequência de comutação, onde o CH1 e CH2 está representado o *ripple* das correntes de cada conversor *full-bridge* medidas com a pinça DC, com cerca de 500 mV, no CH4 a tensão do barramento CC e no canal *Math* a soma dos *ripples* das correntes de cada conversor com uma frequência resultante de 80 kHz e com um *ripple* na ordem dos 300 mV.

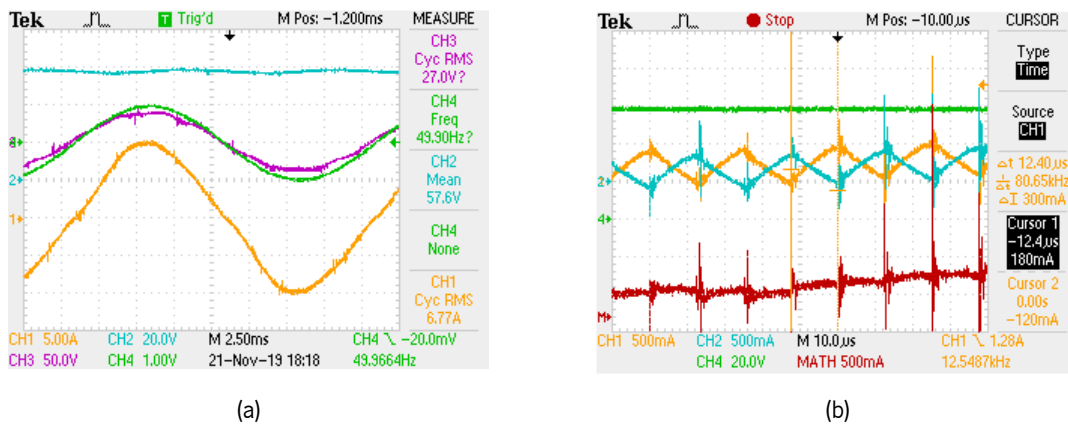


Figura 6.16. Sem compensação *dead-time*.

(a) corrente de saída do conversor CA-CC; (b) *ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC.

Após a verificação que o *dead-time* apresenta um efeito negativo na qualidade da forma de onda absorvida, aplica-se a compensação do mesmo exatamente nas mesmas condições de operação. Na Figura 6.17 para uma escala de tempo de 50 ms, no CH1 é visível as melhorias na qualidade da forma de onda, tanto na passagem por zero como nos topos dos semi-ciclos.

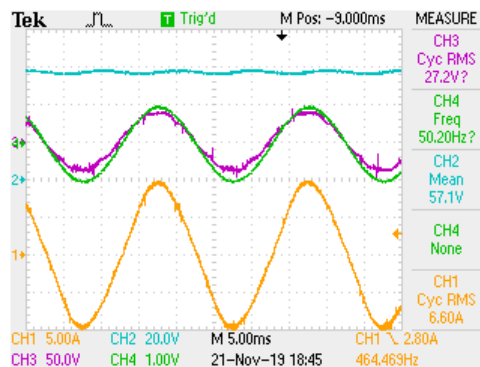


Figura 6.17. Compensação *dead-time*.

Apesar de o *dead-time* distorcer a qualidade da forma de onda, com correntes baixas (menores que 5 A_{RMS}), a compensação deste juntamente com o ciclo de controlo implementado para uma frequência de comutação de 40 kHz, distorce ainda mais a qualidade da forma de onda da corrente. Assim e por uma questão de conseguir-se validar o equipamento com uma frequência de comutação de 20 kHz e

40 kHz, e com diferente corrente, decidiu-se prescindir desta compensação nos testes apresentados nas seguintes secções. Para que esta compensação não influencia-se a qualidade da forma de onda o ciclo de controlo implementado teria que ser refeito.

6.4.2 Modo G2V e V2G

O modo G2V tem por base permitir o correto carregamento das baterias do VE através da rede elétrica. Para a validação deste modo numa primeira instância, aplica-se controlo de corrente preditivo no conversor CA-CC, ao passo que no conversor CC-CC bidirecional é apenas aplicado um *duty-cycle* de 50%, operando em modo *buck*, com uma carga de 13Ω , com uma frequência de comutação de 20 kHz.

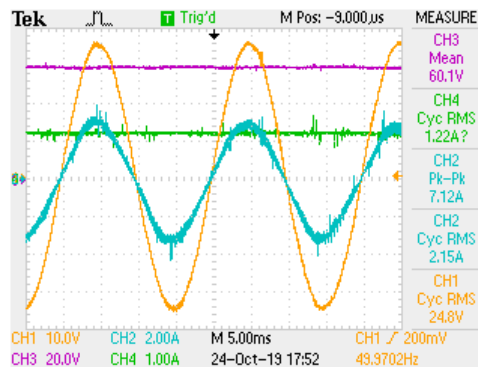


Figura 6.18. Modo G2V, 50% *duty-cycle* no conversor CC-CC bidirecional: PLL em amplitude (CH1), corrente de entrada do conversor CA-CC (CH2), tensão no barramento CC (CH3) e corrente na saída do conversor CC-CC (CH4).

Na Figura 6.18 é apresentado no CH1 a saída em amplitude da PLL através do DAC com o osciloscópio calibrado para $\times 100$, de forma a obter o valor real produzido pelo DSP, no CH2 a corrente de entrada do conversor CA-CC, em fase com a PLL, no CH3 a corrente de saída do conversor CC-CC e no CH4 a tensão do barramento CC. Verifica-se uma absorção de corrente sinusoidal com um valor de pico de cerca de 3 A com f.p próximo da unidade, a 50 Hz. Confirma-se pelo valor RMS do valor em amplitude da PLL que a rede tem um valor de $25 V_{RMS}$. Com uma escala de tempo de 50 ms, verifica-se que a potência absorvida pelo conversor CA-CC de entrada é cerca de 54 W, e considerando que a tensão de saída do conversor será perto de 30 V, como analisado em 6.3, consumindo cerca de 37 W.

Na Figura 6.19 (a), é apresentado o resultado para uma escala de tempo de 50 ms, para o modo G2V, considerando uma corrente de -2 A no conversor CC-CC bidirecional com uma carga resistiva de 26Ω . No CH1 é apresentada a corrente de entrada no conversor CA-CC, praticamente em fase com a tensão da rede, no CH3. No CH4 a tensão do barramento CC encontra-se regulada com o valor próximo do desejado e no CH2 a corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional, que absorve 1,97 A. Na Figura 6.19 (b), com uma escala de tempo de $100 \mu s$, encontra-se a validação que o

conversor CA-CC opera em modo *interleaved*, em que no CH1 e CH2, é apresentado o *ripple* das correntes com 1 A e no canal *Math* a soma das mesmas, representando o *ripple* da corrente de saída do conversor CA-CC, com uma frequência de 40 kHz.

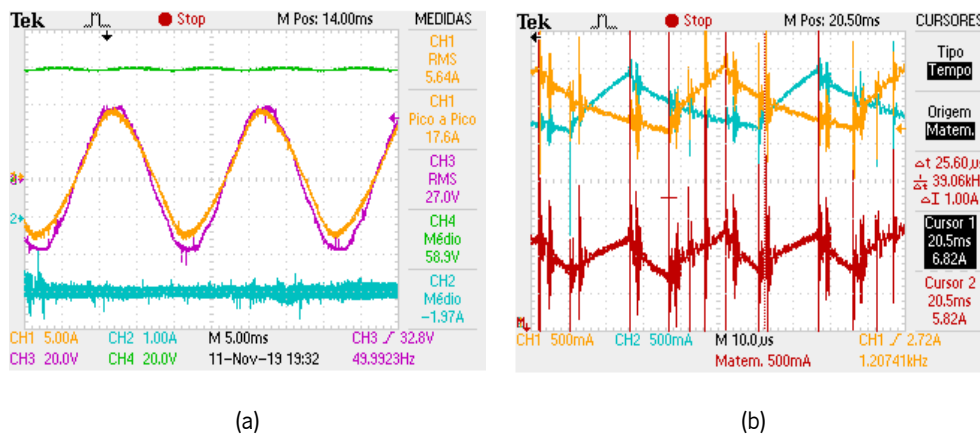


Figura 6.19. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) *Ripple* das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal *Math* do osciloscópio.

Na Figura 6.20, para uma escala de tempo de 250 μ s, no CH2 a corrente do conversor CC-CC bidirecional junto a bobina, com valor negativo pois a pinça DC é colocada no sentido do sensor de corrente. No CH4 a tensão do barramento CC, igual a figura anterior e no CH3 a tensão da bobina que apresenta um *duty-cycle* reduzido, o que demonstra que a tensão de saída baixou relativamente pouco relativamente a de entrada (tensão do barramento CC), na ordem dos 7,7V. O que perfaz que a potência na resistência seja de 100,1 W e a de entrada de 152 W.

Na Figura 6.21 (a), é ilustrado, para o mesmo resultado que o anterior mas alterando a carga resistiva para 13 Ω e aumentando a corrente de referência para -4 A. É visível a corrente do conversor CA-CC em fase com a tensão da rede elétrica, no CH3, e que a corrente no conversor CC-CC bidirecional mantém-se próxima da referência pretendida. Na Figura 6.21 (b), é apresentado com mais detalhe, no CH2, o *ripple* na bobina do conversor CC-CC bidirecional e a tensão da mesma no CH3.

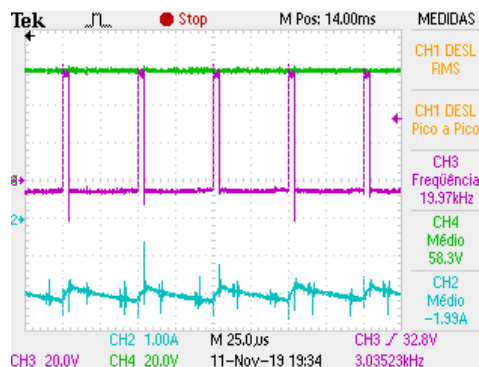


Figura 6.20. Modo G2V: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com -2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Após estes testes, a frequência de comutação é aumentada para 40 kHz, com uma referência de corrente de -3 A com uma carga resistiva de 13 Ω. Na Figura 6.22 (a), para uma escala de tempo de 50 ms, é apresentado o resultado para o teste enunciado, em que no CH1 a corrente absorvida pelo conversor CA-CC encontra-se em fase com a tensão da rede elétrica no CH3. No CH2, a corrente no conversor CC-CC bidirecional encontra-se perto da referência pretendida. Na Figura 6.22 (b), escala de tempo de 100 μs, para o mesmo teste, é apresentado o *ripple* das correntes de cada conversor *full-bridge*, desfasado 180°, a 40 kHz de comutação e no canal *Math* a soma de ambas, que representa o *ripple* da corrente do conversor CA-CC a 80 kHz.

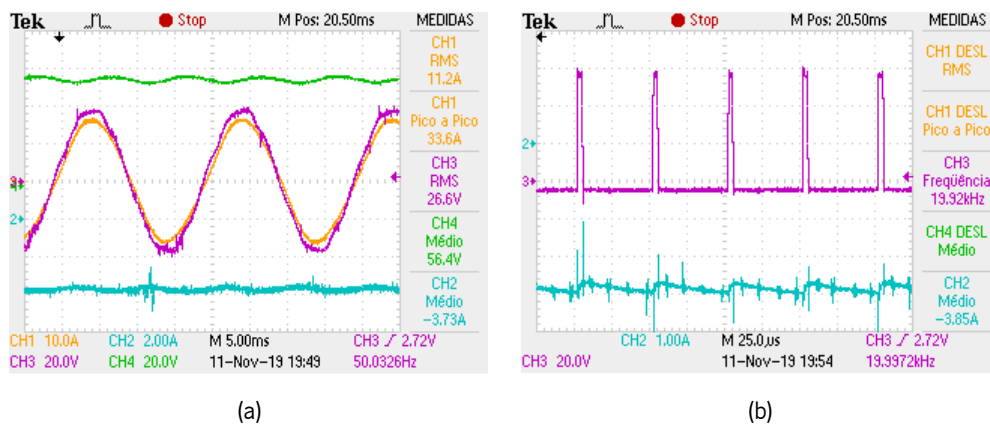


Figura 6.21. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com -4 A (CH2) e tensão na bobina (CH3).

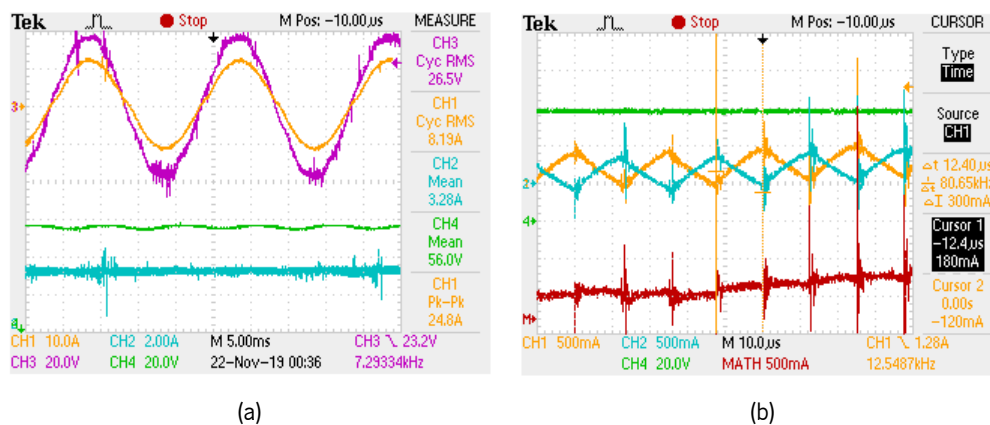


Figura 6.22. Modo G2V: (a) corrente de entrada do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de -3 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) *Ripple* das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal *Math* do osciloscópio.

Após a validação do modo G2V, avançou-se para o modo V2G, que consiste na injeção de energia armazenada nas baterias na rede elétrica. Assim, considera-se que ao invés de utilizar um *pack* de baterias é utilizada uma fonte de alimentação CC para alimentar a entrada do conversor CC-CC bidirecional com 30 V. Considera-se que o barramento CC está regulado para os 60 V e é aplicado no conversor CC-CC bidirecional controlo de corrente preditivo com uma corrente de referência de 2 A com uma frequência de comutação de 20 kHz.

Na Figura 6.23 (a), com uma escala de tempo de 50 ms, é ilustrado o resultado para o teste mencionado. No CH1 é apresentada a corrente de entrada do conversor CA-CC, no CH2 a corrente junto a bobina do conversor CC-CC, no CH3 a tensão da rede elétrica e no CH4 a tensão do barramento CC regulada. Na Figura 6.23 (b), apresenta-se a validação deste teste, com o conversor CA-CC no modo *interleaved*, em que o CH1 e CH2 apresentam o *ripple* das correntes de saída de cada conversor *full-bridge* e no canal *Math* a soma das duas correntes, representante da corrente resultante de saída do conversor CA-CC, com 40 kHz.

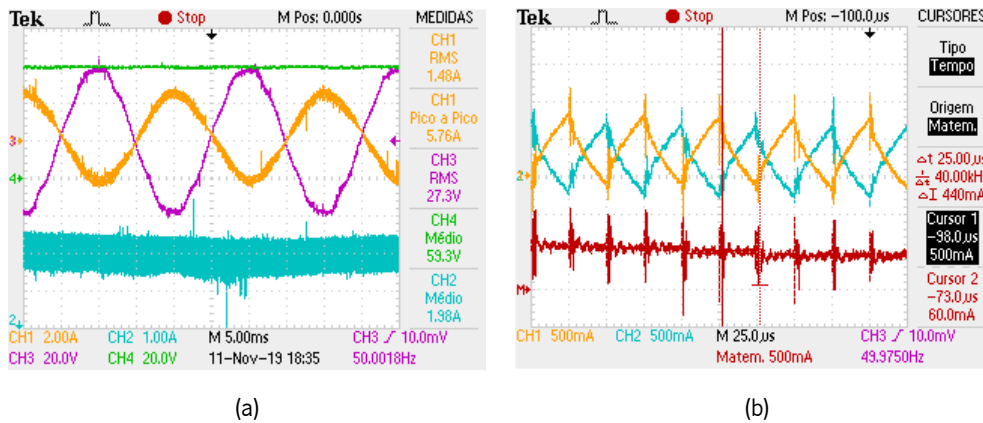


Figura 6.23. Modo V2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) *Ripple* das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal *Math* do osciloscópio.

Na Figura 6.24, ainda na sequência do mesmo teste no modo V2G, com uma escala de tempo de 250 µs, é apresentado com mais detalhe os resultados para o conversor CC-CC bidirecional a operar em modo *boost*. No CH2 é apresentado o *ripple* na bobina do conversor, no CH3 a tensão da bobina do conversor e no CH4 a tensão do barramento CC. Após a análise destas duas figuras, a potência que o conversor CC-CC bidirecional absorve da fonte de alimentação cerca de 61 W, enquanto que o conversor CA-CC injeta na rede elétrica 40,4 W.

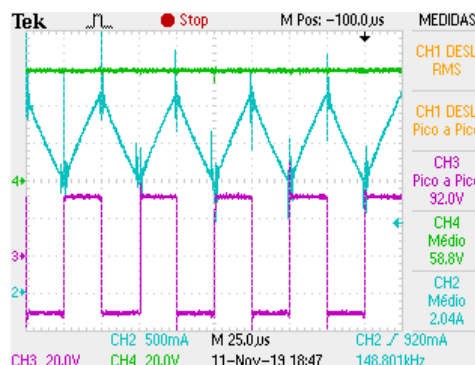


Figura 6.24. Modo V2G, 2 A no conversor CC-CC bidirecional: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Na Figura 6.25, é apresentado o resultado para as mesmas condições que o teste anterior, mas desta vez para uma corrente de referência de 4 A. Na (a), no CH1 é apresentada a corrente de saída do

conversor em oposição de fase com a rede elétrica, no CH3, a tensão no barramento CC regulada, no CH4, e a corrente junto a bobina do conversor CC-CC bidirecional. Na (b), com mais detalhe, a corrente na bobina do conversor CC-CC e a tensão na mesma, no CH3, e a tensão do barramento CC, no CH4. O conversor CC-CC responsável pela interface com as baterias, absorve da fonte de alimentação cerca de 116 W e o conversor CA-CC injeta na rede elétrica 94 W.

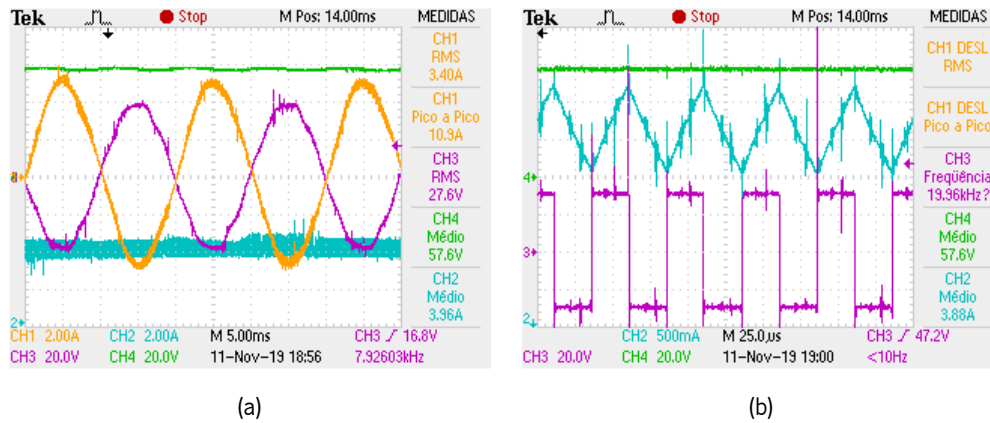


Figura 6.25. Modo V2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Na Figura 6.26, para uma escala de tempo de 50 ms, apresenta-se o resultado ao teste anterior, aumentando o valor da frequência de comutação para 40 kHz. No CH1 é apresentada a corrente de saída do conversor CA-CC, no CH2 a corrente do conversor CC-CC bidirecional medida junto a bobina, no CH3 a tensão da rede elétrica e no CH4 a tensão do barramento CC, regulada no 56,7 V. O conversor CC-CC absorve da fonte de alimentação cerca de 96 W e o conversor CA-CC injeta na rede elétrica 62 W.

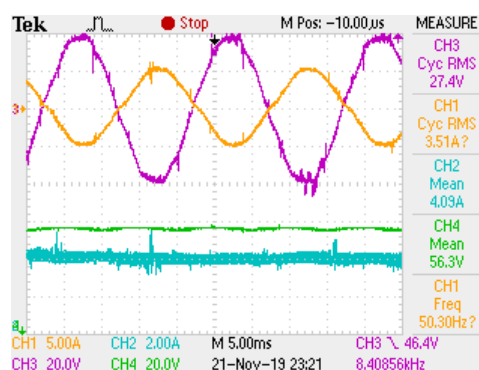


Figura 6.26. Modo V2G: corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC bidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

6.4.3 Modo R2G e R2V

No modo R2G, o conversor CC-CC unidirecional responsável pela interface dos PVs, injeta energia no barramento CC, o sistema de controlo encarrega-se por mantê-lo com uma tensão regulada de 60 V

e injetar o resto da energia na rede elétrica através do conversor CA-CC. Assim para a realização dos testes da secção seguinte, ao invés de utilizar PVs, aplica-se uma fonte de alimentação com uma tensão de 30 V ao conversor CC-CC unidirecional com controlo de corrente preditivo.

Na Figura 6.27 (a), para uma escala de tempo de 50 ms, é apresentado o resultado para as condições de teste anteriores com uma referência de corrente de 2 A. No CH1 é apresentada a corrente injetada na rede elétrica em oposição de fase com a tensão da rede elétrica, no CH3. No CH2 é apresentada a corrente junto a bobina do conversor CC-CC unidirecional no sentido do sensor de corrente e no CH4 a tensão do barramento CC. O barramento apresenta uma tensão superior pois o sistema de controlo não estava devidamente regulado com o sensor de corrente dos PVs, nos testes seguintes este problema encontra-se resolvido. Na Figura 6.27 (b), é apresentada a validação do correto funcionamento do conversor CA-CC de interface a rede elétrica em modo *interleaved*, em que no CH1 e CH2 é apresentado o *ripple* nas correntes de saída de cada conversor *full-bridge* e no canal *Math* a soma destas, demonstrando o *ripple* na corrente resultante com 40 kHz.

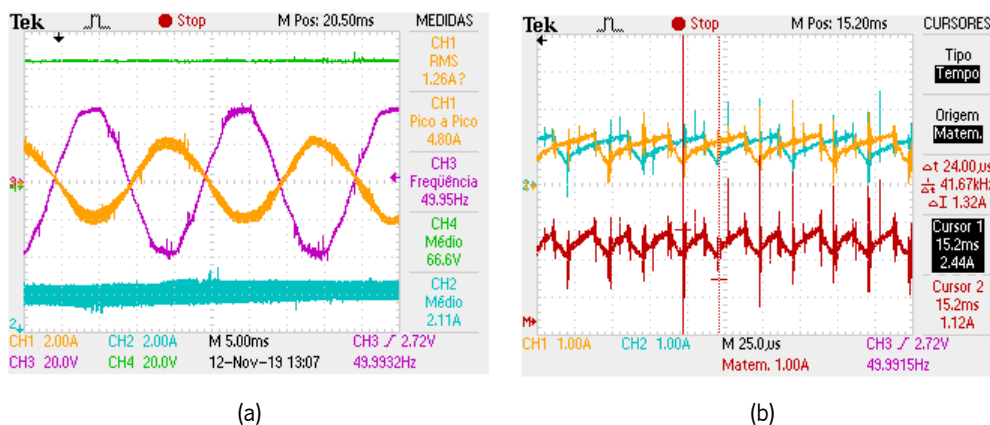


Figura 6.27. Modo R2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) *Ripple* das correntes nas bobinas de acoplamento à rede (CH1 e CH2) e soma das mesmas através do canal *Math* do osciloscópio.

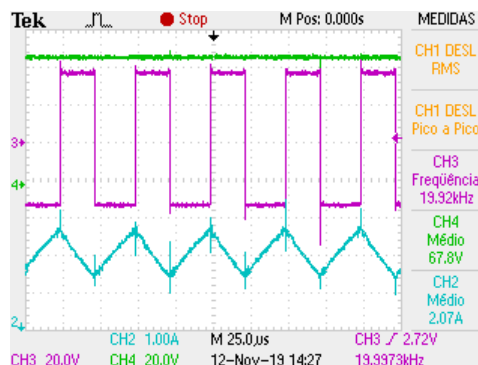


Figura 6.28. Modo R2G: corrente na bobina do conversor CC-CC bidirecional com 2 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Na Figura 6.28, com uma escala de tempo de 250 µs, é apresentado o *ripple* na corrente na bobina do conversor CC-CC, no CH2 e a tensão da mesma no CH3. Através da análise destas figuras é

possível analisar que o conversor CC-CC unidirecional absorve da fonte alimentação 63 W e injeta na rede elétrica cerca de 34 W.

Na Figura 6.29, é apresentado o resultado para as mesmas condições de teste anteriormente mencionadas, apenas com a alteração da corrente de referência de do conversor CC-CC unidirecional para 4 A. Em (a), com uma escala de 50 ms, é possível analisar a corrente injetada pelo conversor CA-CC na rede elétrica, no CH1, a corrente do conversor CC-CC unidirecional, no CH2, a tensão da rede elétrica, no CH3, e no CH4 a tensão do barramento CC regulada próximo do valor pretendido de 60 V. Em (b), com uma escala de 250 μ s, no CH2 o *ripple* da corrente na bobina do conversor CC-CC unidirecional e no CH3 a tensão da mesma com um *duty-cycle* perto de 50%. A potência absorvida pelo conversor CC-CC é cerca de 120 W e é injetada na rede uma potência de cerca de 96 W.

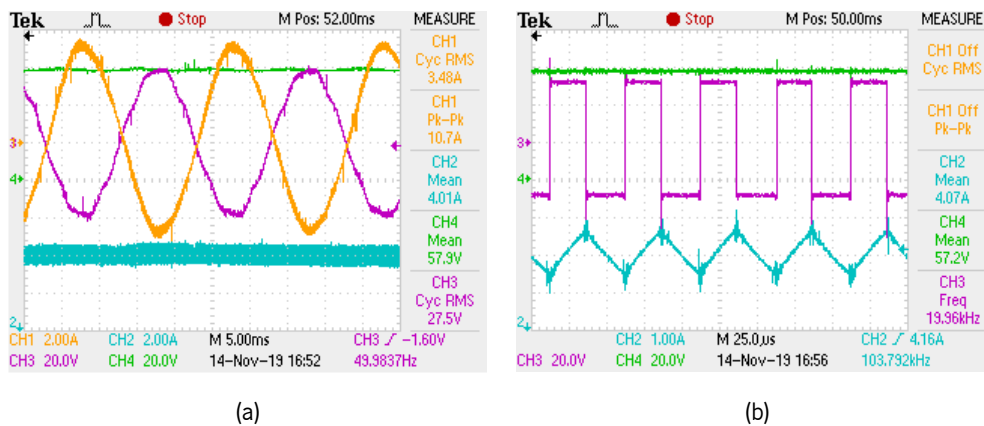


Figura 6.29. Modo R2G: (a) corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4); (b) corrente na bobina do conversor CC-CC unidirecional com 4 A (CH2), tensão na bobina (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

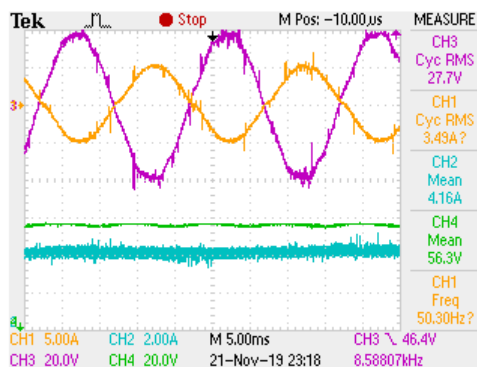


Figura 6.30. Modo R2G: corrente de saída do conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão no barramento CC (CH4).

Para validar o modo R2G a 40 kHz de comutação, é aplicado o mesmo teste que o anterior para uma corrente de referência de 4 A no conversor CC-CC unidirecional de interface com os PVs. Na Figura 6.30, para uma escala de tempo de 50 ms, no CH1 é apresentada a corrente de saída do conversor CA-CC, no CH2 a corrente na bobina do conversor CC-CC unidirecional, no CH3 a tensão da rede elétrica e no CH4 a tensão do barramento CC. É possível analisar o efeito do *dead-time* como

supramencionado, na corrente de saída do conversor CA-CC. É absorvido pelo conversor CC-CC 128 W e desta potência apenas 97 W são injetados na rede elétrica.

No modo R2V, o objetivo principal assenta em que a energia gerada pelos PVs seja diretamente injetada nas baterias do VE. Assim, prevê-se que o sistema de controlo é capaz de gerir as potências de forma a manter o barramento CC com uma tensão de 60 V, assim caso a potência absorvida pelas baterias seja inferior a injetada pelos PVs, esta deve ser injetada na rede elétrica. Caso a energia que os PVs injetam seja parecida com a que as baterias absorvem, será necessário absorver alguma corrente da rede para alimentar o barramento ou até mesmo as baterias. Assim, para os testes realizados em seguida é conectado no conversor de interface com os PVs uma fonte de alimentação com valor de 30 V e na saída do conversor de interface com as baterias do VE uma carga com 26 Ω . As medições da corrente no conversor CA-CC são feitas recorrendo a uma pinça AC e as correntes nas bobinas dos conversores CC-CC com pinças DC.

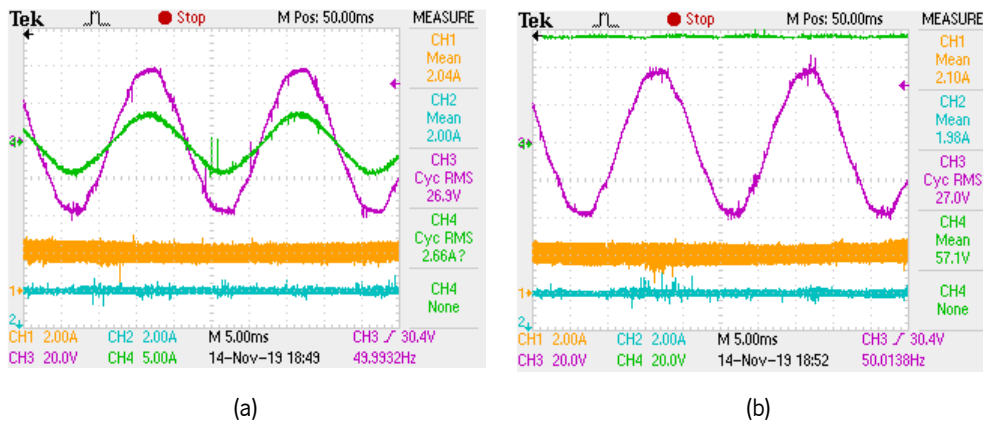


Figura 6.31. Modo R2V: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4); (b) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão do barramento CC (CH4).

Numa primeira instância, no conversor CC-CC de interface com os PVs é aplicada uma referência de 2 A para injetar energia no barramento CC e no conversor CC-CC de interface com o VE uma referência de -2 A, de forma a absorver energia para a carga resistiva.

Na Figura 6.31, numa escala de tempo 50 ms, é apresentado o resultado para este teste. Em ambas as figuras, no CH1 é apresentada a corrente no conversor CC-CC unidirecional, no CH2 a corrente no conversor CC-CC bidirecional em que a pinça de corrente DC se encontra ao contrário, apresentando assim um valor positivo quando na realidade este é negativo, relativamente ao sensor de corrente do mesmo. No CH3 a tensão da rede elétrica e no CH4, em (a), a corrente no conversor CA-CC e em (b), a tensão do barramento CC. Como a carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional consome cerca de 104 W e o conversor CC-CC unidirecional injeta cerca de 61 W. Assim, o conversor CA-CC absorve

uma potência de 72 W da rede elétrica, de forma a conseguir manter o barramento CC com a tensão regulada e fornecer o resto da potência necessária para manter a resistência alimentada considerando que o conversor CC-CC unidirecional apenas injeta metade da potência necessária.

Para validar que o conversor de interface com PVs é realmente capaz de entregar a potência total ao conversor de interface com as baterias do VE, nas mesmas condições que o teste anterior, é absorvida da fonte de alimentação a 30 V uma corrente de referência de 4 A e injetada na resistência uma corrente com uma referência de -2 A. Com estas correntes de referência, teoricamente o conversor CC-CC unidirecional absorve 120 W, o conversor CC-CC bidirecional injeta na resistência 104 W, sendo que o resto da potência deve ser injetada no barramento CC.

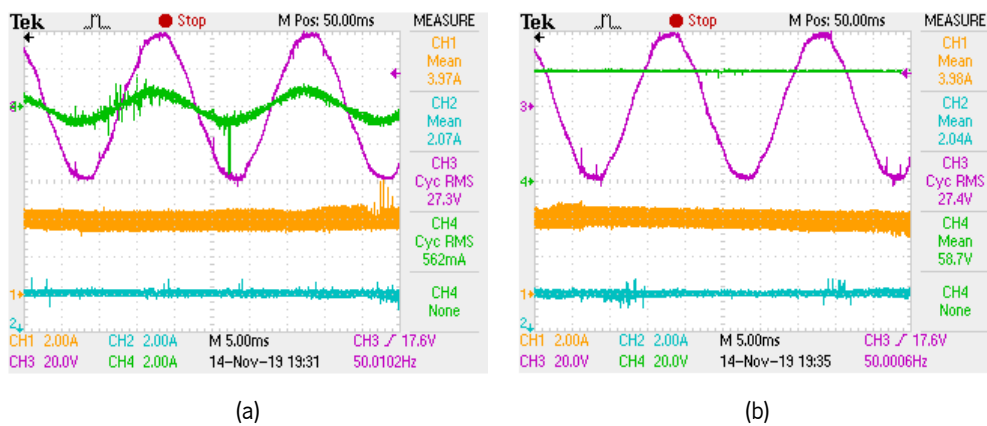


Figura 6.32. Modo R2V: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4); (b) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de -2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e tensão do barramento CC (CH4).

Na Figura 6.32, com uma escala de tempo de 50 ms, é apresentado o resultado para o teste mencionado. Em ambas as figuras (a) e (b) no CH1, é ilustrada a corrente junto à bobina do conversor CC-CC unidirecional, no CH2, a corrente junto a bobina do conversor CC-CC bidirecional, onde a pinça se encontra colocada no sentido contrário a corrente e no CH3, a tensão da rede elétrica. Na figura (a), o CH4 apresenta a corrente do conversor CA-CC de interface a rede elétrica e na figura (b), a tensão do barramento regulada. Verifica-se que na entrada do conversor CA-CC é absorvida uma potência de cerca de 15 W, apenas para manter o barramento CC, ao passo que a potência absorvida pelo conversor CC-CC unidirecional é de cerca de 119 W e a potência transferida a resistência de cerca de 111 W.

Num teste final neste modo de operação, relativamente ao teste descrito anteriormente, foi alterada a frequência de comutação para 40 kHz. Na Figura 6.33, para uma escala de tempo de 50 ms, é apresentado o resultado para este teste, em que no CH1 a corrente da rede elétrica é baixa, servindo apenas para manter o barramento CC com a tensão regulada. É visível no CH2 que a resistência

absorve praticamente o valor pré-determinado para a referência de -2 , enquanto que a corrente que o conversor CC-CC unidirecional absorve da fonte de alimentação de 30 V também se encontra perto da referência de 4 A . Como no teste anterior as potências mantêm-se praticamente idênticas, sendo que a potência absorvida pelo conversor de interface com os PVs é capaz de injetar totalmente esta no conversor de interface com as baterias do VE.

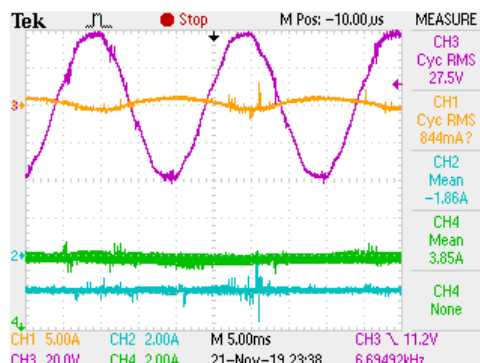


Figura 6.33. Modo R2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 4 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de -2 A (CH4).

6.4.4 Modo R2G e V2G

De forma a validar por inteiro o equipamento, é necessário este ser capaz de injetar energia na rede elétrica proveniente das baterias do VE e dos PVs. É necessário considerar que o sistema de controlo deve ser capaz de gerir a energia de forma a manter o barramento CC controlado e não injetar na rede elétrica uma potência superior a $3,6\text{ kW}$, que é a potência máxima do conversor CA-CC e potência de uma instalação monofásica. Para tal, nesta fase de testes não é feita a validação para a potência máxima. É aplicada uma tensão de 30 V em cada conversor, através de fontes de alimentação e utilizado controlo de corrente preditivo de forma a simplificar a validação deste modo de operação. Numa primeira fase ambos os conversores CC-CC com uma frequência de 20 kHz é aplicada uma referência de 1 A e numa segunda fase uma referência de 3 A .

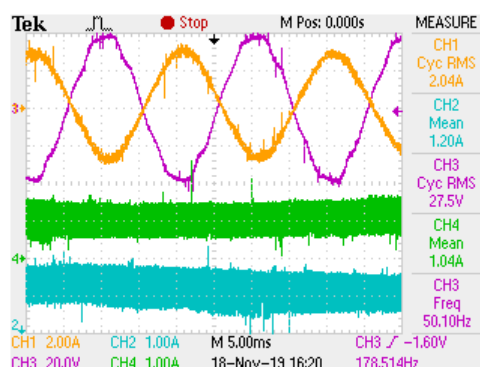
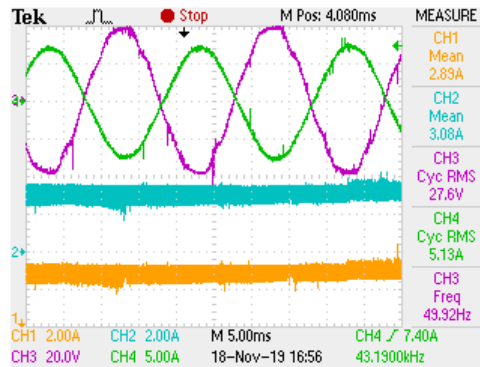


Figura 6.34. Modo R2G e V2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 1 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de 1 A (CH4).

Na Figura 6.34, numa escala de 50 ms, o teste para uma referência de 1 A em cada conversor CC-CC, em que no CH1 a corrente do conversor CA-CC em oposição de fase com a rede elétrica no CH3, o que significa que a energia dos conversores CC-CC está a ser injetada na rede elétrica. No CH2 e CH4 a corrente junto as bobinas dos conversores CC-CC, é possível verificar que estas se encontram perto da referência. A potência injetada por cada conversor CC-CC é cerca de 67 W e a potência injetada na rede elétrica de cerca de 56 W.



(a)

Figura 6.35. Modo R2G e V2G: (a) corrente do conversor CC-CC unidirecional de 3 A (CH1), corrente na carga acoplada ao conversor CC-CC bidirecional de 3 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CA-CC (CH4);

Na Figura 6.35, é apresentado o resultado para uma referência nos conversores CC-CC de 3 A. A escala de tempo é de 50 ms, e no CH4 é apresentada a corrente injetada na rede elétrica em oposição de fase com a tensão da rede elétrica, no CH3. Sabe-se que o conversor CC-CC injetam no barramento CC cerca de 179 W e que na rede elétrica é injetada uma potência de cerca de 142 W.

Mais uma vez, para validar este modo a uma frequência de comutação de 40 kHz, é aplicada uma referência nos conversores CC-CC de 2 A. Na Figura 6.36, para uma escala de tempo de 50 ms, é apresentado o resultado para o teste referido. No CH1 é apresentada a corrente no conversor CA-CC em oposição de fase com a rede elétrica no CH3. É injetado através dos conversores CC-CC no barramento CC cerca de 129 W e na rede elétrica cerca de 104 W.

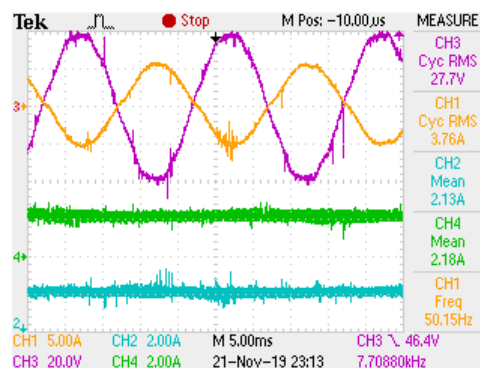


Figura 6.36. Modo R2G e V2G: corrente no conversor CA-CC (CH1), corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH2), tensão da rede (CH3) e corrente do conversor CC-CC unidirecional de 2 A (CH4).

6.5 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais para o equipamento desenvolvido. Existem resultados para diferentes tensões, correntes e frequências de comutação. Numa primeira instância, valida-se o correto desempenho do conversor CA-CC que faz interface com a rede elétrica. Inicia-se por validar o controlo de corrente preditivo para 20 kHz e para 40 KHz, verificando que o *ripple* na corrente de saída é 40 kHz e 80 kHz, validando o modo de operação *interleaved*. Em seguida, verifica-se a correta sincronização com uma rede elétrica de 25 V_{RMS} e por sua vez a injeção de energia na rede elétrica. Validados estes passos, regula-se o barramento CC para um valor de 60 V. É também validado o conversor CC-CC bidirecional de interface com as baterias dos VEs, tanto no modo *buck* como no modo *boost*.

Após a validação individual dos conversores de eletrónica de potência, inicia-se a validação dos modos de operação do equipamento desenvolvido. Numa primeira etapa, valida-se o modo G2V, assim verificando que a teoria FBD é capaz de manter o barramento CC regulado, absorvendo a energia necessária para o manter e injetar energia nas baterias. Depois, avança-se para o modo V2G, em que a energia armazenada nas baterias serve para regular o barramento CC e ser injetada na rede elétrica. Validado o conversor de interface com as baterias do VE, inicia-se a validação do conversor de interface com os PVs. O primeiro modo validado, é o modo R2G, em que a energia gerada pelos PVs é corretamente injetada na rede elétrica e consegue manter o barramento CC. Em seguida, verifica-se que os sistemas de controlo, no modo R2V é capaz de gerir a potencia gerada pelos PVs de forma a manter o barramento CC, sem necessidade de absorver de rede elétrica e injetar o resto da potência nas baterias. No último modo é validado que tanto a potência gerada pelos PVs com a potência que existe nas baterias é capaz de ser injetada na rede elétrica.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões

Na dissertação de mestrado desenvolvida implementou-se um protótipo de um equipamento para SHs que permite interface com baterias de um VE. De notar que este protótipo é implementado juntamente com a dissertação intitulada de “Desenvolvimento de Conversores de Potência com Interface de Painéis Fotovoltaicos para *Smart Homes*”, que é responsável pela interface com os PVs. No primeiro capítulo é introduzido o contexto energético no mundo e em Portugal, em seguida é introduzido o tema da SG, onde é explicado o contexto da mesma, as diferenças perante a topologia de distribuição aplicadas no nosso quotidiano e as vantagens da mesma. Após esta introdução é apresentado o tema do VE, em que é explicada a evolução do VE desde do início do século XX, que tipos de VEs existem, desvantagens dos mesmo na rede elétrica atual e oportunidades num conjunto com SGs ou em sistemas de microgeração de energia.

No Capítulo 2 apresenta-se uma revisão sobre o estado da arte sobre baterias nos VEs. Numa primeira instância é feita uma pequena introdução sobre o funcionamento de uma bateria eletroquímica e conceitos sobre as mesmas para uma melhor perceção do tema ao longo do capítulo. Em seguida são apresentadas as tecnologias de baterias mais comumente usadas no mercado dos VEs e as suas características. A bateria de ácido-chumbo continua a ser largamente utilizada como bateria de arranque, ao passo que as baterias de lítio são as mais aplicadas em veículos totalmente elétricos. No seguimento deste capítulo são discutidos os modelos elétricos equivalentes que permitem um estudo e simulação dos *packs* de baterias antes de uma implementação prática, pois permitem uma análise de várias características das mesmas. No final, são desenvolvidos os modos de carregamento mais utilizados no carregamento de baterias, em que cada modo é apresentado a forma como é aplicado, problemas e para que tipo de bateria se enquadra melhor. De destacar que para as baterias de lítio o modo corrente constante-tensão constante (CC-CC) é o mais utilizado e permite uma maior duração da vida útil da mesma.

No Capítulo 3, é feito o levantamento do estado da arte relativo a conversores de eletrónica de potência para sistemas de carregamento de baterias de VEs. De destacar que os tipos de conversores

apresentados são sempre não isolados e existe uma preferência nos que aplicam poucos elementos ativos e passivos, devido ao sistema que se pretende implementar. Numa primeira abordagem, são descritos os conversores CA-CC que permitem a interface com a rede elétrica, do tipo VSI. Apesar de se pretender um sistema com poucos elementos, os conversores multinível permitem uma sintetização de uma forma de onda da corrente com mais qualidade, pois aplicam mais que três níveis de tensão e ao mesmo tempo reduzem o dv/dt aplicado a cada um dos níveis, assim permitindo um aumento na potência do conversor. Também são descritos os conversores *interleaved* e a teoria referente aos mesmos, que permitem a associação de conversores em paralelo, assim reduzindo o *stress* em cada conversor e reduzindo o *ripple* da corrente de saída, pois operam de modo intercalado, dividindo a potência total pelo número de conversores. Relativamente aos conversores CC-CC, apenas são referidos dois devido ao facto de se pretender um conversor com poucos elementos passivos, que permita operação em modo bidirecional e que envolva pouca complexidade de controlo. Após esta descrição de conversores, são apresentadas as técnicas de modulação PWM mais adequadas aos conversores discutidos, bem como as principais técnicas de controlo de corrente aplicadas aos mesmos. De referir que nestas técnicas existem técnicas lineares e não-lineares, que praticam frequências de comutação fixas ou não, em que algumas podem ser necessário ajustar ganhos consoante uma mudança no sistema.

No Capítulo 4, são apresentadas as simulações computacionais para os conversores desenvolvidos no âmbito desta dissertação, bem como a interação entre eles nos modos de operação do equipamento. Em cada conversor, são desenvolvidos os cálculos necessários para a correta implementação de cada um em simulação. É desenvolvida a técnica de sincronização com a rede elétrica, em seguida é apresentado o CA-CC a ser aplicado no equipamento, bem como a técnica de controlo de corrente, a regulação do barramento CC e a compensação do *dead-time*. É desenvolvido o conversor CC-CC, bem como a técnica de carregamento das baterias do VE, juntamente com o modelo elétrico equivalente aplicado na simulação. Em seguida é feita uma introdução teórica sobre a teoria de potência a ser implementada no equipamento, de modo a conseguir gerir as potências entre os conversores. Na última secção deste capítulo são apresentados os resultados das simulações para os modos de operação propostos, é feita então a validação que o equipamento será capaz de funcionar da forma prevista.

No Capítulo 5, é apresentado o sistema de controlo para o equipamento, considerando os três conversores de eletrónica de potência. Começa-se por apresentar os sensores de corrente e tensão a aplicar no sistema, bem como o funcionamento e as suas calibrações. Em seguida são apresentadas as placas de condicionamento de sinal, proteção e comando desenvolvidas para uma correta aquisição

dos sinais a serem lidos. Nestas placas são implementadas também proteções analógicas para as correntes nos conversores, pois apresentam um tempo de atuação mais rápido que as implementadas digitalmente e existem também circuitos de *enable* e *reset* dos *drivers* e dos erros. Neste capítulo são apresentados todos os circuitos implementados nas mesmas, bem como o *layout* das PCBs no software PADS. Na fase final do capítulo é apresentada a DSP utilizada no controlo do equipamento e o ciclo geral de controlo do mesmo. É também apresentado o conteúdo relativo às placas de *drivers* implementadas, placa de potência e elementos ativos e passivos utilizados nestas. Relativamente as placas de *drivers*, são descritas as três placas implementadas e os circuitos envolvidos. Em seguida, são apresentadas a três placas de potência desenvolvidas, em que uma delas é um conversor CC-CC *half-bridge* que permitiu validar o tipo de *layout* que se implementou na PCB de potência bem como validar que os *drivers* aplicados juntamente com os SiC MOSFETs não eram adequados quando se aumenta a tensão do sistema. Após esta PCB são apresentadas duas PCBs de potência desenvolvidas com os sensores de corrente e tensão integrados nas mesmas. Em seguida, é explicado como todas as placas se integram no equipamento pretendido, em que as placas de *drivers* e condicionamento de sinal, proteção e comando, encaixam de uma forma perpendicular a PCB de potência e sensores e são feitas ligações em estrela das alimentações destas para prevenir potenciais erros.

No Capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais ao equipamento desenvolvido a diferentes frequências de comutação e valores de corrente. Numa primeira instância são apresentados os resultados para o conversor CA-CC, em que é apresentado o controlo de corrente aplicado, a correta operação em modo *interleaved*, a técnica de sincronização e regulação do barramento CC a 60 V. Em seguida apresenta-se os resultados para o conversor CC-CC bidirecional de interface com o VE, no qual apenas se usou cargas resistivas ou fontes de alimentação DC ao invés de baterias. Na parte final deste capítulo, são apresentados os resultados da validação dos modos de operação G2V, V2G, R2V, R2G e da combinação do modo de operação R2G e V2G, tanto a 20 kHz como a 40 kHz comutação.

Finalizando, ao longo desta dissertação de mestrado foram discutidos e desenvolvidos temas relativos ao carregamento de baterias de VEs, bem como as soluções de eletrónica de potência nesta área. Assim, foi desenvolvido um equipamento para uma SH que permite a interface com as baterias de um VE, juntamente com a interface para PVs (desenvolvido no âmbito de outra dissertação), de forma a aplicar uma topologia onde apenas se aplica um conversor CA-CC de interface à rede elétrica com um barramento partilhado para os outros dois conversores CC-CC. Após o estudo sobre o estado da arte sobre conversores de eletrónica para sistemas de carregamento, selecionou-se o conversor *interleaved double full-bridge* para interface com a rede elétrica e para o conversor CC-CC bidirecional, o conversor *buck-boost half bridge*. No desenvolvimento das simulações em PSIM do equipamento proposto, foi

utilizada uma frequência de comutação de 100 kHz para os conversores e o cálculo do valor da bobina de acoplamento com a rede elétrica resultou num valor de 1 mH e no conversor CC-CC bidirecional, um valor de 960 μ H. Conseguiu-se validar o carregamento das baterias no modo CC-CV, com controlo de corrente preditivo e controlo de tensão PI, no modo de descarregamento aplicou-se uma técnica de descarregamento com corrente constante, com o mesmo modo de controlo de corrente. Em seguida, foi possível validar corretamente todos os modos de operação para uma rede elétrica com 230 V_{RMS} e com a tensão do barramento CC, regulada a 400 V. O conversor CA-CC apresenta uma potência máxima de 3,6 kW e o conversor CC-CC bidirecional, 2,88 kW.

Posto isto, desenvolveu-se uma PCB com um conversor CC-CC bidirecional, onde foi possível validar o *layout* proposto, com o plano V_{cc} e GND totalmente sobreposto, reduzindo assim problema de EMI e de *loop* de massa. Esta, ainda serviu para perceber que com as *drivers* desenvolvidas, juntamente com os SiC MOSFETs aplicados, não seria possível elevar a tensão do barramento CC além dos 100 V, pois a forma de onda do sinal aplicado na *gate* do semiconductor. A partir dessa tensão, o sinal começa a ficar degradado, apresentando tanto valores superiores, ao máximo suportado pela *gate* do semiconductor de 19 V, como apareciam valores pertos dos 0 V, podendo desativar o semiconductor indesejadamente. Assim, chegou-se a conclusão que no máximo só se aplicaria no barramento CC do equipamento uma tensão 60 V, garantindo que o sinal *gate* do semiconductor se encontra num estado aceitável. Depois de desenvolvidas todas as placas de condicionamento de sinal, *drivers* e PCB principal com os sensores, partiu-se para a fase de testes aos conversores seguidos dos testes aos modos de operação. Validou-se corretamente o controlo de corrente preditivo nos dois conversores de eletrónica de potência propostos, bem como a PLL, o regulamento da tensão do barramento CC nos 60 V e uma correta injeção de energia na rede elétrica, nas frequências de comutação de 20 kHz e 40 kHz com SiC MOSFETs. No momento em que se iniciaram os testes aos modos de operação, os semicondutores do conversor CA-CC foram trocados por IGBTs, por precaução, devido ao facto de existirem poucos no laboratório do GEPE, prevenindo assim qualquer situação de falha. Conseguiu-se validar todos os modos de operação a 20 kHz e 40 kHz, no entanto não foi possível aumentar a frequência de comutação, pois seria necessário implementar um código no DSP bastante mais otimizado, que permitisse adquirir dados, fazer os cálculos e enviar os valores de PWM, num tempo inferior a um período de uma frequência de comutação de 100 kHz.

Assim foi desenvolvido um equipamento para uma *Smart-Homes* que permite a interface com as baterias de um VE, juntamente com a interface para PVs (desenvolvido no âmbito de outra dissertação), de forma a aplicar uma topologia que apenas aplica-se um conversor CA-CC de interface a rede elétrica com um barramento partilhado para os outros dois conversores CC-CC. A

implementação com SiC MOSFETS não correu como expectável mas permitiu uma aproximação as tecnologias emergentes no mercado da eletrónica de potência.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Ao longo desta dissertação foi desenvolvido um equipamento para SH que permite a interface de um VE em conjunto com outra dissertação que desenvolveu a interface com PVs. Apesar da correta validação do sistema e dos seus modos de operação, em seguida são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Substituir os condensadores do barramento CC, por condensadores que aguentem uma tensão superior a 4,00 V, permitindo a validação do sistema com um barramento CC de 400 V;
- Validar o equipamento nas suas condições máximas de operação, considerando o barramento de 400 V;
- Validar o equipamento com PVs e baterias de lítio de um VE;
- Refazer as placas de condicionamento de sinal, proteção e comando, substituindo todos os componentes *through-hole* por componente SMD, reduzindo assim ao máximo o tamanho das PCBs;
- Refazer as placas de *drivers*, considerando alterar o tipo de *driver* aplicado, sem circuito de *bootstrap* e com alimentação do lado de potência com 15 V e -5, para se ter controlo absoluto sobre cada SiC e torna-los mais rápidos nas comutações;
- Na placa de potência, alterar o plano de entrada da rede elétrica, pois não é necessário e simplifica as ligações para as bobinas de acoplamento a rede elétrica;
- Fazer um estudo sobre sensores de corrente e tensão e aplicar uns mais compactos;
- Aplicar em todos os conversores uma frequência de 200 kHz ou até mais, de forma a reduzir o valor e volume das bobinas de acoplamento a rede elétrica e dos conversores CC-CC;
- Implementar SiCs MOSFETS com a ligação *kelvin* ou alterar a placa de potência para a implementação de GaN MOSFETs, com um *layout* mais cuidado relativamente a efeitos parasitas;
- Utilizar um dissipador calculado para os semicondutores de potência implementados;
- Validar com a placa desenvolvida com o conversor CA-CC multinível CHB a cinco níveis com uma modulação *space vector*;
- Aplicar um ecrã LCD (*Liquid Crystal Display*) no equipamento para obter informações sobre os modos de operação e potências envolvidas;

- Aplicar este equipamento num modo de filtro ativo de potência paralelo (FAP), para solucionar problemas de harmónicos de corrente na rede elétrica;
- Utilizar o equipamento, juntamente com as baterias do VE como uma *uninterruptible power supply* (UPS).

Lista de Referências

- [1] Karine POLLIER, “Energy Statistical Yearbook 2019,” *Enerdata*, 2019. [Online]. Available: <https://yearbook.enerdata.net/total-energy/world-consumption-statistics.html>. [Accessed: 15-Oct-2019].
- [2] REN, “Dados Técnicos - 2018,” 2018. [Online]. Available: <https://www.ren.pt/pt-PT/media/publicacoes>. [Accessed: 15-Oct-2019].
- [3] APREN, “Eletricidade renovável em revista 2018,” 2018. [Online]. Available: <https://www.apren.pt/pt/publicacoes/apren>. [Accessed: 15-Oct-2019].
- [4] APREN, “Eletricidade Renovável no Sistema Energético Português até 2050,” 2018. [Online]. Available: [Eletricidade Renovável no Sistema Energético Português até 2050](#). [Accessed: 15-Oct-2019].
- [5] V. Gungor, D. Sahin, T. Kocak, S. Ergut, C. Buccella, C. Cecati, and G. Hancke, “Smart Grid and Smart Homes: Key Players and Pilot Projects,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 18–34, Dec. 2012. doi: 10.1109/MIE.2012.2207489, ISSN: 1932-4529.
- [6] H. Farhangi, “The path of the smart grid,” *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 18–28, Jan. 2010. doi: 10.1109/MPE.2009.934876, ISSN: 1540-7977.
- [7] O. Elma, U. S. Selamogullari, M. Uzunoglu, and E. Ugur, “Carbon emission savings with a renewable energy supplied smart home operation,” in *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2013, no. October, pp. 1129–1132. doi: 10.1109/ICRERA.2013.6749922.
- [8] X. Zhang, Q. Wang, G. Xu, and Z. Wu, “A review of plug-in electric vehicles as distributed energy storages in smart grid,” in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, Europe*, 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISGTEurope.2014.7028853.
- [9] B. Morvaj, L. Lugaric, G. S. Member, S. Krajcar, and S. Member, “Demonstrating Smart Buildings and Smart Grid features in a Smart Energy City,” in *Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE)*, 2011, pp. 1–8.
- [10] S. Meiling, T. Steinbach, M. Duge, and T. C. Schmidt, “Consumer-oriented integration of smart homes and smart grids: A case for multicast-enabled Home Gateways?,” in *2013 IEEE Third International Conference on Consumer Electronics & Berlin (ICCE-Berlin)*, 2013, pp. 279–283. doi: 10.1109/ICCE-Berlin.2013.6698009.
- [11] M. S. Hoosain and B. S. Paul, “Smart homes: A domestic demand response and demand side energy management system for future smart grids,” in *2017 International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE)*, 2017, pp. 285–291. doi: 10.23919/DUE.2017.7931852.
- [12] M. J. L. Veloso Ribeiro da Silva, “Smart Grids em Portugal Plano de Negócio para Serviço de Planeamento e Gestão Remota de Consumos Eléctricos,” Universidade Técnica de Lisboa, 2011.
- [13] H. Lee, W. Park, and I. Lee, “Energy management services based on home energy grid technology,” in *16th International Conference on Advanced Communication Technology*, 2014, pp. 1274–1277. doi: 10.1109/ICACT.2014.6779164.
- [14] M. Guarneri, “When Cars Went Electric, Part 2 [Historical],” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 46–53, Jun. 2011. doi: 10.1109/MIE.2011.941122, ISSN: 1932-4529.
- [15] Y. Wi, J. Lee, and S. Joo, “Electric vehicle charging method for smart homes/buildings with a photovoltaic system,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 323–328, May 2013. doi: 10.1109/TCE.2013.6531113, ISSN: 0098-3063.
- [16] M. Arata, Y. Kurihara, D. Misu, and M. Matsubara, “EV and HEV motor development in TOSHIBA,” in

- 2014 *International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 1874–1879. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869840.
- [17] A. R. Salisa, N. Zhang, and J. G. Zhu, “A Comparative Analysis of Fuel Economy and Emissions Between a Conventional HEV and the UTS PHEV,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 1, pp. 44–54, 2011. doi: 10.1109/TVT.2010.2091156.
- [18] B. Peschiera and S. S. Williamson, “Review of inductive power transfer technology for electric and plug-in hybrid electric vehicles,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 4672–4677. doi: 10.1109/IECON.2013.6699889.
- [19] D. Ue, D. O. Parlamento, and E. E. Do, “DIRETIVA 2014/94/UE DO PARLAMENTO EUROPEU E DO CONSELHO de 22 de outubro de 2014 relativa à criação de uma infraestrutura para combustíveis alternativos,” 2014. [Online]. Available: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/PT/TXT/?uri=celex%3A32014L0094>. [Accessed: 15-Oct-2019].
- [20] Internacional Agency Energy, *Global EV Outlook 2019*. OECD, 2019. doi: 10.1787/35fb60bd-en.
- [21] G. Jungmeier, J. B. Dunn, A. Elgowainy, E. D. Ozdemir, S. Ehrenberger, H. J. Althaus, and R. Widmer, “Key issues in life cycle assessment of electric vehicles — Findings in the International Energy Agency (IEA) on Hybrid and Electric Vehicles (HEV),” in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013, pp. 1–7. doi: 10.1109/EVS.2013.6914862.
- [22] V. Monteiro, H. Goncalves, and J. L. Afonso, “Impact of Electric Vehicles on power quality in a Smart Grid context,” in *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2011, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPQU.2011.6128861.
- [23] W. Zhu, D. Garrett, J. Butkowski, and Y. Wang, “Overview of distributive energy storage systems for residential communities,” in *2012 IEEE Energytech*, 2012, vol. 1, pp. 1–6. doi: 10.1109/EnergyTech.2012.6304671.
- [24] EDP, “EnergyOutlook 2017 EDITION,” *EDP*, 2017. [Online]. Available: <https://www.edp.com/pt-pt/energy-outlook-2017>. [Accessed: 12-Dec-2018], ISSN: 02636131.
- [25] H. Turton and F. Moura, “Vehicle-to-grid systems for sustainable development: An integrated energy analysis,” *Technol. Forecast. Soc. Change*, vol. 75, no. 8, pp. 1091–1108, Oct. 2008. doi: 10.1016/j.techfore.2007.11.013, ISSN: 00401625.
- [26] Y. Zhou and X. Li, “The state-of-art of the EV charging control strategies,” in *2015 34th Chinese Control Conference (CCC)*, 2015, pp. 7916–7921. doi: 10.1109/ChiCC.2015.7260898.
- [27] J. L., J. G., and H. Goncalves, “Active Power Conditioners to Mitigate Power Quality Problems in Industrial Facilities,” in *Power Quality Issues*, A. F. Zobaa, Ed. InTech, 2013, pp. 105–138. doi: 10.5772/53189, ISSN: 978-953-51-1068-2.
- [28] K. Ito, J. Chuang, C. Alvarez-Lorenzo, T. Watanabe, N. Ando, and A. Y. Grosberg, “Multiple point adsorption in a heteropolymer gel and the Tanaka approach to imprinting: experiment and theory,” *Prog. Polym. Sci.*, vol. 28, no. 10, pp. 1489–1515, Oct. 2003. doi: 10.1016/j.progpolymsci.2003.07.001, ISSN: 00796700.
- [29] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, “Experimental Validation of a Three-Port Integrated Topology to Interface Electric Vehicles and Renewables With the Electrical Grid,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 14, no. 6, pp. 2364–2374, Jun. 2018. doi: 10.1109/TII.2018.2818174, ISSN: 1551-3203.
- [30] J. G. Hayes and G. A. Goodarzi, *Electric Powertrain*, 1st Editio. Wiley, 2017. doi: 10.1002/9781119063681.
- [31] B. Tar and A. Fayed, “An overview of the fundamentals of battery chargers,” in *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2016, no. October, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSCAS.2016.7870048.
- [32] J. Erjavec, “Hybrid, Electric & Fuel-Cell Vehicles,” in *Hybrid, Electric & Fuel-Cell Vehicles*, 2nd ed., C. Learning, Ed. 2012, pp. 57–84.

- [33] M. Ye, X. Song, R. Xiong, and F. Sun, "A Novel Dynamic Performance Analysis and Evaluation Model of Series-Parallel Connected Battery Pack for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 14256–14265, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2892394, ISSN: 2169-3536.
- [34] J. Jiang, Y. Zhang, W. Shi, J. Xu, W. Diao, and H. Guo, "An analysis of optimized series and parallel method for traction lithium-ion batteries," in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2014, pp. 1–7. doi: 10.1109/IGBSG.2014.6835264.
- [35] Shufan Li, Chenglin Liao, and Lifang Wang, "Research progress of equivalent circuit models for SOC estimation of batteries in electric vehicles," in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940898.
- [36] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof, and P. J. Ker, "State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19362–19378, 2018. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2817655, ISSN: 2169-3536.
- [37] B. Balagopal and M.-Y. Chow, "The state of the art approaches to estimate the state of health (SOH) and state of function (SOF) of lithium ion batteries," in *2015 IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, 2015, no. 2, pp. 1302–1307. doi: 10.1109/INDIN.2015.7281923.
- [38] E. Valsera-Naranjo, A. Sumper, P. Lloret-Gallego, R. Villafafila-Robles, and A. Sudria-Andreu, "Electrical vehicles: State of art and issues for their connection to the network," in *2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2009, pp. 1–3. doi: 10.1109/EPQU.2009.5318813.
- [39] Liqing Sun, C. C. Chan, Ruchuan Liang, and Qingcai Wang, "State-of-art of energy system for new energy vehicles," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1–8. doi: 10.1109/VPPC.2008.4677574.
- [40] J. Haase, F. Aljuheshi, H. Nishi, J. Ploennigs, K. F. Tsang, N. Aljuhaishi, and M. Alahmad, "Analysis of batteries in the built environment an overview on types and applications," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 8113–8118. doi: 10.1109/IECON.2017.8217424.
- [41] C. P. A. Guerrero, Jingshan Li, S. Biller, and Guoxian Xiao, "Hybrid/electric vehicle battery manufacturing: The state-of-the-art," in *2010 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*, 2010, pp. 281–286. doi: 10.1109/COASE.2010.5584739.
- [42] S. M. A. S. Bukhari, J. Maqsood, M. Q. Baig, S. Ashraf, and T. A. Khan, "Comparison of Characteristics – Lead Acid, Nickel Based, Lead Crystal and Lithium Based Batteries," in *2015 17th UKSim-AMSS International Conference on Modelling and Simulation (UKSim)*, 2015, pp. 444–450. doi: 10.1109/UKSim.2015.69.
- [43] K. C. Divya and J. Østergaard, "Battery energy storage technology for power systems—An overview," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 4, pp. 511–520, Apr. 2009. doi: 10.1016/j.epsr.2008.09.017, ISSN: 03787796.
- [44] A. Cooper, "Development of a lead-acid battery for a hybrid electric vehicle," *J. Power Sources*, vol. 133, no. 1, pp. 116–125, May 2004. doi: 10.1016/j.jpowsour.2003.11.069, ISSN: 03787753.
- [45] J. Tarabay and N. Karami, "Nickel Metal Hydride battery: Structure, chemical reaction, and circuit model," in *2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, 2015, pp. 22–26. doi: 10.1109/TAECE.2015.7113594.
- [46] A. C. Hua and B. Z. Syue, "Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and LiFePO₄ battery," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, no. 95, pp. 1478–1483. doi: 10.1109/IPEC.2010.5544506.
- [47] H. Zhang, Z. Sun, and W. Gu, "Determination of the SOH estimation indicator and the temperature influence on the Lithium-ion battery in the EV/PHEV applications," in *2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, 2015, pp. 464–468. doi: 10.1109/ICMA.2015.7237530.

- [48] A. Nikolian, J. De Hoog, K. Fleurbay, and J. Timmermans, "Classification of Electric modelling and Characterization methods of Lithium-ion Batteries for Vehicle Applications," 2014.
- [49] Yoon-Ho Kim and Hoi-Doo Ha, "Design of interface circuits with electrical battery models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 1, pp. 81–86, 1997. doi: 10.1109/41.557502, ISSN: 02780046.
- [50] A. R. Sparacino, G. F. Reed, R. J. Kerestes, B. M. Grainger, and Z. T. Smith, "Survey of battery energy storage systems and modeling techniques," in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–8. doi: 10.1109/PESGM.2012.6345071.
- [51] C. Hua and M. Lin, "A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles," 2000.
- [52] M. Gonzalez, F. J. Ferrero, J. C. Anton, and M. A. Perez, "Considerations to improve the practical design of universal and full-effective NiCd/NiMH battery fast-chargers," in *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, 1999, pp. 167–173 vol.1. doi: 10.1109/APEC.1999.749506.
- [53] M. Bayya, U. M. Rao, B. P. Rao, and N. M. Muthukrishnan, "Comparison of Voltage Charging Techniques to Increase the Life of Lead Acid Batteries," in *2018 IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES) (Formerly iNiS)*, 2018, pp. 279–284. doi: 10.1109/iSES.2018.00067.
- [54] V. Duarte Fernandes Monteiro, "Desenvolvimento de Sistemas de Carregamento Bidirecionais para Veículos Elétricos com Novos Modos de Operação para Smart Grids," Universidade do Minho, 2016.
- [55] A. Vandermeulen, "Current source inverter VS. Voltage source inverter topology," *EATON*, 2014. [Online]. Available: <https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/medium-voltage-power-distribution-control-systems/motor-control/literature/other-docs/sc9000-csi-vs-vsi-topology-white-paper-wp020001en.pdf>. [Accessed: 25-Jun-2019].
- [56] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook," 3rd Editio., A. Press, Ed. Elsvier, 2001, pp. 225–250.
- [57] H. Dammah, I. Lachkar, and S. L. Elhaq, "MPPT and PFC achievement in grid connected photovoltaic system based on a half bridge inverter," in *2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/CEIT.2016.7929073.
- [58] P. R. Mohanty, A. K. Panda, and D. Das, "An active PFC boost converter topology for power factor correction," in *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2015, pp. 1–5. doi: 10.1109/INDICON.2015.7443118, ISSN: 09376801.
- [59] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, Bin Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug. 2010. doi: 10.1109/TIE.2010.2049719, ISSN: 0278-0046.
- [60] M. Tech, C. Engineering, and C. Technology, "A Literature Review on Parameters Influencing Abrasive Jet Machining and Abrasive Water Jet Machining," 2019. doi: 10.9790/9622.
- [61] S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez, "Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 3976–3982. doi: 10.1109/IECON.2009.5415332.
- [62] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002. doi: 10.1109/TIE.2002.801052, ISSN: 0278-0046.
- [63] T. B. Soeiro, M. L. Heldwein, and J. W. Kolar, "Three-phase modular multilevel current source rectifiers for electric vehicle battery charging systems," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, 2013, no. Cobep, pp. 623–629. doi: 10.1109/COBEP.2013.6785180.
- [64] H. Ahangari and B. Asaei, "Control system of a single-phase grid-connected cascaded H-bridge inverter based on energy regulation of DC-link capacitors," in *2014 14th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 2014, no. 1, pp. 11–16. doi: 10.1109/EEEIC.2014.6835828.
- [65] M. Derakhshanfar, "Analysis of different topologies of multilevel inverters," CHALMERS UNIVERSITY OF

- TECHNOLOGY, 2010.
- [66] H. Bhattacharjee, "A Single-Phase Cascaded H-Bridge Inverter for Grid-tie Photovoltaic System addressing the problem of Unbalances in H-Bridge Cells," in *2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom)*, vol. 1, no. dc, pp. 1–6. doi: 10.1109/MicroCom.2016.7522517.
- [67] N. Tashakor, M. Khooban, and S. Member, "An Interleaved Bi-directional AC-DC Converter with Reduced Switches and Reactive Power Control," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, IEEE, p. 1, 2019. doi: 10.1109/TCSII.2019.2903389.
- [68] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. R. Vidor, and J. E. Baggio, "Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, 1999, vol. 1, pp. 137–142. doi: 10.1109/PESC.1999.788993.
- [69] L. A. Ramos, "Bidirectional Isolated AC-DC Converter for Electric Vehicles Multifunctional Chargers," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1789–1794. doi: 10.1109/ICIT.2018.8352455.
- [70] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, J. C. A. Fernandes, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, "A novel architecture of a bidirectional bridgeless interleaved converter for EV battery chargers," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 184–189. doi: 10.1109/ISIE.2015.7281466.
- [71] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017. doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318, ISSN: 08858993.
- [72] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, 2nd ed. Wiley, 1995.
- [73] M. Singhal, N. K. Pilli, and S. K. Singh, "Modeling and analysis of Split-Pi converter using State space averaging technique," 2014. doi: 10.1109/PEDES.2014.7042109.
- [74] D. Sabatta and J. Meyer, "Super capacitor management using a Split-Pi symmetrical bi-directional DC-DC power converter with feed-forward gain control," in *2018 International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE)*, 2006, pp. 1–5. doi: 10.23919/DUE.2018.8384401.
- [75] V. G. Agelidis, "Performance Evaluation of Half-Bridge Cascaded Multilevel Converters Operated with Multicarrier Sinusoidal PWM Techniques," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, pp. 3399–3404. doi: 10.1109/ICIEA.2009.5138833.
- [76] Z. Akhmetov, M. Hammami, G. Grandi, and A. Ruderman, "On PWM Strategies and Current THD for Single- and Three-Phase Cascade H-Bridge Inverters with Non-Equal DC Sources," 2019. doi: 10.3390/en12030441.
- [77] C. B. Y. Kumsuwan, "A Phase-shifted Carrier-Based PWM Technique for Cascaded H-bridge Inverters Application in Standalone PV System," in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, no. 1, p. LS8c.3-1-LS8c.3-4. doi: 10.1109/EPEPMC.2012.6397528.
- [78] A. Á Venkatakrisna, R. Á Somanatham, and B. M. S. R., "Phase Shifted and Level Shifted PWM Based Cascaded Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive," in *International Journal of Current Engineering and Technology*, 2014, vol. 4, no. 1, pp. 350–354.
- [79] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325, ISSN: 02780046.
- [80] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2014, pp. 1519–1525. doi: 10.1109/IECON.2014.7048703.
- [81] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and performance analysis of different current control strategies

- of voltage source inverter,” in *Proceedings of 2013 International Conference on Power, Energy and Control, ICPEC 2013*, pp. 310–315. doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527672.
- [82] A. I. Maswood, “Analysis of a PWM Voltage Source Inverter with PI Controller under Non-ideal conditions,” in *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp. 193–198. doi: 10.1109/IPECON.2010.5697104.
- [83] R. Chan and S. Kwak, “Model-Based Predictive Current Control Method with Constant Switching Frequency for Single-Phase Voltage Source Inverters,” 2017. doi: 10.3390/en10111927.
- [84] S. S.-C. S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellán-García and J. C. Alfonso-Gil, “Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance,” vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, 2010. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2049033.
- [85] X. Lu, N. Liu, Q. Chen, and J. Zhang, “Multi-objective Optimal Scheduling of a DC Micro- grid Consisted of PV System and EV Charging Station,” in *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, 2014, no. 51277067, pp. 487–491. doi: 10.1109/ISGT-Asia.2014.6873840.
- [86] G. Gamboa, C. Hamilton, R. Kerley, S. Elmes, A. Arias, J. Shen, and I. Batarseh, “Control Strategy of a Multi-Port , Grid Connected , Direct-DC PV Charging Station for Plug-in Electric Vehicles,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1173–1177. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617838.
- [87] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, “Multifunctional Converter to Interface Renewable Sources and Electric Vehicles with the Power Grid in Smart Grids Context,” in *International Conference on Energy and Environment: bringing together Engineering and Economics*, 2015, pp. 18–19. doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [88] M. Karimi-Ghartemani and 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, vol. 1, pp. 421–424. doi: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [89] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Onboard reconfigurable battery charger for electric vehicles with traction-to-auxiliary mode,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 3, pp. 1104–1116, Mar. 2014. doi: 10.1109/TVT.2013.2283531, ISSN: 00189545.
- [90] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndovic, and G. Grandi, “Theoretical and Experimental Investigation of Switching Ripple in the DC-Link Voltage of Single- Phase H-Bridge PWM Inverters,” 2017. doi: 10.3390/en10081189.
- [91] H. Sawachan, P. Liutanakul, and N. Wiwatcharagoses, “A simple dead-time compensation technique for single-phase full-bridge PWM rectifier,” in *2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/IEECON.2017.8075757.
- [92] Lihua Chen and Fang Zheng Peng, “Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 574–580, Mar. 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.915766, ISSN: 0885-8993.
- [93] T. Sousa, “Filtro Ativo de Potência Paralelo Monofásico com Conversor CC-CC Bidirecional para Operação como UPS Filtro Ativo de Potência Paralelo Monofásico com Conversor CC-CC Bidirecional para Operação como UPS,” Universidade do Minho, 2017.
- [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, May 1993. doi: 10.1109/59.260849, ISSN: 08858950.
- [95] F. Xu, L. M. Tolbert, and Y. Xu, “Critical evaluation of FBD, PQ and generalized non-active power theories,” in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10. doi: 10.1109/DCC.2008.35, ISSN: 10680314.
- [96] LEM, “LTSR 15-NP.” [Online]. Available: <https://www.lem.com/en/ltsr-15np>. [Accessed: 25-May-2019].
- [97] C. T. G. & C. KG, “CYHVS5-25.” [Online]. Available: <http://www.cy-sensors.com/HallVoltage.htm>. [Accessed: 03-Aug-2019].
- [98] T. Instruments, “LM7805.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm340.pdf>.

- [Accessed: 08-Sep-2019].
- [99] Texas Instruments, “LM358-N.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2904-n.pdf>. [Accessed: 27-Apr-2019].
- [100] L. Technology, “LT1009.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/lt1009.html#product-overview>. [Accessed: 15-Jun-2019].
- [101] Texas Instruments, “LM324-N.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/LM324-N>.
- [102] Texas Instruments, “LM339.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2901.pdf>. [Accessed: 06-Jun-2019].
- [103] Texas Instruments, “LM555.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>. [Accessed: 21-Apr-2019].
- [104] Texas Instruments, “TMDSCNCD28335.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/TMDSCNCD28335>. [Accessed: 03-Apr-2019].
- [105] Texas Instruments, “TMS320F28335.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>. [Accessed: 20-Mar-2019].
- [106] A. Devices, “ADuM3223.” [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM3223_4223.pdf. [Accessed: 09-May-2019].
- [107] Murata, “MEJ2S1515SC.” [Online]. Available: <https://power.murata.com/mej2s1515sc.html>. [Accessed: 03-Apr-2019].
- [108] Texas Instruments, “PCB Design Guidelines For Reduced EMI.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/szza009/szza009.pdf>. [Accessed: 20-Mar-2019].
- [109] Toshiba, “MOSFET Gate Drive Circuit Application Note.” .
- [110] Texas Instruments, “Applying SiC and GaN to high-frequency power.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/seclit/ml/srup344/srup344.pdf>. [Accessed: 15-Jun-2019].
- [111] CREE, “C3M0120090D.” [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/824/C3M0120090D.pdf>.
- [112] Texas Instruments, “Synchronous rectification in high performance power converter design.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/wp/snva595a/snva595a.pdf>. [Accessed: 15-May-2019].
- [113] Multicomp, “MCKLZ250M681N50Y.” [Online]. Available: http://www.farnell.com/datasheets/2190178.pdf?_ga=2.10740852.1505515122.1572485728-1424286317.1553789519&_gac=1.124379896.1572301303.CjwKCAjwo9rtBRAdEiwA_WXcFtrFM9jVcAafzOa5IkB4IOT_V9SXFNwyIhF3Ya8rR3aSXBNjt0nmrBoCmYkQAvD_BwE.
- [114] T. Power, “TXL035-1515D.” [Online]. Available: <https://www.tracopower.com/products/txl035.pdf>. [Accessed: 30-Aug-2019].
- [115] F. Semiconductor, “FGA25N120ANTD.” [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1774719.pdf>.