

**Universidade do Minho**

Sérgio Miguel da Silva Coelho

**Desenvolvimento de um Micro-Inversor para  
Sistemas de Energias Renováveis em Micro-Redes  
Distribuídas**

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

Ao longo da elaboração desta Dissertação de Mestrado, houve um número de pessoas que contribuiu para que todo este trabalho se tenha tornado em realidade. A eles, os meus sinceros agradecimentos:

Primeiramente, desejo agradecer ao meu orientador, Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, pela disponibilidade constante, pelos conselhos transmitidos, pelas palavras de motivação quando os resultados não apareciam e, sobretudo, pela amizade existente desde o primeiro dia.

Aos meus pais, irmã e cunhado, por todo o amor, carinho, apoio e compreensão ao longo destes 5 anos. Por me terem dado a oportunidade e todas as condições de frequentar este curso. A eles estarei eternamente grato. À minha namorada Soraia, a minha força e a minha companhia de todas as horas. A ela, agradeço-lhe por todo o amor, pela felicidade e pela calma que me transmite de dia para dia, pelas palavras encorajadoras e por acreditar sempre em mim. Agradecer também a todos os meus amigos por compreenderem as minhas dificuldades ao longo do meu percurso académico, por estarem presentes e por me incentivarem a atingir os meus objetivos com o máximo de sucesso possível.

Aos meus amigos e colegas de trabalho que também desenvolveram a Dissertação de Mestrado no GEPE: André Lemos, Bruno Nova, Carlos Martins, Diogo Vaz, Frederico Passos, João Machado e José Pedro Silva. Agradeço por todos os bons momentos passados no laboratório, pela partilha de conhecimento, pelo companheirismo e por toda a ajuda prestada nos momentos mais complicados.

Um especial agradecimento ao Doutorando, e amigo, Tiago Sousa pelas longas conversas nas viagens de carro, pelos conselhos transmitidos e por todo o apoio demonstrado ao longo desta Dissertação de Mestrado. Agradeço também ao Engenheiro José Cunha e ao Mestre Luís Machado por todas as críticas construtivas, pela ajuda no desenvolvimento e na fomentação do meu espírito crítico e pelas conversas mais prolongadas durante os nossos *coffee breaks*. Desejo agradecer aos restantes investigadores do GEPE por todo o apoio demonstrado e pelo excelente ambiente de trabalho proporcionado, com especial foco para o Doutorando Luís Barros e para o Doutor Delfim Pedrosa. A eles o meu obrigado pelas constantes palavras de incentivo, pelos conselhos e por toda a ajuda prestada,

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

Este trabalho de dissertação está enquadrado no projeto de IC&DT “PV4SUSTAINABILITY Photovoltaic system for sustainable irrigation of family agricultural production units and training of young people and women in boane district, maputo province”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência 333203230

## 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 sustentabilidade e o equilíbrio do planeta é, hoje em dia, um dos maiores problemas discutidos a nível mundial. As alterações climáticas, principalmente devido à utilização indevida e excessiva de combustíveis fósseis, já não são somente uma preocupação, mas uma realidade bem acentuada que urge ser colmatada. Dentro deste contexto e com o objetivo de obter energia a partir de fontes naturais e inesgotáveis, a aposta em energias renováveis (ER) começa a ganhar expressão no mercado. Contudo, a eletricidade gerada através destas fontes toma um perfil intermitente que, por vezes, não coincide com a demanda. Neste sentido, a inclusão de sistemas de armazenamento de energia (SAE) é tomada como extremamente relevante, dado que os períodos de baixa produção poderão ser compensados e, assim, garantir um fornecimento constante de energia a uma habitação, mesmo em caso de falha na rede. Atualmente, esta apresenta uma topologia pouco eficiente, onde a geração de energia está bem caracterizada e centralizada. É de esperar que a curto/médio prazo, a inclusão das ER tenha o objetivo de descentralizar a produção, contribuindo para o equilíbrio da rede numa perspetiva de *Smart Grid* (SG). Face à crescente proliferação de cargas CC e de sistemas de geração para autoconsumo, as *DC Smart Microgrids* têm vindo a receber especial atenção da comunidade científica ao longo da última década. A adoção desta estrutura para a rede elétrica possibilitaria uma redução significativa do número de conversores empregues neste tipo de aplicações, aumentando deste modo a eficiência dos sistemas de geração e de armazenamento de energia.

Assim, esta dissertação assenta sobre a implementação de um sistema de baixa potência (3,6 kW) que permite, através de um único ponto de ligação a uma rede de corrente contínua (CC), a interface de uma fonte de ER (painéis solares fotovoltaicos) e de um SAE (baterias). O equipamento é baseado em conversores de eletrónica de potência (EP) e emprega com novas tecnologias de semicondutores a comutar a altas frequências - p. ex., utilizando tecnologia SiC. Através de um conversor *Dual Active Bridge* (DAB), é ainda garantido o isolamento galvânico entre a rede CC e o conjunto dos painéis fotovoltaicos com as baterias. Mais ainda, os algoritmos de controlo desenvolvidos permitem otimizar a extração da máxima potência dos painéis solares (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) e realizar os processos de carga e descarga das bateria de forma controlada.

Os modos de operação do micro-inversor propostos nesta dissertação são concebidos de acordo com as rotinas e necessidades energéticas do consumidor e aplicados em situações reais no seu quotidiano. Todas as topologias, e respetivas estratégias de controlo, que podem ser aplicadas ao circuito de potência serão simuladas com recurso à ferramenta PSIM. Posteriormente irá ser efetuado o desenvolvimento da solução proposta e obtidos os resultados experimentais que a validem.

**Palavras-Chave:** Conversor Bidirecional, *DC Smart Microgrid*, Energias Renováveis, Sistemas de Armazenamento de Energia, *Smart Grid*

# Abstract

The planet's sustainability and balance is, nowadays, one of the biggest problems discussed worldwide. Climate change, mainly due to the improper and excessive use of fossil fuels, is no longer just a concern, but a strong reality that needs to be addressed. Within this context and with the goal of obtaining energy through natural and inexhaustible sources, the bet on renewable energy sources (RES) begins to gain market placement. However, the electricity generated from these ones has an intermittent profile that, sometimes, does not match the demand. In this regard, the inclusion of energy storage systems (ESS) is considered extremely relevant, as the periods of low production can be compensated and thus ensure a constant supply of energy to a home, even in case of grid failure. Nowadays, it has an inefficient topology, in which energy generation is well characterized and centralized. It is expected that in a short/medium term, the inclusion of RE aims to decentralizing production, contributing to the grid's balance from a Smart Grid (SG) perspective. In the face of the growing proliferation of DC loads and self-consumption generating systems, DC Smart Grids have received special attention from the scientific community over the past decade. The adoption of this structure for the power grid would allow a significant reduction in the number of power converters employed in this type of applications, thereby increasing the efficiency of energy generation and storage systems.

Thus, this dissertation is based on the implementation of a low power system (3.6 kW) that allows, through a single point of connection to a DC Grid, the interface of a RES (photovoltaic solar panels) and a ESS (batteries). The equipment is based on power electronics (PE) converters and employed with new semiconductor technologies switching at high frequencies - for example, using SiC technology. Through a Dual Active Bridge (DAB) converter, galvanic isolation is also guaranteed between the DC grid and the group constituted by the photovoltaic panels and by the batteries. Furthermore, the developed control algorithms allow to optimize the extraction of the maximum power from the photovoltaic panels (MPPT - Maximum Power Point Tracking) and to carry out the batteries' charge and discharge processes in a controlled way.

The micro-inverter operation modes proposed in this dissertation are conceived in accordance with the consumer's routines and energetic needs and applied in real situations in one's quotidian. All topologies, and respective control strategies, that can be applied to the power circuit were simulated using PSIM. Subsequently, it was developed the proposed solution and obtained the experimental results that validate it.

**Keywords:** Bidirectional Converter, DC Smart Microgrid, Energy Storage Systems, Renewable Energies. Smart Grid

# Conteúdo

<b>Agradecimentos</b>	<b>iii</b>
<b>Resumo</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xx</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos</b>	<b>xxi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Produção de Energia e Alterações Climáticas . . . . .	1
1.2 Energia Solar Fotovoltaica . . . . .	2
1.3 Descentralização da Produção de Energia Elétrica . . . . .	3
1.4 Micro-Redes CC - Evolução e Relevância . . . . .	6
1.5 Motivações . . . . .	7
1.6 Objetivos . . . . .	8
1.7 Organização e Estrutura da Dissertação . . . . .	9
<b>2 Tecnologia Solar Fotovoltaica e Sistemas de Armazenamento de Energia</b>	<b>12</b>
2.1 Introdução . . . . .	12
2.2 Estrutura de uma Micro-Rede CC . . . . .	12
2.3 Tecnologia Solar Fotovoltaica . . . . .	17
2.3.1 Contexto Energético Renovável em Portugal e no Mundo . . . . .	18
2.3.2 Células Solares Fotovoltaicas . . . . .	25
2.3.3 Algoritmos de Controlo MPPT . . . . .	28

2.3.4	Condições de Operação de um Painel Solar Fotovoltaico . . . . .	31
2.4	Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica . . . . .	38
2.4.1	Tecnologias de Sistemas de Armazenamento de Energia . . . . .	39
2.4.2	Modelo Elétrico de uma Bateria . . . . .	48
2.4.3	Algoritmos de Controlo para Carga e Descarga de Baterias . . . . .	50
2.5	Conclusão . . . . .	52
<b>3</b>	<b>Topologias de Conversores CC/CC de Eletrónica de Potência</b>	<b>54</b>
3.1	Introdução . . . . .	54
3.2	Conversores CC/CC Unidirecionais Não Isolados . . . . .	55
3.2.1	Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do Tipo <i>Boost</i> . . . . .	56
3.2.2	Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do Tipo <i>Boost</i> em Cascata . . . . .	58
3.2.3	Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do tipo <i>Buck</i> . . . . .	59
3.2.4	Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do tipo <i>Buck-Boost</i> . . . . .	61
3.3	Conversores CC/CC Bidirecionais Não Isolados . . . . .	63
3.3.1	Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo <i>Buck-Boost</i> . . . . .	65
3.3.2	Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo <i>Buck-Boost</i> em Cascata . . . . .	67
3.3.3	Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo <i>Interleaved Half Bridge</i> . . . . .	68
3.4	Conversores CC/CC Bidirecionais Isolados . . . . .	69
3.4.1	Conversor CC/CC Bidirecional Isolado <i>Push-Pull</i> . . . . .	70
3.4.2	Conversor CC/CC Bidirecional Isolado <i>Full Bridge - Dual Active Bridge</i> (DAB) . . . . .	70
3.4.3	Conversor CC/CC Bidirecional Isolado <i>Half Bridge - Dual Half Bridge</i> (DHB) . . . . .	73
3.5	Conclusões e Topologia Proposta para o Sistema . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Simulações Computacionais e Dimensionamento do Sistema</b>	<b>77</b>
4.1	Introdução . . . . .	77
4.2	Modelo de Simulação . . . . .	78
4.3	Dimensionamento do Banco de Baterias e dos Painéis Solares Fotovoltaicos . . . . .	79
4.4	Transferência Bidirecional de Energia no Conversor DAB . . . . .	81
4.5	Validação dos Modos de Operação do Conversor de EP . . . . .	89
4.5.1	G2B - <i>Grid to Batteries</i> . . . . .	89
4.5.2	B2G - <i>Batteries to Grid</i> . . . . .	94
4.5.3	PV2B ( <i>PV Panels to Batteries</i> ) e PV2G ( <i>PV Panels to Grid</i> ) . . . . .	98

4.6	Conclusões . . . . .	102
<b>5</b>	<b>Implementação e Desenvolvimento do Protótipo</b>	<b>103</b>
5.1	Introdução . . . . .	103
5.2	Sistema de Controlo . . . . .	105
5.2.1	<i>Digital Signal Processor (DSP)</i> . . . . .	106
5.2.2	Sensores de Tensão . . . . .	108
5.2.3	Sensores de Corrente . . . . .	111
5.2.4	Condicionamento de Sinal e Proteção . . . . .	114
5.2.5	Circuito de <i>Driver</i> . . . . .	119
5.3	Andar de Potência . . . . .	125
5.3.1	Condensadores Eletrolíticos e Condensadores de Filme . . . . .	125
5.3.2	Elementos Passivos dos Conversores <i>CC/CC Back-End</i> . . . . .	129
5.3.3	Semicondutores de Potência . . . . .	131
5.3.4	Design e Implementação do Transformador de Alta Frequência . . . . .	135
5.4	Integração do Sistema . . . . .	143
5.5	Conclusões . . . . .	144
<b>6</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>147</b>
6.1	Introdução . . . . .	147
6.2	Resultados Experimentais do Conversor DAB e Validação do Algoritmo DPS . . . . .	147
6.3	Resultados Experimentais do Conversor <i>CC/CC Back-End</i> Unidirecional do Tipo <i>Boost</i> . . . . .	151
6.4	Resultados Experimentais do Conversor <i>CC/CC Back-End</i> Bidirecional do Tipo <i>Buck-Boost</i> . . . . .	153
6.4.1	Operação como <i>Buck</i> . . . . .	154
6.4.2	Operação como <i>Boost</i> . . . . .	155
6.5	Resultados Experimentais para o modo de operação PV2B . . . . .	157
6.6	Resultados Experimentais para o modo de operação G2B . . . . .	163
6.7	Resultados Experimentais para o modo de operação B2G . . . . .	166
6.8	Resultados Experimentais para o modo de operação PV2G . . . . .	170
6.9	Conclusões . . . . .	175
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>177</b>
7.1	Conclusões . . . . .	177

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro . . . . . 180

**Bibliografia** **185**

## Lista de Figuras

1.1	Balanço da produção de eletricidade de Portugal continental de janeiro a julho de 2019.	2
1.2	Nivelação dos períodos de consumo e de produção num sistema de geração para autoconsumo.	3
1.3	População mundial com acesso a energia elétrica no ano de 2017.	5
2.1	Estrutura e conexão de uma <i>microgrid</i> com a rede elétrica CA.	15
2.2	Possível estrutura de um conversor de EP a empregar numa habitação de uma <i>microgrid</i> .	15
2.3	<i>Ranking</i> referente à capacidade instalada no mundo em 2018 - energia solar fotovoltaica.	18
2.4	Evolução da população mundial nos últimos 170 anos.	19
2.5	Geração de energia elétrica em Portugal - fontes renováveis e não renováveis.	21
2.6	Geração de energia elétrica em Portugal - fontes renováveis.	21
2.7	Comparação entre a capacidade instalada em Portugal e no mundo: (a) em Portugal; (b) em todo o mundo.	22
2.8	Níveis de radiação solar na Europa para produção de energia solar fotovoltaica.	23
2.9	Radiação solar em Portugal continental: (a) <i>GHI</i> ; (b) <i>PPP</i> .	23
2.10	Produção de energia solar fotovoltaica por região em Portugal.	24
2.11	Comparação entre a geração de energia solar fotovoltaica em Portugal e a correspondente capacidade instalada: (a) geração de eletricidade; (b) capacidade Instalada.	25
2.12	Exemplo de um módulo solar fotovoltaico.	26
2.13	Modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica.	27
2.14	Exemplo prático das curvas características de um painel solar fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V.	28
2.15	Fluxograma do algoritmo de controlo MPPT perturbação e observação.	30
2.16	Influência da radiação solar nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V.	32
2.17	Influência do efeito sombra nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico.	33

2.18	Efeito da temperatura nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V. . . . .	34
2.19	Formas de onda da tensão e da corrente nos painéis fotovoltaicos a diferentes temperaturas em ambiente de simulação: (a) 25°C; (b) 75°C. . . . .	35
2.20	Classificação e tipos de células solares fotovoltaicas. . . . .	36
2.21	Classificação e tipos de sistemas de armazenamento de energia. . . . .	39
2.22	Percentagem de instalação dos diferentes tipos de SAEs. . . . .	48
2.23	Circuito elétrico equivalente de uma bateria. . . . .	49
2.24	Formas de onda teóricas do algoritmo corrente constante. . . . .	50
2.25	Formas de onda teóricas do algoritmo tensão constante. . . . .	51
2.26	Formas de onda teóricas do algoritmo corrente constante seguida de tensão constante. . . . .	51
2.27	Formas de onda teóricas do algoritmo potência constante. . . . .	52
3.1	Conversor CC-CC unidirecional não isolado do tipo <i>boost</i> . . . . .	56
3.2	Operação do conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo <i>boost</i> : (a) <i>on state</i> ; (b) <i>off state</i> . . . . .	57
3.3	Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo <i>boost</i> em cascata . . . . .	59
3.4	Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo <i>buck</i> . . . . .	60
3.5	Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost</i> . . . . .	61
3.6	Hierarquia de conversores CC/CC bidirecionais não isolados. . . . .	64
3.7	Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost</i> . . . . .	65
3.8	Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost</i> no modo <i>buck</i> : (a) <i>on state</i> ; (b) <i>off state</i> . . . . .	66
3.9	Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost</i> no modo <i>boost</i> : (a) <i>on state</i> ; (b) <i>off state</i> . . . . .	66
3.10	Esquema representativo da ligação de dois conversores CC/CC bidirecionais do tipo <i>buck-boost</i> em cascata: (a) operação como <i>buck</i> ; (b) operação como <i>boost</i> . . . . .	67
3.11	Conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo buck ou boost em cascata. . . . .	67
3.12	Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>interleaved half bridge</i> . . . . .	68
3.13	Conversor CC/CC bidirecional isolado <i>push-pull</i> . . . . .	70
3.14	Conversor CC/CC bidirecional isolado DAB. . . . .	71
3.15	Conversor CC/CC bidirecional isolado DHB. . . . .	73
3.16	Diagrama de blocos da topologia proposta para o sistema. . . . .	76

4.1	Andar de potência adotado em ambiente de simulação. . . . .	78
4.2	Circuito de controlo adotado em ambiente de simulação. . . . .	79
4.3	Parâmetros de operação do módulo solar fotovoltaico em ambiente de simulação PSIM. . . . .	81
4.4	Geração da expressão exponencial para o cálculo do ângulo de desfasamento entre braços do algoritmo DPS. . . . .	83
4.5	Tensão no barramento CC secundário. . . . .	85
4.6	Habilitação das comutações dos semicondutores da ponte existente do lado secundário do DAB: (a) sinais de PWM aplicados; (b) correntes no transformador. . . . .	85
4.7	Forma de onda das tensões e das correntes no transformador de alta frequência com energia a fluir do lado primário para o lado secundário: (a) tensão e corrente; (b) $V_{pri}$ e $V_{sec}$ em detalhe. . . . .	86
4.8	Forma de onda da corrente num dos semicondutores do conversor DAB. . . . .	86
4.9	Tensão no barramento CC primário. . . . .	87
4.10	Correntes no transformador no momento da habilitação da ponte existente no lado primário do DAB. . . . .	88
4.11	Forma de onda das tensões e das correntes no transformador de alta frequência com energia a fluir do lado secundário para o lado primário: (a) tensão e corrente; (b) $V_{pri}$ e $V_{sec}$ em detalhe. . . . .	88
4.12	Algoritmo PI aplicado na carga das baterias. . . . .	90
4.13	Esquemático do algoritmo de controlo aplicado na carga das baterias. . . . .	91
4.14	G2B - Formas de onda da tensão e da corrente na bateria. . . . .	92
4.15	G2B - Detalhe das formas de onda da corrente e da tensão na bateria: (a) corrente na bateria; (b) tensão na bateria. . . . .	92
4.16	G2B - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário. . . . .	93
4.17	G2B - Sinais de PWM aplicados aos semicondutores do conversor <i>buck-boost</i> . . . . .	93
4.18	G2B - Formas de onda da tensão e da corrente na transformador de alta frequência. . . . .	94
4.19	Algoritmo PI aplicado na descarga das baterias. . . . .	95
4.20	B2G - Corrente na bateria de acordo com a referência de potência aplicada. . . . .	96
4.21	B2G - Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias. . . . .	96
4.22	B2G - Forma de onda da potência nas baterias. . . . .	96
4.23	B2G - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário. . . . .	97
4.24	B2G - Formas de onda das tensões e da corrente no transformador de alta frequência. . . . .	97
4.25	Algoritmo de controlo PI aplicado na regulação do barramento CC secundário e na carga das baterias no momento de operação PV2B. . . . .	98

4.26	PV2B e PV2G - Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias: (a) corrente e referência de controlo; (b) tensão e corrente. . . . .	99
4.27	PV2B e PV2G - Formas de onda da corrente e da tensão no transformador de alta frequência: (a) habilitação das comutações; (b) detalhe das comutações. . . . .	100
4.28	PV2B e PV2G - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário. . . . .	100
4.29	PV2B e PV2G - Potência gerada pelo painel de acordo com a referência aplicada (Algoritmo MPPT). . . . .	101
4.30	PV2B e PV2G - Formas de onda da tensão e da corrente nos painéis solares fotovoltaicos. . . . .	101
5.1	Versão final da PCB unificada do conversor de EP. . . . .	104
5.2	Primeira versão da PCB unificada do conversor de EP. . . . .	104
5.3	Arquitetura global do sistema. . . . .	105
5.4	Placa de desenvolvimento <i>TMDSCNCD28335</i> . . . . .	107
5.5	Placa de desenvolvimento <i>TMDSCNCD28335</i> assente sobre a placa de suporte <i>GEPE-0006 V2</i> . . . . .	108
5.6	Encapsulamento do sensor de tensão <i>CYHVS5-25A</i> . . . . .	109
5.7	Esquema elétrico do sensor de tensão. . . . .	110
5.8	Linearidade verificada entre a variação de tensão aplicada ao sensor de tensão das baterias e o valor lido pelo ADC interno do DSP. . . . .	111
5.9	Vista frontal do sensor de corrente <i>LTSR 15-NP</i> . . . . .	112
5.10	Esquemático do sensor de corrente. . . . .	112
5.11	Linearidade verificada entre a variação de corrente aplicada ao sensor de corrente das baterias e o valor lido pelo ADC interno do DSP. . . . .	113
5.12	Localização dos sensores de tensão e de corrente na PCB unificada. . . . .	114
5.13	Instrumentação relativa ao sensor de corrente - condicionamento de sinal, filtragem e proteção. . . . .	115
5.14	Instrumentação relativa ao sensor de tensão - filtragem e proteção. . . . .	116
5.15	Deteção de erros por hardware - circuito comparador de janela. . . . .	117
5.16	Lógica analógica de habilitação das comutações dos semicondutores de potência. . . . .	119
5.17	Circuito de <i>bootstrap</i> e diagrama de blocos funcional do <i>ADUM3223</i> . . . . .	121
5.18	PCB de <i>driver</i> implementada em <i>PADS</i> com os planos preenchidos. . . . .	122
5.19	PCB do circuito de <i>driver</i> : (a) aspeto final; (b) encaixe na PCB unificada. . . . .	123
5.20	Tensões <i>gate-source</i> aplicadas a um braço do conversor DAB através do circuito auxiliar <i>bootstrap</i> . . . . .	124

5.21	Diagrama de blocos referente ao esquema de ligações do sistema de controlo. . . . .	124
5.22	Condensador eletrolítico presente nos barramentos CC . . . . .	126
5.23	Circuito equivalente de um condensador. . . . .	126
5.24	Condensador de desacoplamento colocado em paralelo com os braços dos conversores: (a) esquemático de ligações; (b) fotografia do condensador de polipropileno. . . . .	127
5.25	Localização dos condensadores eletrolíticos e de polipropileno na PCB unificada. . . . .	129
5.26	Condensador de filme empregue nos conversores CC/CC <i>back-end</i> . . . . .	130
5.27	Colocação dos condensadores de filme na PCB unificada. . . . .	130
5.28	Bobina empregue nos conversores <i>back-end</i> . . . . .	131
5.29	Semicondutor empregue no conversor DAB e no conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost</i> - MOSFET do tipo SiC <i>C3M0120090D</i> . . . . .	132
5.30	Circuitos de proteção <i>gate-source</i> dos MOSFETs: (a) esquema elétrico usual; (b) esquema elétrico adotado. . . . .	133
5.31	Semicondutor não controlado empregue no conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo <i>boost</i> - diodo <i>STTH3012</i> . . . . .	134
5.32	Dissipador de calor adotado - <i>890SP-02000-A-100</i> . . . . .	135
5.33	Núcleos de ferrite <i>B66397G0000X187</i> . . . . .	137
5.34	Protótipo do transformador de alta frequência: (a) vista frontal; (b) vista superior. . . . .	141
5.35	Etapas da implementação de um transformador de alta frequência. . . . .	142
5.36	Formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador de alta frequência: (a) aplicação de uma onda quadrada; (b) aplicação de uma onda sinusoidal. . . . .	142
5.37	Aspeto final do protótipo desenvolvido para o conversor de EP. . . . .	143
6.1	Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 1A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado primário para o lado secundário em situação de desequilíbrio comparativamente à razão de transformação. . . . .	149
6.2	Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 1A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado primário para o lado secundário em situação de equilíbrio comparativamente à razão de transformação: (a) visualização de vários períodos; (b) detalhe das formas de onda. . . . .	150
6.3	Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC primário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 2A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado secundário para o lado primário em situação de equilíbrio comparativamente à razão de transformação. . . . .	151

6.4	Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> quando aplicado um PWM de 50% ao semicondutor de potência correspondente. . . . .	152
6.5	Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> quando aplicados PWMs de diferente <i>duty cycle</i> ao semicondutor de potência correspondente: (a) $D = 30\%$ ; (b) $D = 65\%$ . . . . .	153
6.6	Tensão no barramento CC secundário (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>buck-boost</i> no modo de operação <i>buck</i> quando aplicado um PWM de 50% ao semicondutor de potência correspondente. . . . .	155
6.7	Tensão no barramento CC secundário (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>buck-boost</i> no modo de operação <i>buck</i> quando aplicados PWMs de diferente <i>duty cycle</i> ao semicondutor de potência correspondente: (a) $D = 30\%$ ; (b) $D = 70\%$ . . . . .	155
6.8	Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva colocada em paralelo com o barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 1A/div) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>buck-boost</i> no modo de operação <i>boost</i> quando aplicado um PWM de 50% ao semicondutor de potência correspondente. . . . .	157
6.9	Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva colocada em paralelo com o barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 500mA/div (a) e 1A/div (b) do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>buck-boost</i> no modo de operação <i>boost</i> quando aplicados PWMs de diferente <i>duty cycle</i> ao semicondutor de potência correspondente: (a) $D = 30\%$ ; (b) $D = 70\%$ . . . . .	157
6.10	Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 500 mA para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 10V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 5V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 200mA/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div). . . . .	159

6.11	Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1.5 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 10V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 500mA/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div). . . . .	160
6.12	Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div). . . . .	161
6.13	Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 50 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div). . . . .	162
6.14	Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 60 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div). . . . .	162
6.15	Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário. . . . .	164
6.16	Modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante dois ciclos e meio; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe durante uma situação de desequilíbrio e tensão no barramento CC secundário (CH3: 10V/div). . . . .	164

6.17	Modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no semicondutor superior do primeiro braço da primeira ponte completa do conversor DAB (CH1: 5V/div) e tensão no semicondutor superior do primeiro braço da segunda ponte completa do conversor DAB (CH2: 5V/div) durante dois ciclos e meio; (b) tensão no semicondutor superior do primeiro braço da primeira ponte completa do conversor DAB (CH1: 5V/div) e tensão no semicondutor superior do primeiro braço da segunda ponte completa do conversor DAB (CH2: 5V/div) em detalhe. . . . .	165
6.18	Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário. . . . .	166
6.19	Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário. . . . .	167
6.20	Tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) durante um ciclo completo; (b) em detalhe. . . . .	168
6.21	Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 1A/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário. . . . .	168
6.22	Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário. . . . .	169

6.23	Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 500 mA para os módulos solares fotovoltaicos e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante um ciclo completo; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe; (c) tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 500mA/div). . . . .	171
6.24	Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para os módulos solares fotovoltaicos e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante um ciclo completo; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe; (c) tensão no barramento CC primário (CH1: 50V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 500mA/div). . . . .	172
6.25	Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1,5 A para os módulos solares fotovoltaicos: (a) tensão no barramento CC primário (CH1: 50V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 500mA/div); (b) Tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência. . . . .	173
6.26	Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 2,5 A para os módulos solares fotovoltaicos: (a) tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC <i>back-end</i> de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 1A/div); (b) Tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência; (c) Tensão no semicondutor totalmente controlado do conversor CC/CC <i>back-end</i> do tipo <i>boost</i> . . . . .	174
7.1	Comparação entre as formas de onda da tensão no lado primário do transformador, medidas nos enrolamentos deste último (CH1: 10V/div) e no seu terminal de ligação à PCB (CH3: 10V/div). . . . .	182
7.2	Comparação dos esquemas de ligação dos semicondutores de potência de 3 e 4 pinos. . . . .	183

## Lista de Tabelas

1.1	Potência instalada descentralizada anual em Portugal (kW). . . . .	7
1.2	Produção anual de energia descentralizada em Portugal (MWh). . . . .	7
2.1	Produção de energia elétrica em alguns países da UE. . . . .	20
2.2	Comparação entre baterias de chumbo-ácido e de íões de lítio. . . . .	47
4.1	Especificação das condições de operação do conversor de EP. . . . .	80
4.2	Valores de operação mínimos e máximos para os painéis solares fotovoltaicos e baterias. . . . .	80
5.1	Valores das resistências associadas ao sensor de tensão. . . . .	110
5.2	Principais características físicas do diodo <i>STTH3012</i> . . . . .	134
5.3	Características dos diferentes tipos de materiais usados nos núcleos do transformador. . . . .	136
5.4	Dimensões dos núcleos ETD 59/31/22. . . . .	137
5.5	Corrente máxima admissível e número de condutores em paralelo de cada um dos lados do transformador de alta frequência. . . . .	140

## Lista de Siglas e Acrónimos

<b>ADC</b>	<i>Analog to Digital Converter</i>
<b>AGM</b>	<i>Absorbed Glass Mat</i>
<b>APREN</b>	Associação Portuguesa de Energias Renováveis
<b>AWG</b>	<i>American Wire Gauge</i>
<b>B2G</b>	<i>Batteries to Grid</i>
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>DAB</b>	<i>Dual Active Bridge</i>
<b>DAC</b>	<i>Digital to Analog Converter</i>
<b>DGEG</b>	Direção-Geral de Energia e Geologia
<b>DHB</b>	<i>Dual Half Bridge</i>
<b>DPS</b>	<i>Dual Phase Shift</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>EFB</b>	<i>Enhanced Flooded Battery</i>
<b>EIA</b>	<i>U.S. Energy Information Administration</i>
<b>EP</b>	Eletrónica de Potência
<b>ER</b>	Energias Renováveis
<b>ESL</b>	<i>Equivalent Series Inductance</i>

<b>ESR</b>	<i>Equivalent Series Resistance</i>
<b>G2B</b>	<i>Grid to Batteries</i>
<b>GaN</b>	<i>Gallium Nitride</i>
<b>GHI</b>	<i>Global Horizontal Irradiance</i>
<b>GPIO</b>	<i>General Purpose Input/Output</i>
<b>IEA</b>	<i>International Energy Agency</i>
<b>IRENA</b>	<i>International Renewable Energy Agency</i>
<b>MPP</b>	<i>Maximum Power Point</i>
<b>MPPT</b>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<b>PCB</b>	<i>Printed Circuit Board</i>
<b>PI</b>	Proporcional-Integral
<b>PO</b>	Perturbação e Observação
<b>PPP</b>	<i>Photovoltaic Power Potential</i>
<b>PV2B</b>	<i>PV Panels to Batteries</i>
<b>PV2G</b>	<i>PV Panels to Grid</i>
<b>PWM</b>	<i>Pulse-Width Modulation</i>
<b>QEE</b>	Qualidade de Energia Elétrica
<b>SAE</b>	Sistema de Armazenamento de Energia
<b>SG</b>	<i>Smart Grid</i>
<b>SiC</b>	<i>Silicon Carbide</i>
<b>SMD</b>	<i>Surface Mount Device</i>
<b>SMG</b>	<i>Smart Microgrid</i>
<b>SOA</b>	<i>Safe Operating Area</i>

<b>SOC</b>	<i>State of Charge</i>
<b>SOH</b>	<i>State of Health</i>
<b>SOP</b>	<i>State of Power</i>
<b>SPS</b>	<i>Single Phase Shift</i>
<b>SRF</b>	<i>Series Resonant Frequency</i>
<b>UPAC</b>	Unidade de Produção para Autoconsumo
<b>UPP</b>	Unidade de Pequena Produção
<b>UPS</b>	<i>Uninterruptible Power Supplies</i>
<b>VE</b>	Veículo Elétrico
<b>VRLA</b>	<i>Valve-Regulated Lead-Acid</i>
<b>ZCS</b>	<i>Zero Current Switching</i>
<b>ZVS</b>	<i>Zero Voltage Switching</i>

# 1 | Introdução

## 1.1 Produção de Energia e Alterações Climáticas

Já não são recentes os avisos dados pela comunidade científica e política quanto ao tema das alterações climáticas. Ao longo das últimas décadas, foram diversas as mudanças verificadas na harmonia e sustentabilidade do planeta Terra mas, apenas nos últimos anos, estes avisos começaram a ser vistos como uma real ameaça. Desde a primeira grande revolução industrial, datada de 1760 a 1840, a acumulação de dióxido de carbono na atmosfera passou a ser considerada a principal responsável por todos os problemas ambientais que são hoje discutidos em conferências por todo o mundo [1]. É possível afirmar que se está perante uma situação de perigo iminente, uma vez que a capacidade de regeneração da Terra encontra-se atualmente comprometida [2].

O petróleo é, nos dias correntes, uma ferramenta geopolítica de elevada importância, contribuindo na maioria dos casos para a riqueza de um país [3]. Este, é talvez o principal fator que levou alguns países a procurar diferentes caminhos no que toca aos métodos de produção de energia, pretendendo alternativas mais baratas, e ao mesmo tempo, benéficas para o ambiente. A solução imediata passa por reduzir a emissão de gases com efeito de estufa, apostando na produção de energia limpa e baixando os consumos energéticos que presenciamos nos dias de hoje [4]. Trata-se de um processo de adaptação e de consciencialização a uma nova realidade que pode, ainda assim, despoletar um maior nível de inovação e oportunidade de mercado daqui em diante [5]. A nível de exemplo, temas como energias renováveis e mobilidade elétrica começam a ser tomados como essenciais sob o ponto de vista ambiental e, sobretudo, rentáveis a nível económico para empresas e consumidores.

Segundo Al Gore, *"The global environment crisis is, as we say in Tennessee, real as rain, and I cannot stand the thought of leaving my children with a degraded earth and a diminished future."* [6]. Atualmente, a ideia de criar um mundo auto-sustentável e capaz de se regenerar, está cada vez mais presente e começa a ter impacto no quotidiano do ser humano. Temas como a mobilidade elétrica e as ER começam a ser uma realidade que, face à evolução tecnológica dos sistemas de potência, fornecem possibilidades quase infinitas de investigação e desenvolvimento.

## 1.2 Energia Solar Fotovoltaica

Todas as questões levantadas em 1.1, quando interligadas à constante evolução vivida no setor industrial, levam a que se comece a olhar para os métodos de produção de energia de uma forma ligeiramente diferente. Dentro deste contexto e com o intuito de proceder à descarbonização do planeta, as energias renováveis começam a ser cada vez mais uma alternativa válida aos combustíveis fósseis.

Quando em comparação com os restantes países da Europa, Portugal apresenta excelentes condições climatéricas para a produção de energia renovável. Sustentado neste facto e apoiado na (ainda) débil situação financeira do país, Portugal tem vindo a incentivar e a reforçar a aposta na produção de energia com base em recursos como o sol, água ou vento. Segundo as diretrizes fornecidas pela República Portuguesa, o objetivo de Portugal passa por, na próxima década (entre 2021 e 2030), atuar sobre cinco dimensões: descarbonização, eficiência energética, segurança de abastecimento, mercado interno da energia e investigação, inovação e competitividade [7]. Para tal, as fontes de energia renovável terão um papel preponderante de modo a que as metas propostas sejam, de facto, atingidas.

Tendo em conta o atual panorama energético português, e como é possível observar na Figura 1.1, as energias hídrica e eólica representam, por si só, uma parte significativa da produção, e consequente consumo, de energia a nível nacional [8]. Contudo, a tecnologia solar fotovoltaica ainda está carente de melhorias nos seus valores de eficiência, apresentando assim potencial para tomar grande preponderância na economia portuguesa (e mundial) a curto/médio prazo. Tal facto será o responsável pela baixa percentagem que este tipo de tecnologia representa no bolo total da produção de energia elétrica (em GWh), tanto em Portugal como no resto do mundo.

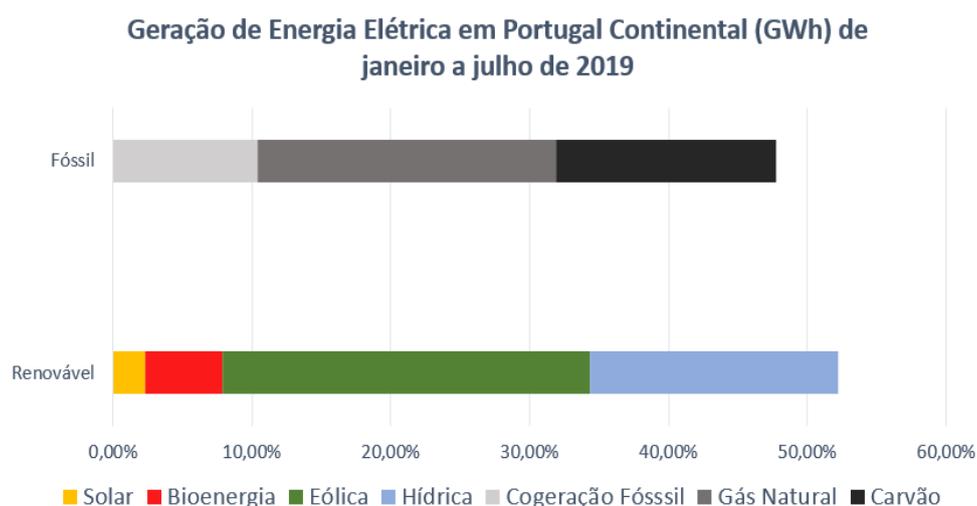


Figura 1.1: Balanço da produção de eletricidade de Portugal continental de janeiro a julho de 2019.

É expectável que, de acordo com as previsões realizadas pela APREN (Associação Portuguesa de Energias Renováveis), no ano de 2040, Portugal consiga responder à demanda energética dos seus habitantes recorrendo exclusivamente a fontes de ER [9]. No entanto, apenas na condição da existência de um investimento avultado nesta área de investigação e através de algum estudo e implementação de novas tecnologias, se poderá atingir a tão desejada meta da auto-sustentabilidade e da neutralidade carbónica até ao ano de 2050 [10].

### 1.3 Descentralização da Produção de Energia Elétrica

As tecnologias de geração de energia com base em fontes renováveis, para além de permitirem a produção em larga escala, podem ser aplicadas em contexto residencial em sistemas de geração para autoconsumo. Numa *smart home*, com a instalação de painéis solares fotovoltaicos, o consumidor poderá ser também produtor de energia. Contudo, como qualquer solução de engenharia, a produção com recurso a fontes de ER tem também os seus inconvenientes. Para além do elevado investimento monetário associado à aquisição e instalação destes sistemas, o maior problema passará pela produção intermitente de eletricidade. A corrente gerada é dependente das condições atmosféricas durante o dia-a-dia e, é então de esperar que ocorram picos de maior e menor produção energética. Tal desequilíbrio constitui um problema para a rede e para todos os seus utilizários.

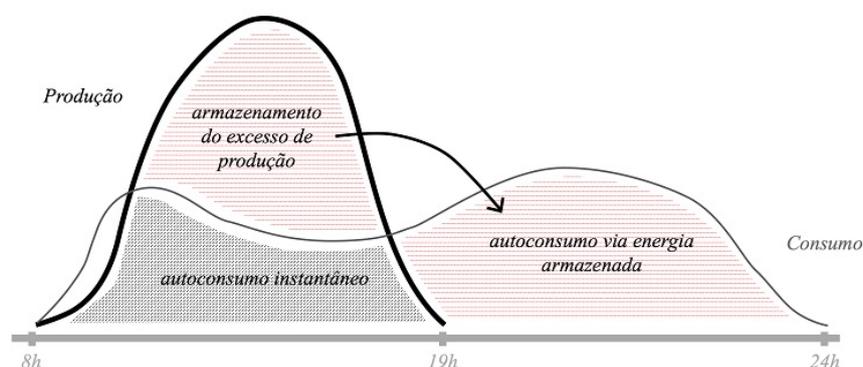


Figura 1.2: Nivelção dos períodos de consumo e de produção num sistema de geração para autoconsumo.

Os SAE e as ER têm um papel preponderante no equilíbrio e sustentabilidade energética da rede. Mesmo recorrendo a algoritmos de extração máxima de potência, como é o caso do MPPT, os sistemas de produção de energia com recurso a fontes renováveis irão estar sempre dependentes de um SAE que consiga balancear os períodos de consumo e produção de energia ao longo de um dia - conceito de *load*

*leveling*. Como se pode observar na Figura 1.2, nos períodos de maior produção (durante o dia), as baterias poderão ser carregadas na sua maioria do tempo, ao passo que, nos momentos de maior consumo, estas possam suplantar a demanda exigida pelo consumidor - *peak shaving* [11]. Tal medida irá melhorar significativamente a eficiência global destas tecnologias, fornecendo também benefícios económicos ao consumidor (e também produtor) de energia: este recuperará aos poucos o investimento inicial que foi colocado no equipamento de produção.

Os sistemas de armazenamento podem ainda ter múltiplas funções dentro do contexto habitacional, sendo que, no caso das baterias de um veículo elétrico (VE), as possibilidades passam a ser imensas. Para além de permitirem a autonomia do veículo durante as viagens, caso este esteja conectado à rede residencial, podem suplantar uma falha no sistema elétrico nacional ou até operar como uma fonte de energia adicional nos casos em que a potência consumida na habitação é superior à contratada. Tal multiplicidade de usos que as baterias podem tomar, justificam a arquitetura bidirecional aplicada aos conversores de potência a elas associados [12],[13].

Esta ideia vem de acordo com a reestruturação que se pretende implementar na rede elétrica nacional. A rede, como hoje a conhecemos, apresenta uma estrutura centralizada, obsoleta, pouco eficiente e, sobretudo, intolerante a falhas. Assim, como perspectiva a curto e médio prazo, é necessário que esta seja dotada de inteligência, ajudando, de uma forma ou de outra, todos os seus intervenientes. O objetivo passa por permitir o fluxo bidirecional de energia, comunicação e informação entre produtores e consumidores, sempre de acordo com o mercado e os preços por ele praticados [14],[15]. Uma SG fornece aos seus elementos constituintes maior segurança, rendimento energético e menores custos, sendo capaz de integrar as fontes renováveis e qualquer tipo de SAE numa perspectiva de produção para autoconsumo [16].

Tomando particular atenção aos casos de ilhas ou lugares mais remotos, como é o caso de pequenas populações no interior do país, as ERs são consideradas um elemento fundamental na produção de energia para consumo próprio. Por vezes, sob o ponto de vista da entidade reguladora da rede elétrica, torna-se demasiado dispendioso realizar o transporte de energia até estes locais e, com base neste pequeno exemplo, podemos nos questionar se, hoje em dia, a eletricidade é considerado um dado adquirido para toda a população mundial. A resposta a esta pergunta é um óbvio não e, segundo os dados fornecidos pela IEA (*International Energy Agency*), no final do ano de 2017, ainda existiam 993 milhões de pessoas sem acesso a eletricidade. Como será de esperar, a grande maioria destes casos ocorrem em países pouco desenvolvidos no sul da Ásia, América Central, América do Sul, África e Médio Oriente, onde, apenas nas últimas décadas, se começaram a registar melhorias significativas na eletrificação destas áreas [17].

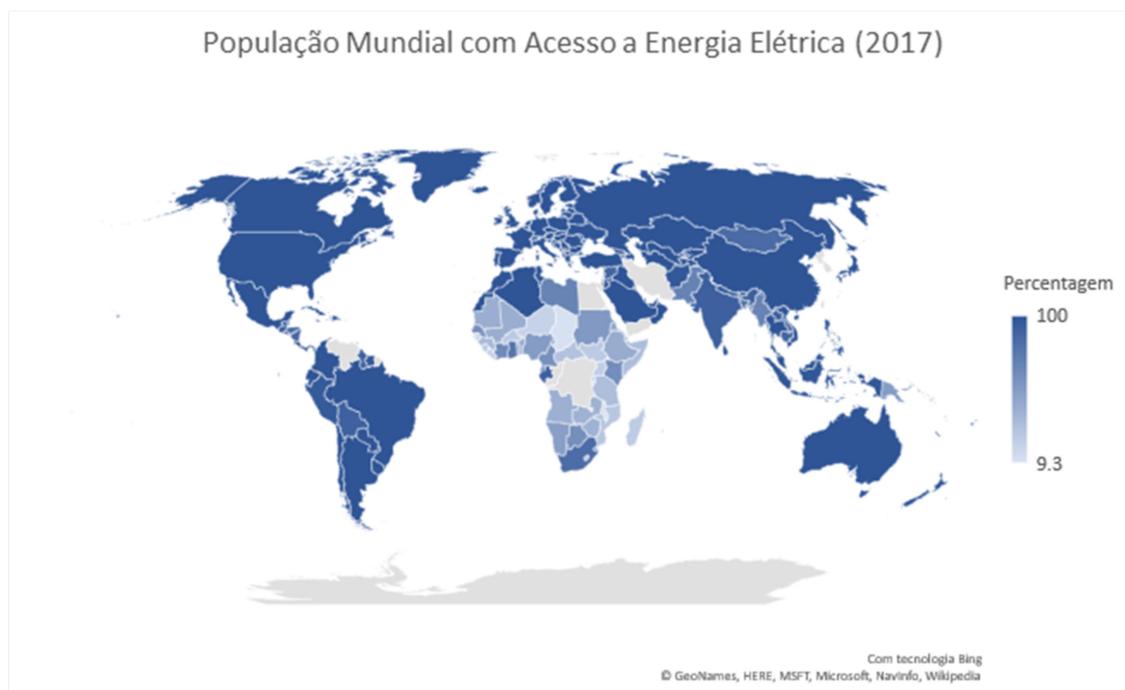


Figura 1.3: População mundial com acesso a energia elétrica no ano de 2017.

A mudança de paradigma que se pretende implementar no setor energético visa fornecer maior alcance, flexibilidade e qualidade de energia elétrica (QEE) aos locais mais afastados dos grandes centros urbanos. A ideia passa por descentralizar a geração de energia, isto é, em última instância, a produção irá ser realizada no mesmo local que o consumo, seja numa habitação ou numa empresa. Para tal, e de modo a que esta ideologia seja verdadeiramente consolidada, a EP e as ERs terão um papel considerado fundamental nas futuras SGs. Contudo, se os valores de eficiência e rendimento energético estiverem abaixo do esperado, de nada serve o investimento efetuado nas alternativas consideradas limpas - racionalizar e eliminar desperdícios de energia e efetuar monitorizações regulares são algumas das muitas medidas que devemos adotar de modo a que a gestão energética seja a melhor possível [18].

De forma posterior, através de estudos baseados na elevada proliferação de cargas CC e da penetração de sistemas de produção de ER, uma rede local pode ser desenvolvida, operando na maioria do seu tempo de forma independente do sistema elétrico nacional (em modo ilha). Aqui, a energia é gerada com base em renováveis (em sistemas de micro ou macro geração), consumida, única e exclusivamente, pelos seus constituintes e a sua gestão é otimizada com recurso a sistemas de armazenamento. Esta pequena rede elétrica deve também ser dotada de inteligência, fornecendo as vantagens das SGs a todos os seus elementos constituintes. tal como revela o conceito de *smart microgrid* (SMG) [19].

## 1.4 Micro-Redes CC - Evolução e Relevância

No final do século XIX existia uma grande indefinição em torno da maneira como a eletricidade deveria ser gerada, distribuída e consumida. Conhecida como a "Guerra das Correntes", Thomas Edison e Nikola Tesla travaram uma das maiores e mais longas batalhas no mundo da eletricidade: por um lado, Edison defendia um mundo CC ao passo que Tesla mantinha a opinião que a corrente alternada (CA) seria sempre a melhor solução a adotar. Através da crescente difusão das máquinas CA, da facilidade de transmissão de energia a longas distâncias e com a invenção dos transformadores, superando assim a (até ao momento) difícil tarefa de mudar e controlar os níveis de tensão num sistema elétrico, Nikola Tesla acabou por levar a melhor sobre Edison. No entanto, ao longo das últimas décadas, foram grandes os avanços tecnológicos verificados na área da EP, trazendo como consequência iminente a alteração da convencional arquitetura dos aparelhos eletrónicos [19],[20].

Atualmente, num contexto habitacional, raro será o dispositivo eletrónico que não opere num sistema CC, o que só por si já nos leva a repensar se a ideia apresentada por Thomas Edison não faria mais sentido dentro do contexto atual. De acordo com o conceito de SMG anteriormente explicado, facilmente se poderá constatar que a existência de corrente alternada nesta ideologia será quase uma nulidade: a geração de energia será efetuada na sua maioria com recurso a painéis solares fotovoltaicos, as cargas elétricas são maioritariamente CC, os sistemas de armazenamento de energia começam a ter uma importância e utilidade cada vez maior e, por fim, a proliferação dos VEs é já um dado bem visível [20],[21]. Desta forma, e fazendo alusão à preponderância que as redes CC começam a ter no nosso dia-a-dia, pode-se concluir que uma SMG pode também ser apelidada por *DC smart microgrid*.

Antes de implementar qualquer tipo de medida que vise atingir a totalidade da produção energética com base em renováveis, é absolutamente necessário racionalizar e aumentar os valores de eficiência energética existente nas redes elétricas. Não obstante a este facto, a redução de linhas CA nas futuras SGs também trará vantagens de QEE para a entidade reguladora, dado que, o conteúdo harmónico passará a ser inexistente e a potência reativa apresentará valores absolutos cada vez menores. Além do mais, com esta medida, diversos transformadores e conversores CA/CC e CC/CA poderão ser evitados. Num caso específico e, sobretudo, pertinente para o tema desta Dissertação de Mestrado, se a energia gerada pelos painéis solares fotovoltaicos for enviada diretamente para as cargas (evitando estágios de retificação e inversão), haverá uma melhoria de cerca de 10% na eficiência total do sistema [22].

Nas tabelas 1.1 e 1.2 estão representados os valores de potência instalada e de produção anual de energia descentralizada em Portugal [23]. Para além dos dados referentes a sistemas de mini e micro geração de energia, nestas tabelas está também presente informação relativa a aplicações de baixa geração (UPP) e de produção para autoconsumo (UPAC), situação características das futuras *DC microgrids*. Para

este último caso, de acordo com o perfil energético de cada habitação, será possível vender energia à rede em conformidade com os preços de mercado em momentos de cheia e/ou vazio. É de esperar que, daqui em diante, os números totais em sistemas UPAC/UPP sejam cada vez mais elevados, retrato da mudança de paradigma implementada na rede elétrica e da consequente proliferação das *DC microgrids*.

Tabela 1.1: Potência instalada descentralizada anual em Portugal (kW).

Potência Instalada Descentralizada Anual em Portugal (kW)							
Ano	UPAC/UPP			Mini/Micro			
	Eólica	FV	Biogás	Hídrica	Eólica	FV	Biogás
2017	36	103 418	544	237	480	173 975	0,7
	Total = 103 998, do qual vendido à rede = 21 276			Total = 174 692,7			
	Total de Produção = 278 690,7						
2018	36	140 996	544	237	434	173 975	0,7
	Total = 141 576, do qual vendido à rede = 31 622			Total = 174 646,7			
	Total de Produção = 316 222,7						

Tabela 1.2: Produção anual de energia descentralizada em Portugal (MWh).

Produção Anual de Energia Descentralizada em Portugal (MWh)							
Ano	UPAC/UPP			Mini/Micro			
	Eólica	FV	Biogás	Hídrica	Eólica	FV	Biogás
2017	83	115 715	1 529	503	314	292 321	1 944
	Total = 117 327, do qual vendido à rede = 21 276			Total = 295 082			
	Total de Produção = 412 409						
2018	84	182 857	1 181	763	337	252 663	1 991
	Total = 184 122, do qual vendido à rede = 31 622			Total = 255 754			
	Total de Produção = 439 876						

## 1.5 Motivações

Através da elaboração desta dissertação no Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, tenho como principal motivação, estudar e desenvolver um sistema capaz de facilitar e acelerar a inclusão de fontes de ER e SAEs no novo paradigma que se pretende implementar na

rede elétrica. O objetivo passa por reduzir o uso excessivo, e quase descontrolado, de combustíveis fósseis na geração de energia, contribuindo para a regeneração e sustentabilidade do planeta Terra.

Entre todas as fontes de ER, a solar fotovoltaica será das poucas que acaba por permitir a produção de energia em macro e micro escala. Sob este ponto de vista, será de esperar que nos próximos anos se assista à sua contínua proliferação em sistemas de autoconsumo, um dado apoiado na carência de melhorias de eficiência energética que esta tecnologia apresenta, providenciando assim uma excelente oportunidade de investigação e desenvolvimento.

Tendo em conta que o sistema elétrico nacional se encontra em fase de mudança e crescente evolução, é necessário acompanhar e participar ativamente neste processo de inovação constante. A integração de sistemas de micro-geração de energia nas SGs e *smart cities*, é tomado como algo essencial e que, seguramente, todos iremos participar de forma ativa nos próximos anos. Desenvolver tecnologia capaz de interligar estes sistemas com as futuras *DC smart grids* de forma segura e eficiente é considerado, do ponto de vista social, uma inevitabilidade.

Já não se tratando de uma novidade, a inclusão das ERs e dos SAEs numa SMG tornam a sua gestão mais eficiente e possibilitam o fornecimento de energia aos consumidores de forma constante, a preços mais reduzidos, com melhor QEE e de acordo com a demanda verificada pelo mercado. Tal só será possível com a inclusão de conversores de eletrónica de potência unidirecionais ou bidirecionais, controlados por algoritmos próprios e constituídos por semicondutores tecnologicamente avançados e com elevado rendimento [16]. Na maioria dos casos, estes conversores devem ainda de ser capazes de garantir o isolamento galvânico entre a rede elétrica e os SAEs e os elementos produtores de energia baseados em fontes renováveis, justificando assim a escolha da topologia a ser adotada nesta Dissertação de Mestrado.

A nível pessoal, esta dissertação vai de encontro aos objetivos por mim delineados ao longo do meu percurso académico: contribuir dinamicamente sobre um tema vanguardista através de processos de investigação e desenvolvimento, tendo em atenção as responsabilidades de cariz económico, social e ambiental. Temas como mobilidade elétrica e ERs são objetos de estudo que me motivam e me permitem ampliar os meus conhecimentos nas áreas da EP e das energias.

## 1.6 Objetivos

É pretendido com a elaboração desta dissertação desenvolver um sistema de EP, capaz de realizar a interligação de um painel solar fotovoltaico e de um conjunto de baterias com uma rede CC através de um único ponto de ligação. Através do aumento da frequência de comutação dos semicondutores, em

comparação com o modelo atual, esta Dissertação de Mestrado trará como inovação a redução significativa do volume e peso do sistema unificado, para além de apresentar uma densidade de potência elevada. Mais ainda, é tomada como uma das soluções para o fornecimento inconstante de energia por parte das fontes de ER. A ligação à rede é efetuada através de um único ponto de ligação, enquadrando esta dissertação com o paradigma de futuro a implementar no sistema elétrico nacional.

Em suma, esta Dissertação de Mestrado tem como objetivos:

- Desenvolver um sistema unificado capaz de realizar a interligação de um painel solar fotovoltaico e de um conjunto de baterias com uma rede CC através de um único ponto de ligação;
- Redução drástica do volume e do peso do protótipo. Tal irá acontecer dado que o sistema irá operar a alta frequência. Para além do mais, todas as *Printed Circuit Boards* (PCB) serão elaboradas de raiz e o transformador terá também de apresentar um tamanho bastante reduzido;
- A comutação dos semicondutores a tais frequências permite que a densidade de potência seja também elevada;
- O sistema deve apresentar alta eficiência. Tal é conseguido através da escolha adequada das técnicas de controlo e das topologias para os conversores. As perdas deverão ser mínimas;
- Validar todos os modos de operação do protótipo, garantindo assim o equilíbrio da rede elétrica;
- Dentro do foro residencial o fornecimento de energia será constante, mesmo em períodos de falha da rede ou quando a potência consumida é superior à contratada.

## 1.7 Organização e Estrutura da Dissertação

A presente Dissertação de Mestrado é composta por sete capítulos. Nas secções anteriores foi apresentada uma pequena contextualização do problema, justificando a necessidade de implementar uma nova arquitetura para a rede elétrica, uma arquitetura mais segura, fiável, flexível e redutora de custos, capaz de permitir a bidirecionalidade de energia e de informação entre todos os seus elementos constituintes. A migração de sistemas CA para sistemas CC será uma realidade sustentada pela crescente proliferação de cargas CC nas habitações e pelo crescimento exponencial de sistemas de produção e armazenamento de energia para autoconsumo, como é o caso de aplicações solares fotovoltaicas associadas a um conjunto de baterias capazes de nivelar os períodos de cheia e de vazio.

No segundo capítulo é apresentado o estado-da-arte referente a este mesmo tópico: um breve resumo direcionado à energia solar fotovoltaica e aos sistemas de armazenamento de energia, evidenciando as diferentes tecnologias de cada uma destas áreas e a resposta das mesmas face a mudanças climáticas e a diferentes condições de operação. Para além do perfil intermitente inerente a todas as fontes renováveis nos processos de geração de energia elétrica, no caso solar fotovoltaico devem ainda ser considerados parâmetros como a temperatura ambiente e a radiação solar que incide sobre a face do painel, parâmetros esses que irão influenciar de forma direta os valores de energia gerados. Extrair a máxima potência destes elementos produtores de energia é considerada uma tarefa crucial, implementando-se, por esse mesmo motivo, algoritmos MPPT. Por outro lado, existem diversas tecnologias para armazenar a energia produzida pelos módulos solares fotovoltaicos, como é o caso de baterias de lítio ou de chumbo ácido. Tendo em conta a aplicabilidade deste protótipo em contexto habitacional, irá ser realizado um estudo comparativo entre estes dois tipos de SAE, evidenciando as virtudes e as desvantagens de cada um deles. Neste mesmo capítulo serão ainda apresentados os algoritmos de controlo frequentemente empregues nos processos de carga e descarga das baterias e que, ao mesmo tempo, são capazes de prolongar o tempo de vida útil das mesmas.

Posteriormente, no terceiro capítulo da presente Dissertação de Mestrado, serão apresentados os conversores de EP que, normalmente, são utilizados para realizar a interface de um módulo solar fotovoltaico e de uma bateria com uma rede CC. Se, para o primeiro caso, as topologias empregues são obrigatoriamente unidirecionais, para a situação dos SAEs é vital que as topologias adotadas sejam consideradas bidirecionais, habilitando deste modo a carga e a descarga das baterias. O fluxo bidirecional de energia e de informação entre todos os elementos constituintes da rede é uma das grandes características que define as futuras *smart grids*, rompendo a ideologia e o sistema centralizado que existe nos dias correntes. Sob esta linha de pensamento, é fundamental que o conversor CC/CC isolado que se encontra conectado à rede CC permita os processos de absorção e de injeção de energia nesta última, sendo para tal necessário definir e implementar um algoritmo de controlo apropriado e, fundamentalmente, dedicado a esta mesma tarefa.

Seguidamente, são realizadas simulações computacionais que validem a topologia escolhida para o conversor, apresentada na última secção do segundo capítulo. Com recurso ao software PSIM, é exibida uma representação realista ao que irá suceder na implementação do sistema, uma vez que poderão ser consideradas condições não ideais no princípio de funcionamento de qualquer um dos componentes adotados.

O quinto capítulo é referente à implementação e desenvolvimento da topologia proposta para o conversor de EP. Dado que as PCBs foram desenvolvidas de raiz, será descrito o seu processo de concepção e justificados os motivos que levaram à adoção desta medida. A redução do volume do protótipo era

um pressuposto desta Dissertação de Mestrado, motivo pelo qual foram desenvolvidas somente duas PCBs: uma referente ao circuito de *driver* e uma outra que aglomera todo o andar de potência e os circuitos de instrumentação e de aquisição de sinais. É ainda pormenorizado o desenvolvimento e o dimensionamento do transformador de alta frequência e referenciados todos os componentes empregues no protótipo, fundamentando a sua escolha e que tipo de vantagens oferecem em comparação com os demais.

Os resultados experimentais são demonstrados no capítulo número 6. Numa primeira fase é comprovada a operação individual de cada um dos conversores, procedendo-se de forma posterior à validação do sistema como um todo, habilitando os quatro modos de operação referentes ao fluxo bidirecional de energia entre todos os seus elementos constituintes: rede CC, painéis solares fotovoltaicos e baterias.

Por fim, o sétimo capítulo é referente às conclusões e perspectivas de trabalho futuro. É realizada uma retrospectiva ao trabalho efetuado, apontando alguns dos seus problemas e referindo soluções para os colmatar. Por outro lado, são ainda apresentadas soluções capazes de melhorar a performance global do sistema, reduzindo as suas perdas totais.

## **2 | Tecnologia Solar Fotovoltaica e Sistemas de Armazenamento de Energia**

### **2.1 Introdução**

Neste capítulo serão abordados dois temas que, apesar de muito distintos, acabam por criar uma relação de simbiose entre si. Atualmente, pelo perfil intermitente apresentado pela tecnologia solar fotovoltaica (tal como sucede com as restantes fontes renováveis), é absolutamente necessário que um SAE seja parte integrante dos sistemas de geração para autoconsumo. De modo a que as necessidades energéticas dos consumidores sejam suplantadas, acaba por ser possível afirmar que estes dois objetos de estudo acabarão por se complementar e fazer parte integrante de habitações, indústrias e cidades.

Assim sendo, numa fase inicial deste capítulo, será descrita a estrutura base de uma *DC smart microgrid*, expondo as ideias e as inovações relativas a este tema. Deste modo, após a identificação dos locais de interesse da rede onde esta Dissertação de Mestrado poderá ser aplicável, é feito um estudo aprofundado de dois dos elementos constituintes destas redes inteligentes: tecnologia solar fotovoltaica e SAEs. Serão identificadas as mais diversas tecnologias intrínsecas a cada uma das áreas, descritas as suas vantagens e desvantagens e, por fim, estudados os algoritmos de controlo que visam extrair a máxima potência de um painel e efetuar os processos de carga e descarga das baterias de acordo com o seu SOC e o seu SOH.

### **2.2 Estrutura de uma Micro-Rede CC**

A rede elétrica, como hoje a conhecemos, apresenta uma estrutura pouco eficiente, insegura e com flexibilidade reduzida para todos os seus intervenientes. Como referido na introdução desta dissertação, será necessário mudar o paradigma do sistema elétrico mundial, tornando-o mais inteligente e capaz de suplantiar as necessidades energéticas dos seus utilizadores [24]. Tendo em conta o panorama climático presenciado ao longo dos últimos anos, de acordo com entidades como a DGEG (Direção-Geral de Energia e Geologia) e a IRENA (*International Renewable Energy Agency*), a produção de energia com recurso a

fontes renováveis cresceu de forma exponencial e é atualmente considerada uma aposta de futuro e uma prioridade para muitos países a nível mundial. Contudo, a geração renovável toma um perfil intermitente uma vez que a energia produzida será sempre dependente das condições atmosféricas ao longo de um dia. Sob o ponto de vista da rede, de modo a nivelar o consumo e a produção, é necessário recorrer a SAEs, aparelhos cada vez mais comuns em sistemas de produção para autoconsumo [25]. Dentro desta linha de pensamento, foi possível observar uma elevada penetração de VEs e cargas CC não lineares na rede elétrica, sistemas que, até à data, não eram frequentemente empregues e que acabaram por acrescentar problemas de QEE [24].

De acordo com a vulnerabilidade apresentada pela rede elétrica, o já referenciado conceito de SG e, mais concretamente, de *DC smart microgrid*, começa a ser tomado como uma inevitabilidade futura e a sua velocidade de expansão irá depender das leis governamentais relacionadas com a liberalização do mercado energético, dos avanços tecnológicos na área da EP e do custo monetário a eles associado. Estas infraestruturas permitem que a geração de energia seja efetuada, em última instância, no mesmo local que o consumo, o que, só por si, representa a obtenção de significativos benefícios para os seus mecanismos de gestão e controlo [25],[26]. As *microgrids*, tal como o próprio nome indica, são pequenas redes inteligentes de baixa potência, controladas em função do mercado energético e capazes de operar de forma conectada ou isolada da rede elétrica. Na sua génese existe um elemento de controlo, mecanismos de produção com recurso a fontes de ER, SAEs e, como é óbvio, um conjunto de cargas controladas CA ou CC [19],[27],[28]. Outras aplicações como estações de carregamento rápido de VEs, parques de ER, centros de dados e de telecomunicações e sistemas de armazenamento de energia híbridos, poderão também estar nela presentes [29].

Adicionalmente, as *DC smart microgrids* oferecem uma grande vantagem quando em comparação com as tradicionais redes de corrente alternada: a redução do número de conversores de EP para realizar a interface entre diferentes níveis de tensão. Pelo facto da maioria das cargas existentes nas habitações e indústrias ser do tipo CC (*drivers* de motores de velocidade variável, computadores, *smartphones*, etc..), grande parte dos estágios de conversão CA/CC poderá ser eliminada, aumentando a robustez, a flexibilidade e a eficiência global da micro-rede [25],[26],[30]. É estimado que as perdas nestes estágios de conversão, de acordo com o aparelho em questão, oscilem entre os 10% e os 25% [28]. Para além da eliminação de muitos conversores de potência, as *DC microgrids* conseguem superar algumas das desvantagens inerentes aos sistemas CA, como é o caso do elevado fluxo de potência reativa, das correntes de *in rush* dos transformadores, dos já referidos problemas de QEE e da sincronização de aparelhos a diferentes frequências de operação [31],[32]. Além do mais, um sistema de distribuição de energia CC consegue reduzir os custos de produção na ordem dos 25% uma vez que será possível remover os mecanismos de correção de fator de potência [30]. Desta maneira, estas infraestruturas tornam-se mais

fiáveis e atraentes para futuros utilizadores e investidores, contribuindo de forma ativa para a estimulação financeira e tecnológica de um país [27].

Apesar do elevado número de vantagens associadas à adoção da estrutura de uma *microgrid*, existe também um certo número de condicionantes que devem ser prontamente colmatadas por sistemas de EP. Uma vez que as ERs são parte integrante (e fundamental) da arquitetura destas redes, irão surgir dificuldades de controlo e de regulação de alguns parâmetros. O perfil intermitente das ER pode provocar subtensões, diferenças de fase entre os modos de operação "*island*" e "*grid-connected*" e, por fim, flutuações de frequência e de tensão. No momento de transição entre estes dois modos, é essencial que a estabilidade da *microgrid* seja garantida, utilizando-se para tal métodos capazes de eliminar problemas de QEE. Para além da ocorrência de transientes, o conteúdo harmónico gerado pelos conversores CA/CC de interface com a rede CA é também elevado. A mitigação destas anomalias é tomada como um desafio atual e que deve ser rapidamente ultrapassado de modo a que a proliferação das micro-redes seja acelerada [33],[34]. Outro entrave imediato à expansão das *microgrids* passa pela falta de proteção das linhas DC, especialmente contra a ocorrência de curto-circuitos. Nestes casos, os métodos de proteção convencionais podem não ser suficientes para suplantar possíveis falhas [35].

Em [25], é apresentada uma possível estrutura a adotar para a interface de uma SMG com a rede elétrica. Segundo o autor, a ideia passa por manter as atuais infraestruturas, continuando a realizar o transporte e a distribuição de energia em corrente alternada. Contudo a maior mudança irá surgir na conexão das futuras SMGs com a rede: como se pode ver na Figura 2.1, estas serão todas do tipo CC e na entrada de cada uma delas existirá um conversor CA/CC de elevada potência, responsável por corrigir possíveis problemas de QEE e, em parte, permitir a bidirecionalidade no fluxo de energia. Como verificado em [29] e visto na Figura 2.2, cada um dos utilizadores de uma *microgrid* poderá realizar a gestão deste mesmo fluxo com recurso ao controlo de um conversor CC/CC bidirecional isolado através de uma técnica de *phase-shift*. Em caso de insuficiência na produção e descarga total dos sistemas de armazenamento, a rede CA irá fornecer a energia necessária à micro-rede. Por outro lado, quando a produção de energia apresentar valores excedentários, o oposto irá acontecer e a energia irá fluir dos elementos produtores da SMG para o sistema elétrico nacional [28]. Uma *microgrid* poderá, por exemplo, ser representativa de um pequeno conjunto habitacional, de um parque industrial, de uma superfície comercial ou até da totalidade de uma freguesia. Tudo irá depender da potência e do tamanho dos conversores associados à SMG.

Através da adoção da estrutura apresentada nas Figuras 2.1 e 2.2, num futuro próximo, os utilizadores de uma *DC smart microgrid* terão a capacidade de gerar, armazenar, controlar e gerir parte da energia por eles consumida. De acordo com o conceito de SMG, a bidirecionalidade de informação e de energia entre todos os seus elementos constituintes é uma obrigatoriedade e, perante este cenário de mudança e inovação, terá de ser a rede elétrica a se adaptar. A distribuição deixará de ser efetuada, única e exclusivamente,

desde as estações até aos locais de consumo, podendo agora ocorrer no sentido contrário. De acordo com a situação momentânea do mercado (produção/demanda e custo) e com as necessidades energéticas dos consumidores, a rede terá de adotar um comportamento ativo, abandonando a forma passiva que apresenta nos dias de hoje no momento da distribuição e do transporte de energia [19],[24].

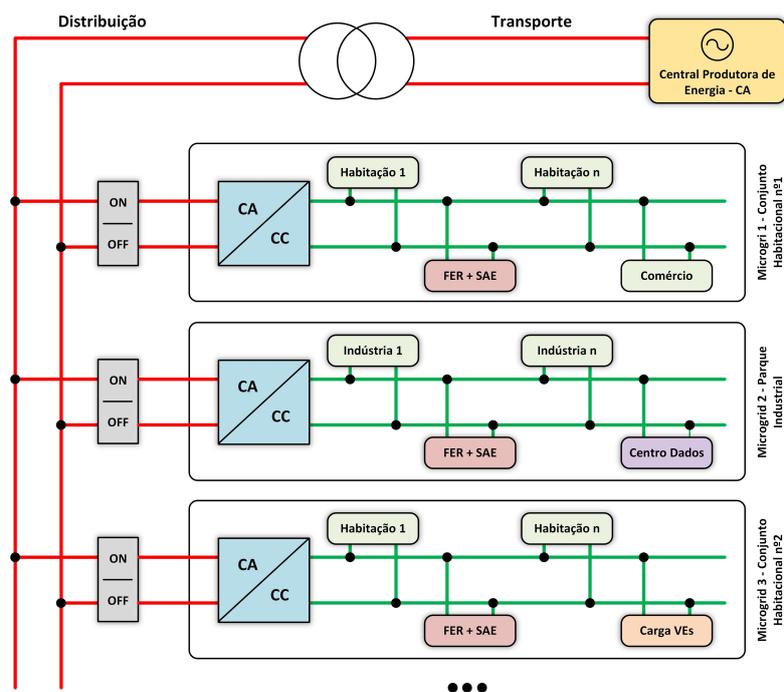


Figura 2.1: Estrutura e conexão de uma *microgrid* com a rede elétrica CA.

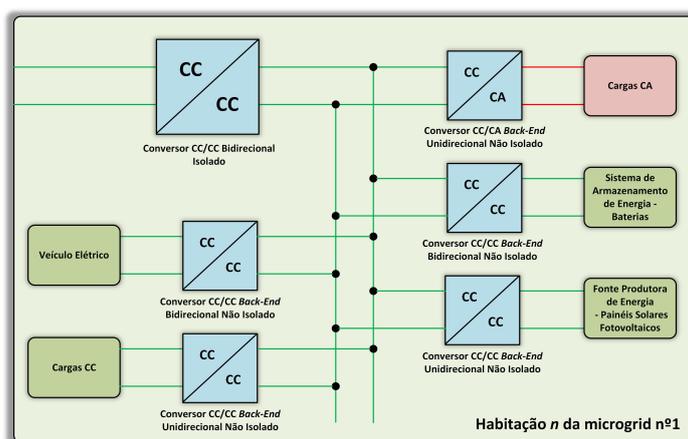


Figura 2.2: Possível estrutura de um conversor de EP a empregar numa habitação de uma *microgrid*.

O protótipo elaborado nesta Dissertação de Mestrado é focado nos sistemas de produção e

armazenamento de energia para autoconsumo, isto é, será desenvolvido um sistema de baixa potência com quatro modos de operação distintos, capaz de ser empregue numa habitação ou numa pequena empresa. Será, obrigatoriamente, constituído por três conversores de potência: um conversor CC/CC bidirecional isolado, responsável pela regulação do valor de tensão no barramento partilhado e pela criação de isolamento galvânico no sistema, e dois conversores CC *back-end* para interface com um módulo solar fotovoltaico (fluxo de energia unidirecional) e com um conjunto de baterias (fluxo de energia bidirecional). Adicionalmente, e como será de esperar, a construção deste protótipo é assente sobre a ideologia de uma *DC smart microgrid*, o que, só por si, acarreta a existência de cuidados ao longo do seu design e implementação. De modo a que a performance global do sistema seja a mais elevada possível é vital:

- Prolongar o tempo de vida dos elementos de armazenamento. Em sistemas com elevada penetração de fontes intermitentes de ER, é imperioso que o *State of Charge* (SOC) das baterias seja mantido entre um limite superior e inferior [26];
- Obter elevados valores de eficiência energética, mantendo as características inerentes a uma SG: fiabilidade, estabilidade, escalabilidade, robustez e segurança [31];
- Monitorizar todos os parâmetros do sistema em tempo real com recurso a sensores, atuando de forma imediata em caso de falha;
- Munir o sistema de controlo com precisão extrema, segurança e sem qualquer tipo de falhas. Cada um dos conversores deverá ser controlado de forma independente, evitando assim a sobreposição de processos no DSP [25];
- Manter constante o valor da tensão nos diversos barramentos CC. Caso este valor se altere, todo o sistema poderá ser comprometido e apresentar diversas anomalias irreparáveis. É capital garantir a correta operação do protótipo;
- Dotar as redes e os seus estágios de conversão com sistemas de proteção adequados. Como em qualquer sistema de EP, é essencial que seja garantida a segurança de pessoas e do próprio equipamento;
- Respeitar a característica fundamental de qualquer SG: comunicação e transferência de energia entre todos os seus elementos constituintes. O fluxo bidirecional é uma obrigatoriedade e será elaborado de acordo com o mercado e com as necessidades energética dos consumidores [28];
- Extrair a máxima potência dos sistemas de produção de energia com recurso a fontes renováveis através de técnicas de controlo MPPT, independentemente das condições climáticas [19].

## 2.3 Tecnologia Solar Fotovoltaica

O setor energético em Portugal tem sofrido diversas transformações relativas aos processos de produção, transporte e distribuição de energia. Até à liberalização deste setor, os preços praticados pelo mercado eram da inteira responsabilidade de uma única entidade, detentora de todo o monopólio referente ao setor. Todavia, hoje em dia, é inclusive permitido escolher o tarifário que melhor se adequa às rotinas energéticas de cada um, reduzindo o valor a pagar à entidade reguladora pelo consumo efetuado. Com o avançar dos tempos, é de esperar que a adoção de sistemas de geração para autoconsumo seja uma inevitabilidade, reduzindo custos para o consumidor e para a entidade reguladora.

Contudo, o grande problema reside nos métodos de produção de energia. Como referido no primeiro capítulo desta Dissertação de Mestrado, algumas das atividades de produção energética, através da queima de combustíveis fósseis, ainda provocam um grande impacto a nível ambiental. Desde o final do último século que a temática das alterações climáticas tem vindo a ser discutida em conferências e cimeiras ambientais, representando um motivo de preocupação generalizado a nível mundial. A título de exemplo, a esmagadora maioria dos países industrializados tem-se comprometido a reduzir a emissão de gases com efeito de estufa através de documentos juridicamente vinculativos, como é o caso do Protocolo de Quioto (1997) [36] e do Acordo de Paris (2015) [37].

Deste modo, é necessário adotar uma estratégia que integre políticas energéticas e ambientais, atingindo um ponto de equilíbrio entre três fatores considerados fundamentais: adoção de planos de desenvolvimento sustentável, viabilidade económica e condicionantes climáticas inerentes a estas técnicas de produção de energia. Diversas medidas têm vindo a ser tomadas em conta, como é o caso da melhoria da eficiência energética em sistemas eletrónicos e da procura por alternativas consideradas limpas, aproveitando ao máximo o potencial das fontes de ER. A descarbonização do planeta é um objetivo concreto e com metas definidas, esperando-se que no ano de 2050 Portugal seja capaz de atingir tal meta [10].

Para além do intrínseco compromisso ambiental, o investimento nesta área tecnológica deve ser tomado como uma prioridade. Uma vez que os valores de rendimento e eficiência de muitos destes sistemas ainda são considerados reduzidos, é de esperar a existência de enormes possibilidades de investimento e de adoção de tecnologias emergentes. De forma consequente, será possível assistir ao crescimento económico de alguns países e ao aumento da competitividade empresarial e do número de postos de trabalho qualificados.

Sob este ponto de vista, a tecnologia solar fotovoltaica tem recebido especial atenção da comunidade científica nos últimos anos. Um vez que o rendimento máximo de uma célula solar fotovoltaica composta

por silício é de somente 18%, novos materiais condutores têm vindo a ser adoptados na sua génese [38] e diferentes algoritmos de controlo para extração da máxima potência de um painel começam a ser implementados [39]. Deste modo, espera-se uma grande perspectiva de futura para esta tecnologia, tomando lugar de destaque nas fontes de produção energética. As possibilidades de investigação e desenvolvimento acabam por ser bastante elevadas, possibilitando o crescimento económico de um país ou de uma instituição.

Sob outro ponto de vista, é possível associar a riqueza de um país com o seu grau de desenvolvimento. Contudo, são as suas políticas energéticas que definem uma maior ou menor aposta em energias consideradas limpas. Com base em dados fornecidos pela IRENA, na Figura 2.3 é apresentado o *ranking* de países referente à capacidade instalada de energia solar fotovoltaica no ano de 2018. É possível observar que algumas das grandes potências mundiais, tendo em conta a sua população, ainda apresentam números bastante reduzidos para este parâmetro, comprovando as reduzidas políticas ambientais adotadas pelos seus governantes. Contudo, a China ocupa lugar de destaque neste *ranking*, uma vez que a sua potência solar fotovoltaica instalada é semelhante à soma da capacidade dos 4 países imediatamente abaixo de si (Japão, EUA, Alemanha e Índia). De referir ainda que Portugal ocupa a posição número 36 desta classificação, indicadora do tamanho do país e da maior aposta noutro tipo de fontes renováveis, como é o caso da eólica e da hídrica.

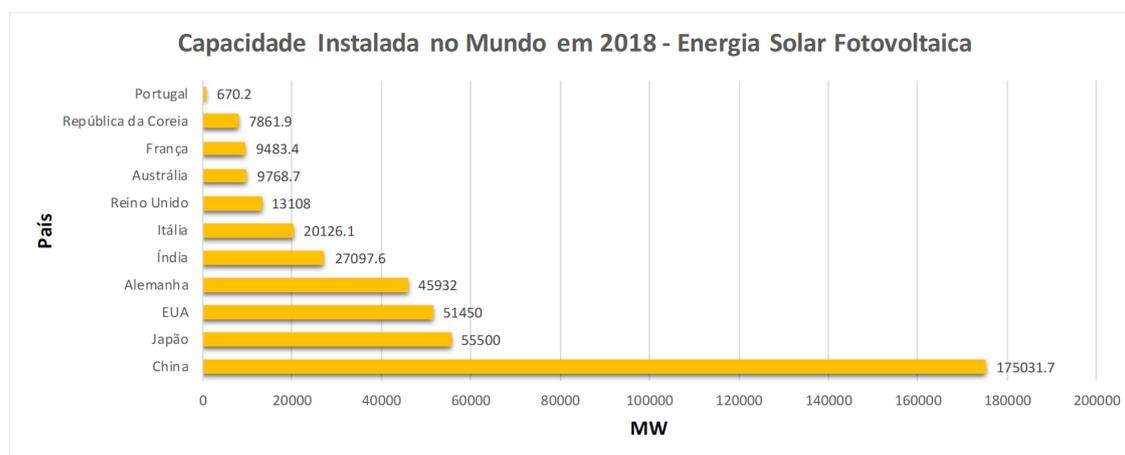


Figura 2.3: *Ranking* referente à capacidade instalada no mundo em 2018 - energia solar fotovoltaica.

### 2.3.1 Contexto Energético Renovável em Portugal e no Mundo

Na última década, as mudanças nos sistemas biológicos e físicos da Terra já começam a ser bem visíveis. As alterações climáticas não são um assunto considerado novo para a grande maioria da

população, contudo, para que um ponto de não retorno não seja atingido, é fundamental tomar medidas para combater as alterações por elas provocadas na harmonia do planeta [2]. Deste modo, as já referenciadas ERs terão um papel predominante na manobra energética a ser implementada nas próximas décadas. Os sistemas de produção renovável, para além de providenciarem um serviço de geração sem emissão de gases poluentes e de efeito de estufa, são capazes de ajudar a melhorar a fiabilidade energética a nível mundial e garantir o desenvolvimento sustentável de regiões desertas e montanhosas, resolvendo problemas relacionados com o fornecimento e distribuição de energia até estes locais mais remotos [40].

Em Portugal, o incentivo à produção de energia com recurso a fontes renováveis começou no ano de 1988 através da publicação do decreto lei número 189/88. Após a crise petrolífera da década de 80, Portugal começou a olhar para o mercado energético com outra perspetiva, aproveitando-se das excelentes condições climáticas e geológicas que o país possui [41]. Todavia, a nível mundial, a geração de energia com recurso a fontes de ER começou a ser tida em conta com base no aumento populacional verificado nos últimos 100 anos, passível de ser visualizado na Figura 2.4.

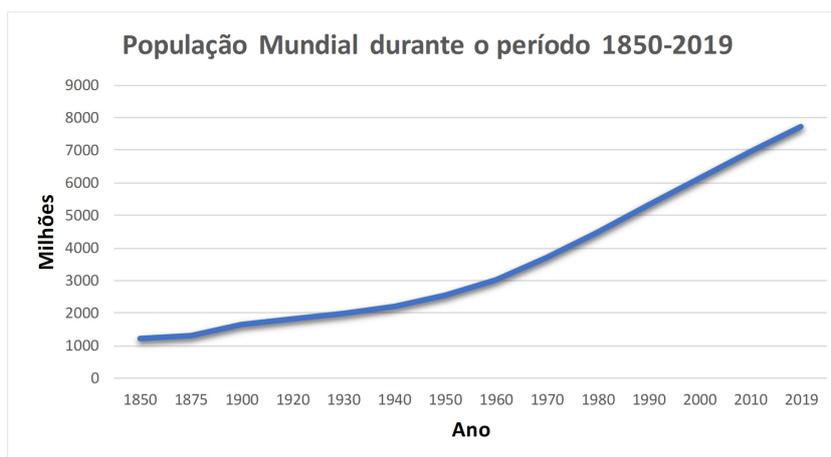


Figura 2.4: Evolução da população mundial nos últimos 170 anos.

O crescimento exponencial da população conduziu a registos de consumo energético considerados recorde, atingindo mesmo valores incombustíveis com a percentagem de combustíveis fósseis presentes no planeta. Neste sentido, a incorporação de fontes renováveis nos sistemas de produção de energia, apesar do elevado investimento que lhes estava associado, constituiu um quebra no regime existente até à data. Ao longo dos últimos anos, através da sensibilização da sociedade para com a temática das alterações climáticas, a inclusão das ERs nos sistemas de geração continuou a ganhar terreno face às alternativas fósseis. A título de exemplo, de acordo com as previsões efetuadas pela EIA (*U.S. Energy Information Administration*), será expectável que no ano de 2050 as renováveis sejam representativas de cerca de 31% da totalidade energética produzida pelos Estados Unidos, um país que por norma não é

tomado como exemplo para a comunidade ambiental [42]. Nos dias correntes, a parcela renovável ainda é considerada ligeiramente reduzida a nível global, estando imposta a necessidade de continuar a investir nesta área, investigando possíveis melhorias que aumentem a sua eficiência e diminuam os seus custos.

Um dado adquirido é que Portugal não terá uma estratégia diferente dos demais países mundiais. Mesmo que a assinatura do decreto lei nº 153/2014 [43] tenha sido responsável pela redução dos incentivos governamentais à aposta em sistemas de autoconsumo (baixou o preço de venda da energia à rede elétrica de 30 para 4 cêntimos por kW/h), o país tem metas ambientais a cumprir e até é de esperar a existência de investimento em instalações produtoras de energia, como é o caso da instalação de novas barragens: Baixo Sabor, Ribeiradio Ermida, Foz Tua, Fridão, Gouvães, Alto Tâmega e Daivões [44].

Tabela 2.1: Produção de energia elétrica em alguns países da UE.

	Produção de energia elétrica em países da UE					
	2005			2017		
	Total (TWh)	FER (TWh)	%FER	Total (TWh)	FER (TWh)	%FER
Suécia	159	80,9	50,9%	141,3	93,1	65,9%
Áustria	63,1	39,9	63,2%	77,9	50,9	65,3%
Dinamarca	36,8	9,5	25,8%	35	21,5	61,4%
Portugal	53,9	15,3	28,4%	56,7	22,5	39,7%
Alemanha	612,1	61,8	10,1%	602,5	218,3	36,2%
Finlândia	70,5	22,9	32,5%	87,9	31,2	35,5%
Itália	293,6	44,1	15,0%	332,9	104,5	31,4%
Espanha	291,5	49,4	16,9%	284	88,2	31,1%
Irlanda	25,7	1,9	7,4%	30,2	8,9	29,5%
Reino Unido	396,6	15	3,8%	350,7	98,9	28,2%
Grécia	59,2	5,9	10,0%	65,1	13,8	21,2%
França	570,6	56,7	9,9%	514	101,5	19,7%
Bélgica	93,3	2,1	2,3%	92,2	15,6	16,9%
Holanda	100,2	7,5	7,5%	120,1	17,3	14,4%

Como se pode observar na Tabela 2.1, foram levantados dados referentes à produção de energia elétrica por alguns países europeus, comparando de seguida a percentagem de ER produzida nos anos de 2005 e de 2017 [23]. No espaço de 12 anos, são notórias as mudanças efetuadas por a grande maioria destes países quanto à inclusão de fontes de ER nos seus sistemas eletroprodutores, reflexo da contínua aposta na área renovável. De referir que no ano de 2017 Portugal foi o quarto país da zona Euro com

maior incorporação de renováveis na geração de energia elétrica (39,7%, não considerando os sistemas de bombagem, o que elevaria este valor para perto dos 45%). A evolução da inclusão das ERs no sistema energético português está representada na Figura 2.5 e na Figura 2.6 [23].

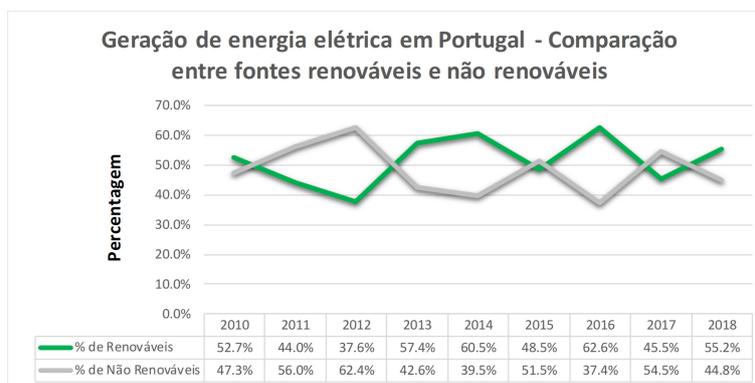


Figura 2.5: Geração de energia elétrica em Portugal - fontes renováveis e não renováveis.

Através da análise deste último gráfico, é possível concluir que no período compreendido entre 2010 e 2018, apenas em 4 anos a percentagem de energia gerada não renovável foi superior à renovável (2011, 2012, 2015 e 2017). Contudo, Portugal continua a ser um país energeticamente dependente do estrangeiro, levando a EDP a afirmar que é fundamental "diminuir as dependências de Portugal em matéria energética e garantir a autonomia", elevando o aproveitamento das capacidade do país e diminuindo as emissões de dióxido de carbono para a atmosfera [45].

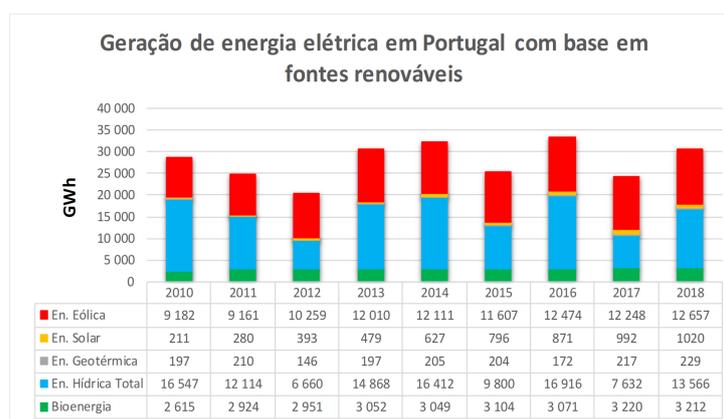


Figura 2.6: Geração de energia elétrica em Portugal - fontes renováveis.

Na Figura 2.6 são apresentados os valores energéticos produzidos por cada fonte renovável em Portugal desde o ano de 2010. Como será de esperar, a grande hídrica e a eólica representam quase na totalidade a percentagem gerada com recurso a fontes de ER, todavia, é possível observar um pequeno aumento na

contribuição fornecida pela energia solar fotovoltaica. Mas, se por um lado a totalidade da geração com base em fontes renováveis toma um perfil inconstante, a capacidade instalada já apresenta uma estrutura acumulativa. Como se pode ver na Figura 2.7, ao longo deste período, a potência instalada em Portugal e no mundo será cada vez maior, respeitando uma tendência praticamente exponencial. A única diferença entre estes dois gráficos reside na componente solar, muito mais representativa em 2.7 (b) quando em comparação com a instalada no nosso país.

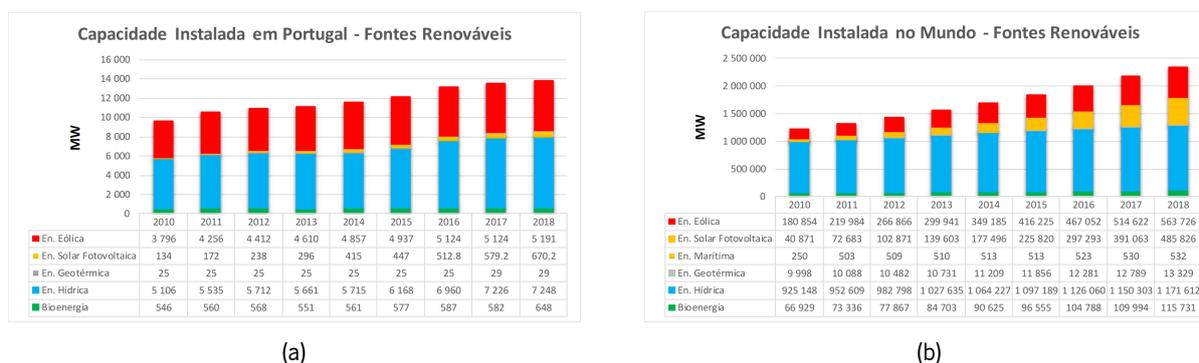


Figura 2.7: Comparação entre a capacidade instalada em Portugal e no mundo: (a) em Portugal; (b) em todo o mundo.

Como referido na introdução da secção 2.3, a componente solar tem vindo a despertar motivo de interesse dos países mais desenvolvidos no mundo. A Alemanha, conhecida como uma das grandes precursoras na temática da ER, lançou no ano de 1998 um programa denominado por “100 000 Roofs Plan”. O seu objetivo primordial passava pela obtenção da marca dos 300 MW de energia instalada no país com recurso à tecnologia fotovoltaica instalada nos telhados dos seus habitantes e, segundo estatísticas referentes ao ano de 2016, cerca de 0,9% das famílias alemãs já eram detentoras de sistemas de geração para autoconsumo, uma ideologia que só nos tempos recentes tem ganho prospeção de mercado em Portugal [16].

Os valores médios de radiação solar e do número de horas de sol que um país dispõe ao longo do ano são fatores a ter em conta quando se pretende reforçar a aposta na tecnologia solar fotovoltaica. O mapa presente na Figura 2.8 é referente ao PPP (*Photovoltaic Power Potential*) da Europa, um parâmetro que estima, numa média anual ou diária, quantos kWh de eletricidade conseguem ser produzidos através de um sistema solar fotovoltaico de 1 kWp conectado à rede elétrica. De referir ainda que os painéis considerados na determinação deste parâmetro são fabricados com silício cristalino e montados numa posição fixa em direção ao equador com inclinação ideal. Com base na análise deste mapa é possível observar que o sul da Europa apresenta elevados valores de PPP, ou seja, condições ideais para a produção de energia com

recurso à tecnologia fotovoltaica. É este indicador que sustenta todas as afirmações referentes ao potencial e ao crescimento dos sistemas solares fotovoltaicos em Portugal, um país que em média dispõe de 2200 a 3000 horas anuais de Sol no continente.

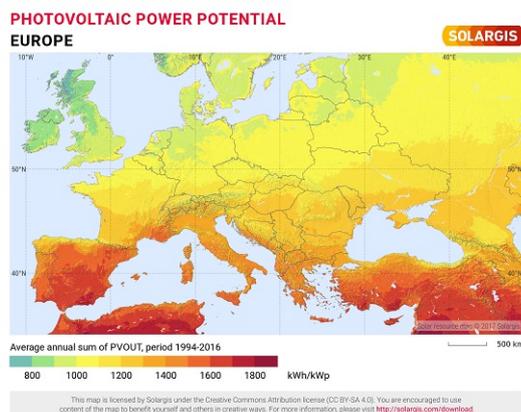


Figura 2.8: Níveis de radiação solar na Europa para produção de energia solar fotovoltaica.

O GHI (*Global Horizontal Irradiance*) é outro parâmetro adotado pela Solargis, a entidade que permite a utilização livre destes mapas. Este, é utilizado no cálculo do rendimento energético e na avaliação de desempenho das tecnologias fotovoltaicas planas, sendo considerado o parâmetro mais importante na apreciação global deste tipo de aplicações.

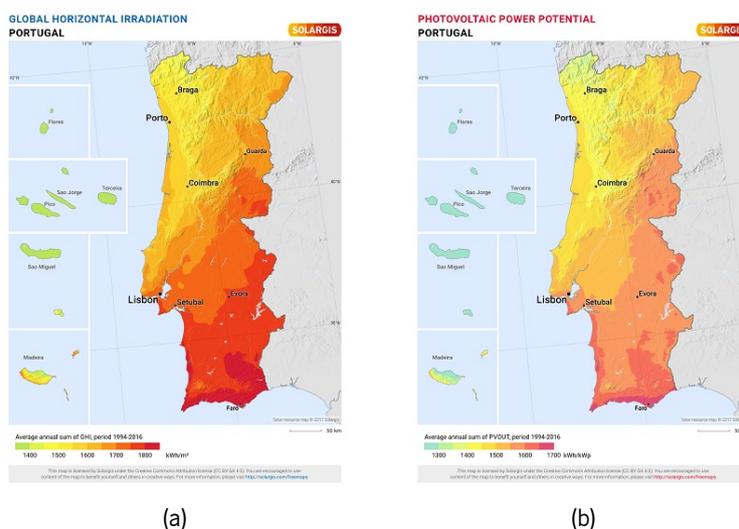


Figura 2.9: Radiação solar em Portugal continental: (a) GHI; (b) PPP.

Sob um panorama mais detalhado, na Figura 2.9 são apresentados os mapas referentes à GHI e

ao PPP de Portugal, demonstradores dos elevados valores de radiação solar que atingem o sul do país. Por este mesmo motivo, a produção solar fotovoltaica em Portugal tem mais foco na zona do Alentejo e do Algarve, regiões de cariz ótimo para este tipo de aplicações. Na Figura 2.10 é possível consultar os dados de produção fotovoltaica divididos pelas regiões portuguesas, um gráfico que acaba por confirmar a importância da zona sul na manobra energética do país sob o ponto de vista solar. Estes dados fornecidos pela DGEG em [23], são bastante concisos e, acima de tudo, conclusivos quanto ao papel de destaque conquistado pelos sistemas solares fotovoltaicos ao longo dos últimos anos, uma tendência que se irá manter e que, em parte, justifica a inclusão desta temática na presente Dissertação de Mestrado.

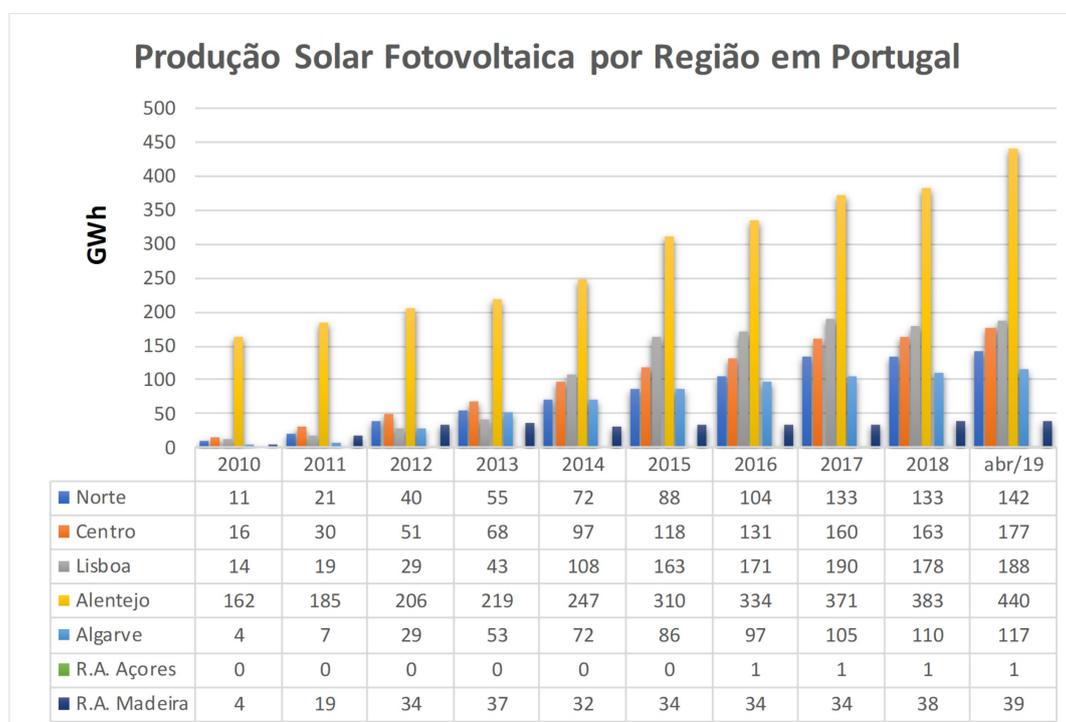


Figura 2.10: Produção de energia solar fotovoltaica por região em Portugal.

Por fim, são apresentados em 2.11 os gráficos referentes à produção de eletricidade e à capacidade solar fotovoltaica instalada em Portugal. Mais uma vez, é comprovado o crescimento exponencial desta tecnologia, facto que não acontece somente em Portugal mas um pouco por todo o mundo. De acordo com a esperada proliferação das *DC microgrids*, o número de painéis solares fotovoltaicos instalados em sistemas de produção para autoconsumo será cada vez maior, dando seguimento à tendência verificada nestas figuras.



Figura 2.11: Comparação entre a geração de energia solar fotovoltaica em Portugal e a correspondente capacidade instalada: (a) geração de eletricidade; (b) capacidade Instalada.

### 2.3.2 Células Solares Fotovoltaicas

As células solares fotovoltaicas são o elemento responsável por converter a radiação solar em energia elétrica. Contudo, os valores de energia por elas produzido é bastante reduzido, sendo imposta a necessidade de as associar em série e/ou paralelo (por norma em conjuntos de 60 ou 72) de modo a aumentar os valores de tensão e/ou corrente na sua saída. A agregação de várias células constitui um módulo solar fotovoltaico que, também quando associados entre si, dão origem a um painel fotovoltaico [46]. Se por um lado as células apresentam uma estrutura quebradiça e muito frágil, o mesmo não acontece com um painel. Este apresenta maior robustez face a condições atmosféricas desfavoráveis e protege as células da água, evitando deste modo a corrosão dos contactos elétricos e a existência de curto-circuitos. Segundo a EDP, o tempo de vida estimado para um sistema solar fotovoltaico é de 25 anos, tempo suficiente para recuperar o investimento efetuado no equipamento [47].

O efeito fotoelétrico é o fenómeno físico responsável pela conversão da radiação solar em energia elétrica. Denominados por fotões, as partículas mediadoras da força eletromagnética, ou seja, os transportadores de energia proveniente da radiação solar, no momento da sua incidência sobre a face de um painel, serão absorvidos pelas células solares fotovoltaicas.

De modo a que seja gerada uma tensão contínua, um material condutor terá de existir na génese da manufatura de cada uma das células: silício. Este elemento químico pertence à família do carbono e possui uma estrutura cristalina que integra arenitos, argila e granito. As células fotovoltaicas são constituídas por dois tipos de semicondutores: um do tipo P e um do tipo N que, quando conectados, criam uma junção do tipo P-N. Durante o processo fotovoltaico, isto é, aquando da colisão de um fotão carregado com as células de um painel, cada uma destas partículas irá transferir a sua energia para os eletrões presentes

nos átomos de silício, provocando a sua estimulação e deslocação da camada N para a camada P. São as propriedades isolantes do silício que mantêm este desequilíbrio e movimentação constante de partículas, gerando uma diferença de potencial entre estes terminais e, de forma consequente, uma corrente elétrica contínua [48],[49]. Na Figura 2.12 é apresentado um exemplo de um módulo solar fotovoltaico, sendo possível observar em detalhe as células que o constituem.

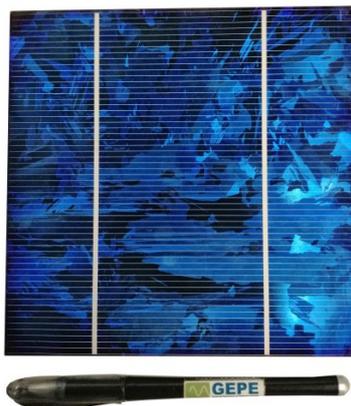


Figura 2.12: Exemplo de um módulo solar fotovoltaico.

Comummente, a interface entre os painéis solares fotovoltaicos e a rede elétrica é efetuada por um conversor *CC/CC back-end* e por um outro do tipo *CA/CC*, responsável pelo sincronismo com a rede e pela inversão da corrente gerada pelas células [50],[51]. Todavia, tendo em conta o paradigma de futuro que se pretende implementar na rede elétrica, alterando as habituais noções de produção, consumo e distribuição, a presença do inversor poderá ser dispensada do sistema. Com a crescente popularidade das *DC microgrids*, a energia produzida pelos painéis poderá ser injetada diretamente na rede *CC* ou armazenada em baterias para uso posterior nos horários de maior consumo energético.

### **Modelo Elétrico de uma Célula Solar Fotovoltaica**

A geração de energia com recurso à tecnologia solar fotovoltaica apresenta duas grandes vantagens quando em comparação com outras técnicas de produção que utilizam o Sol como recurso energético. Para além da manufatura dos painéis ser realizada em grande escala, é também considerada modular, característica muito importante para que o rendimento dos mesmos não baixe drasticamente em momentos de anomalia ou de condições adversas ao seu funcionamento. Perceber o seu comportamento elétrico face a determinadas condicionantes é de importância vital para que certas medidas possam ser estudadas e implementadas com o objetivo de aumentar a eficiência global do módulo. Deste modo, é apresentado na Figura 2.13 o modelo elétrico equivalente de uma célula solar fotovoltaica, considerada o elemento base

dos painéis.

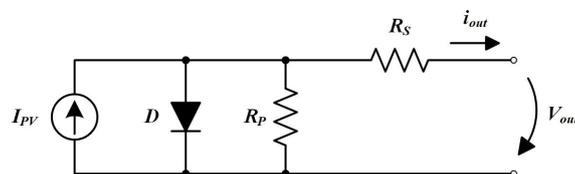


Figura 2.13: Modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica.

Aqui, a resistência  $R_P$  é representativa das não idealidades existentes nas junções P-N de cada uma das células. Por outro lado, o valor de  $R_S$  é determinado pela resistência dos materiais semicondutores da célula e pelas perdas associadas às ligações elétricas do painel [52].

Como referido, uma célula solar fotovoltaica é capaz de gerar uma corrente contínua através de um fenómeno físico denominado por efeito fotoelétrico. Contudo, de modo a que valores consideráveis de potências possam ser extraídos, é necessário associar diversas células em série e/ou paralelo, sendo esta a única maneira possível de obter uma equação fidedigna da curva característica I-V do painel. Analisando o modelo equivalente acima demonstrado, facilmente se obtém a seguinte expressão para a corrente de saída de uma célula fotovoltaica:

$$I = I_{PV} - I_D - I_{R_P} \quad (2.1)$$

No entanto, através da análise de literatura adequada ([48],[53]), é possível obter expressões muito fidedignas para as correntes que atravessam o diodo  $D$  e a resistência  $R_P$ , presentes na equação 2.2 e 2.3 de forma respetiva.

$$I_D = I_{sat} \left( e^{\frac{V + R_S \cdot I}{V_t \cdot a}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

$$I_{R_P} = \frac{V + R_S \cdot I}{R_P} \quad (2.3)$$

No caso do diodo  $D$ , de modo a que seja obtido um modelo muito próximo da realidade do painel, terá de ser tomada em consideração a sua corrente máxima de saturação ( $I_{sat}$ ), a sua constante de idealidade  $a$  e a tensão térmica do *array* fotovoltaico com  $N$  células conectadas em série ( $V_t$ ), parâmetro que também irá influenciar o valor da corrente que atravessa  $R_P$ . De referir ainda que  $V$  é a tensão de saída do painel. Por fim, é apresentada em 2.4 a equação referente à corrente de saída de uma célula, resultado da subtração das duas equações acima descritas à corrente gerada pelo painel,  $I_{PV}$  [52],[53].

$$I = I_{PV} - I_{sat} \left( e^{\frac{V + R_S \cdot I}{V_t \cdot a}} - 1 \right) - \frac{V + R_S \cdot I}{R_P} \quad (2.4)$$

### 2.3.3 Algoritmos de Controlo MPPT

Os algoritmos de MPPT, como o próprio nome indica, são vulgarmente utilizados em aplicações onde é necessário extrair a máxima potência instantânea de um determinado elemento produtor de energia, independentemente das suas condições de operação. Tal situação é recorrente em sistemas de geração de energia com recurso a fontes renováveis, onde a energia produzida será sempre dependente das condições climatéricas, como é o caso de painéis solares fotovoltaicos e de turbinas eólicas [54].

No caso dos painéis solares fotovoltaicos, a geração de energia será efetuada de acordo com a radiação solar incidente sobre o painel, motivo pelo qual, ao longo de um dia, os valores de produção são considerados intermitentes. Além do mais, a eficiência desta tecnologia ainda não é considerada elevada e o seu rendimento é diretamente afetado com a temperatura ambiente e com possíveis situações de sujidade e de sombra parcial na face do painel [39],[52],[55],[56]. Para compensar o seu (ainda) baixo rendimento, é fundamental que a potência extraída dos painéis seja a máxima, mesmo nos momentos em que estas situações adversas possam ocorrer. Este valor será também dependente do tipo de conexão dos painéis (série ou paralelo), do número de painéis instalados e do material de fabrico das células [39],[53].

Contudo, a potência de saída de cada célula solar fotovoltaica é relativamente baixa. Conectando-as numa matriz, com ligações em paralelo e em série, um módulo será formado e os valores desejados de tensão e corrente poderão ser atingidos, gerando-se de forma posterior as suas curvas características nos gráficos potência-tensão (P-V) e corrente-tensão (I-V), tal como mostrado na Figura 2.14 (a) e na Figura 2.14 (b), de forma respetiva.

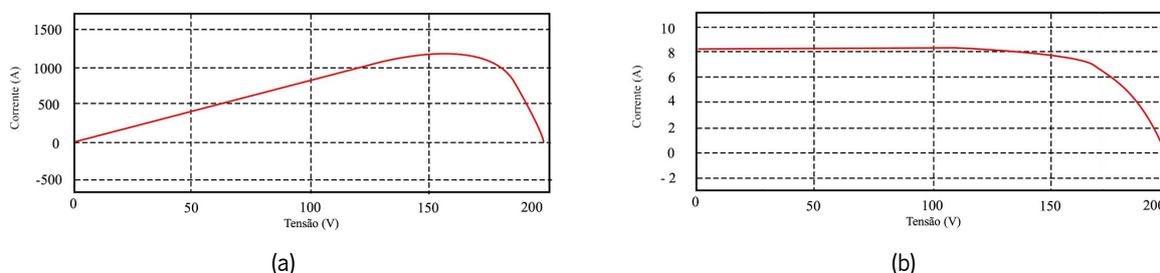


Figura 2.14: Exemplo prático das curvas características de um painel solar fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V.

Através da análise destes gráficos, é necessário tomar em consideração alguns dos pontos das suas curvas características:

- $I_{SC}$ , Corrente de curto-circuito - momento onde a curva I-V atinge o eixo da corrente. Corrente máxima que será extraída de um painel no momento em que a sua tensão é nula e os terminais positivo e negativo são curto-circuitados;
- $V_{OC}$ , Tensão de circuito aberto - momento em que a curva I-V atinge o eixo da tensão. Situação equiparável à operação noturna desta tecnologia, onde o painel não se encontra a produzir energia e a corrente extraída é nula.
- $MPP$ , Ponto de Máxima Potência - momento em que a curva I-V tem as coordenadas ( $V_{MPP}$ ,  $I_{MPP}$ ). Neste ponto, a potência máxima é extraída do painel e é calculada com base na seguinte equação:

$$P_{max} = V_{MPP} \times I_{MPP} \quad (2.5)$$

onde,  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  são os valores nominais de tensão e corrente do painel solar fotovoltaico.

Consoante as condições de operação, é de esperar que o ponto de funcionamento do módulo solar seja flutuante, uma vez que, este não opera de forma contínua nos seus valores nominais. Um algoritmo de MPPT irá procurar de forma constante o ponto máximo de operação e colocar o conversor CC/CC a operar neste mesmo ponto, correspondente ao joelho da curva P-V [39],[53],[57].

Diversos algoritmos de MPPT podem ser implementados neste tipo de sistemas, onde se destacam os seguintes: perturbação e observação (PO), condutância incremental [54], tensão constante, corrente constante [39] e lógica *fuzzy* baseada no algoritmo de perturbação e observação [50]. Contudo, existem muitos mais algoritmos e variações dos mesmos. Em [39] são apresentados 26 técnicas distintas e, de acordo com a facilidade de implementação do software, com o rendimento obtido pelo conversor e com a precisão do controlo, será escolhido um determinado algoritmo de MPPT para a aplicação em questão. Todavia, a técnica empregue com maior frequência é a PO, uma vez que, a sua implementação num sistema de controlo não oferece grande dificuldade ao programador e os resultados por si obtidos são extremamente satisfatórios [53],[57].

Nos últimos anos, em resposta ao crescimento exponencial do número de sistemas de produção de energia com base em fontes renováveis empregues em sistemas de geração para autoconsumo num contexto de *microgrid*, a otimização de algoritmos tem vindo a ser estudada e implementada em conversores CC/CC para interface com módulos solares fotovoltaicos [57]. Aplicados num contexto residencial, estes

novos algoritmos têm a premissa de aumentar o rendimento do sistema na ocorrência do fenômeno de efeito sombra e de acordo com variações de temperatura [55],[56].

### Perturbação e Observação

Com o objetivo de extrair a máxima potência de um sistema de geração de energia com base em fontes renováveis, este algoritmo de controle é o que será mais frequentemente empregue nos respectivos conversores CC/CC não isolados. O método PO é facilmente empregue neste tipo de aplicações dado que é considerado um processo iterativo na busca pelo ponto máximo de MPP, correspondente ao joelho da curva característica P-V [39].

A aplicação deste algoritmo é periódica, uma vez que, durante um ciclo da frequência da amostragem, é realizada a aquisição dos valores de tensão ( $v_{PV}$ ) e corrente ( $i_{PV}$ ) do módulo solar fotovoltaico com recurso a sensores e, de forma posterior, calculado o valor da sua potência instantânea  $p_{PV}$ . A tensão de operação  $V$  é perturbada de forma a que seja observada a variação da potência  $dP/dV$ , deduzindo deste modo a direção a fornecer à tensão de referência  $V_{ref}$ . Em relação à iteração anterior, caso a tensão varie e a potência aumente, o sistema de controle muda o ponto de operação ( $DC_{PV}$ ) nessa mesma direção com o objetivo de atingir o ponto MPP. Por outro lado, se a potência diminuir no momento de variação de  $V$ , o ponto ( $DC_{PV}$ ) foi afastado do MPP, devendo neste instante ver revertida a sua direção [52],[53].

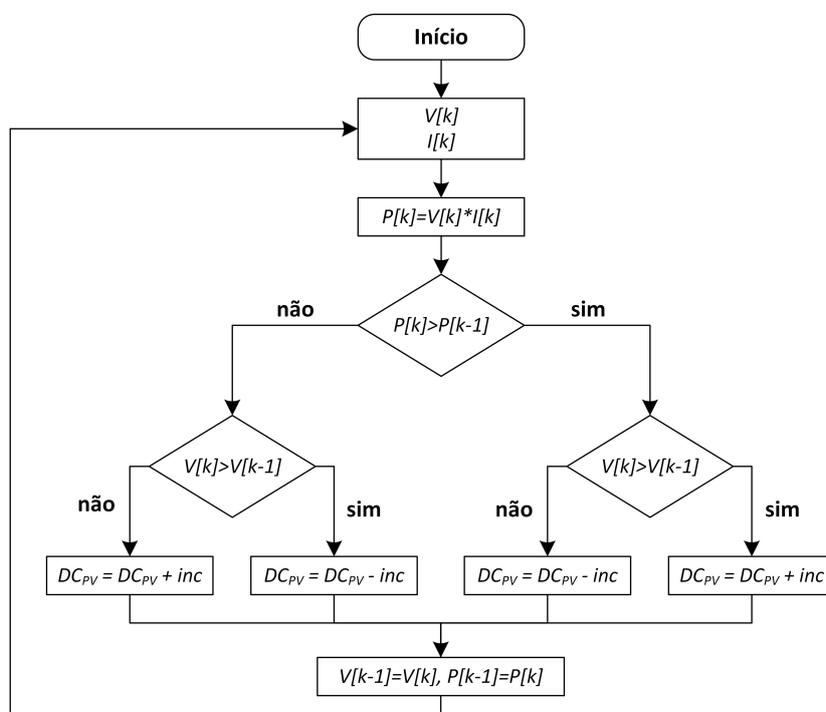


Figura 2.15: Fluxograma do algoritmo de controle MPPT perturbação e observação.

Na Figura 2.15 é apresentado o fluxograma respeitante a este algoritmo de controlo MPPT. Como se pode observar, após o incremento ou decremento do ponto  $DC_{PV}$ , o valor atual de  $v_{PV}$  e de  $i_{PV}$  será atribuído às variáveis referentes ao seu estado anterior, repetindo-se todo o processo. Uma desvantagem clara deste algoritmo é a oscilação do valor da tensão em torno do ponto de MPP, nunca tomando um valor fixo. Deste modo, as perdas no sistema serão constantes e dependentes do incremento aplicado a  $DC_{PV}$ : quanto maior o seu valor, maior será a oscilação e as consequentes perdas. Contudo, a grande desvantagem desta técnica de controlo será a alteração ocasional do ponto de MPP na ocorrência de uma alteração climática repentina, como é o caso de uma nuvem a bloquear a radiação solar. Por este mesmo motivo, será apropriado mais uma vez que o valor do incremento seja reduzido, fornecendo ao módulo solar fotovoltaico uma excelente resposta transitória e em regime permanente [53].

Nos últimos anos, de acordo com a crescente empregabilidade de sistemas de produção de energia para autoconsumo em habitações, esta temática tem vindo a receber uma grande atenção por parte de investigadores e empresas do ramo renovável. Com o objetivo de colmatar as falhas inerentes ao algoritmo PO, novas técnicas de controlo nele baseadas têm vindo a ser desenvolvidas e testadas para fins comerciais. Por um lado, estes algoritmos são capazes de reduzir as perdas provocadas pela oscilação em torno do ponto MPP, contudo, dependendo da qualidade do sistema de controlo, tornam mais lenta a resposta a variações nas condições atmosféricas e podem inclusive diminuir a eficiência do módulo em dias nebulosos [55]. Através da implementação de pequenas alterações no algoritmo PO convencional, alguns exemplos são denominados por *hill climbing method*, *beta method*, *variable step size incremental resistance method*, *estimated perturb-perturb method*, *three point weight comparison method* [39] e *drift-free modified P&O* [58]. Em [57] são também apresentados algoritmos baseados no método clássico PO, contudo as alterações são baseadas na inclusão de uma perturbação adaptativa e de um controlo proporcional-integral (PI).

#### **2.3.4 Condições de Operação de um Painel Solar Fotovoltaico**

Ao longo dos últimos anos foram efetuados diversos estudos científicos com vista a aumentar a eficiência de uma célula solar fotovoltaica. Se é certo que irão existir sempre perdas, também é certo que podem ser tomadas medidas para tirar o máximo partido desta tecnologia. Contornar as condições ambientais pode ser considerada uma tarefa complicada, mas em alguns casos tal poderá mesmo ser possível, como é exemplo prático a necessidade de baixar a temperatura dos painéis em dias mais quentes. Todavia, a potência obtida na saída destes últimos será também dependente das perdas existentes nos componentes complementares do sistema, isto é, as baterias, os conversores CC/CC e a estrutura metálica envolvente dos painéis [38],[59]. A cada instante, as condições de operação do painel fotovoltaico

estão sempre a mudar, daí a obrigatoriedade de dotar os estágios de conversão correspondentes com as técnicas de MPPT atrás explanadas. De acordo com as condicionantes ambientais e com as características intrínsecas à globalidade dos sistemas fotovoltaicos, as curvas características I-V e P-V do painel irão estar em constante alteração, oscilando a posição do ponto MPP a cada momento.

### Radiação incidente e Efeito Sombra

O nível de radiação solar incidente na face do painel é tomado como a condicionante mais significativa de todas. À medida que este parâmetro aumenta de valor, também a potência e a eficiência do módulo solar fotovoltaico irá aumentar [60], uma vez que, o número de fótons a atingir as células é superior. Deste modo, mais corrente poderá ser gerada pelo painel, alterando de forma acentuada a sua curva I-V [61]. Na Figura 2.16 pode ser observado o efeito provocado pela radiação solar na curva característica em questão, situação correspondente à orientação do módulo em relação ao Sol.

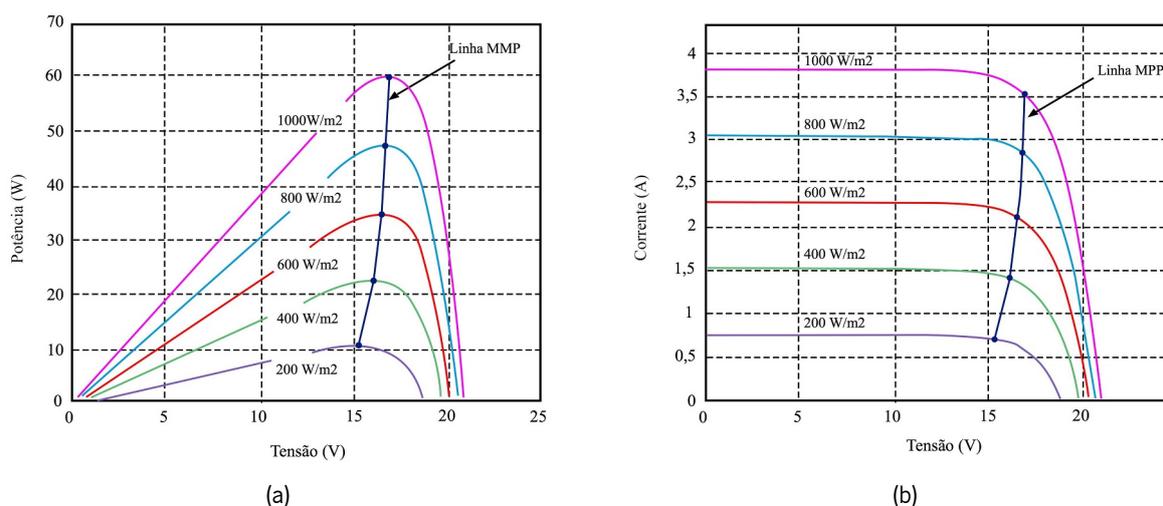


Figura 2.16: Influência da radiação solar nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V.

Através da análise da Figura 2.16, é possível verificar uma relação de linearidade entre a corrente produzida pelo módulo e o nível de radiação solar. Além do mais, facilmente se comprova que a corrente de curto-circuito terá uma alteração drástica no seu valor consoante os valores de radiação solar em jogo.

Como visto na Figuras 2.8 e na Figura 2.9, a radiação incidente no módulo irá flutuar de acordo com a posição geográfica do local, com a posição do Sol no céu num determinado momento e com as condições climáticas ao longo de um dia. Sob outro ponto de vista, a parcela que atinge que atinge um determinado painel pode ser classificada como direta, difusa e refletida. A fração mais representativa é a direta, contudo,

tanto a difusa como a refletida devem ser tomadas em consideração na análise de operação do sistema fotovoltaico [60].

O nível de radiação pode ainda ser afetado por um fenômeno denominado por Efeito Sombra. Este parâmetro, para além de comprometer os níveis de corrente produzidos por uma célula fotovoltaica, também irá trazer repercussões aos valores de potência produzidos pela totalidade do painel, uma vez que, por norma, as células de um módulo são conectadas em série [39]. As causas da existência de sombra podem ser as mais diversas possíveis, contudo as situações mais frequentes são justificadas pela presença de árvores ou edifícios mais altos nas redondezas de uma instalação. Alguns estudos têm vindo a ser realizados quanto a esta temática, tendo-se num deles comprovado que se somente 5-10% da área de um *array* fotovoltaico estivesse encoberta, a performance do mesmo iria cair em cerca de 80% [62]. Contudo, importa referir que a percentagem de perdas irá variar consoante o material semiconductor da célula e em concordância com o número de células atingidas pela sombra [60]. Na Figura 2.17 é demonstrado o efeito provocado pela sombra aquando da sua incidência sobre as células solares fotovoltaicas, alterando drasticamente o perfil das suas curvas características.

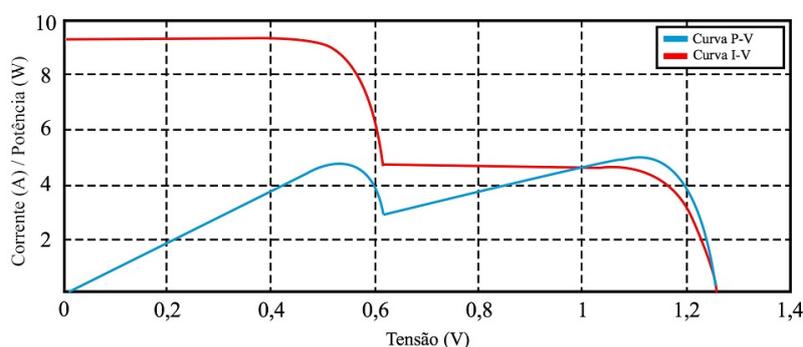


Figura 2.17: Influência do efeito sombra nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico.

## Manutenção

Se a sombra é, por vezes, um problema difícil de contrariar, mais fácil é não permitir o assentamento de poeiras na face dos painéis fotovoltaicos. Mais uma vez, a radiação solar será bloqueada, limitando assim a corrente de curto-circuito de cada uma das células [60],[61]. De tempo em tempo, é necessário realizar uma limpeza aos painéis, impedindo que a máxima potência extraída destes últimos não seja afetada pela existência de bactérias, fezes de pássaros, microfibras, fungos, etc. Diversas características físicas e ambientais contribuem de forma ativa na fixação de poeiras na face dos painéis, como é o caso da inclinação do mesmo, da direção e da velocidade do vento, da humidade, da chuva, do granizo e da temperatura ambiente. Estas mesmas características, apesar de não afetarem de forma direta a eficiência

de cada um dos módulos, irão contribuir para que os níveis de potência instantânea sejam mais reduzidos, levando ao desgaste e diminuição da fiabilidade do painel. Poderão ainda ser considerados os efeitos da corrosão, fissuras e descoloração de um painel na performance global do mesmo. Para que o tempo de vida destes últimos seja aumentado, a sua manutenção deve ser efetuada de forma regular, tal como acontece com um veículo motorizado ou com um aparelho eletrónico. No caso de descuido extremo, o painel poderá inclusive deixar de operar e apresentar uma condição de não retorno, não viabilizando o (ainda elevado) preço da sua aquisição.

### Temperatura

A temperatura é um parâmetro que terá influência direta nas condições de operação das células fotovoltaicas [61]. Se as condicionantes anteriores eram referentes ao bloqueio da radiação solar que atinge a face dos painéis, a temperatura à qual este estará exposto é, na maior parte das vezes, considerada uma condição crítica ao correto funcionamento do sistema. Cerca de 80% da radiação solar incidente no painel é absorvida pelas células, contudo, grande parte desta percentagem não é convertida em energia elétrica mas sim, responsável pelo aumento da temperatura interna do painel, reduzindo ainda mais a sua eficiência [63]. Quando a radiação incidente apresenta flutuações, será a corrente de curto-circuito o principal parâmetro afetado, contudo, a alteração da temperatura, de forma dual, terá repercussões mais evidentes no fator de preenchimento e no valor da tensão de circuito aberto do conjunto fotovoltaico [60]. Na Figura 2.18 são verificadas as alterações provocadas nas curvas características do painel de acordo com mudanças no valor efetivo da temperatura interna do mesmo.

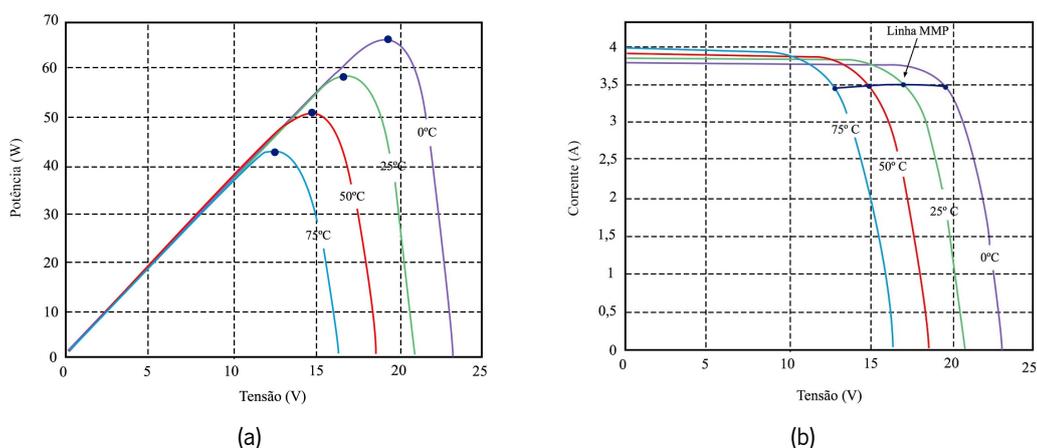


Figura 2.18: Efeito da temperatura nas curvas P-V e I-V de um painel fotovoltaico: (a) curva P-V; (b) curva I-V.

De modo a comprovar o efeito da temperatura num painel solar fotovoltaico, foi realizada a implementação de um algoritmo de MPPT em ambiente de simulação. Como se pode verificar na Figura 2.19, alterando a temperatura de 25 para 75 graus, a tensão de saída do módulo fotovoltaico cai para o seu valor mínimo e, conseqüentemente, a potência extraída acabará também por ser menor. As configurações de todos os parâmetros do módulo foram previamente estudadas e implementadas em concordância com o *datasheet* do painel adotado nas simulações computacionais, tal como se será referenciado no capítulo 4.

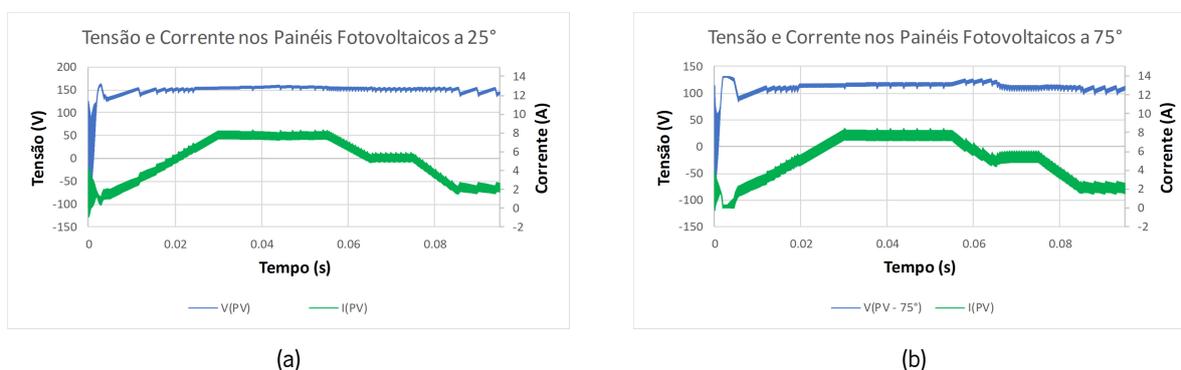


Figura 2.19: Formas de onda da tensão e da corrente nos painéis fotovoltaicos a diferentes temperaturas em ambiente de simulação: (a) 25°C; (b) 75°C.

Pela análise destas figuras, uma vez que a tensão de circuito aberto apresentará valores mais reduzidos, facilmente se conclui que o aumento da temperatura será menos vantajoso sob o ponto de vista da produção energética [59]. De acordo com dados obtidos através de estudos e experiências laboratoriais, é possível afirmar que a tensão de saída de uma célula decai aproximadamente 2,2 mV por cada grau acrescido, reduzindo a eficiência deste componente em cerca de 0,5% [60]. Tal como acontece com a radiação solar, a temperatura é considerada um parâmetro muito oscilante, alterando de forma constante a localização do ponto de MPP. Com vista a melhorar a performance de cada um dos painéis, diversas técnicas de arrefecimento têm vindo a ser testadas e, algumas delas, adotadas em sistemas de geração de energia fotovoltaica. Em alguns casos, a regulação da temperatura poderá ser efetuada com recurso à circulação natural ou forçada de ar e água ou através do uso de tubos de calor ou materiais de mudança de fase, como metais e parafina [63],[64],[65].

### Classificação e Tipos de Células Solares Fotovoltaicas

A performance de um painel fotovoltaico é maioritariamente afetada pelo tipo de material semicondutor das suas células. Através de uma breve análise de mercado, facilmente se comprova a abundância de

silício como o elemento base destes componentes, contudo, nos últimos anos, novos materiais têm vindo a ganhar especial atenção da comunidade científica. Cada elemento químico terá um conjunto de valências e limitações em relação aos demais, características intrínsecas às propriedades físicas do próprio material. Como visto, os parâmetros acima descritos irão afetar de forma direta as condições de operação dos painéis, mas, de acordo com o tipo de semicondutor de cada uma das células, a influência da temperatura, da radiação solar e da acumulação de poeiras irá ser mais ou menos eficaz nos valores de potência gerada [38]. Como é possível observar na Figura 2.20, as células fotovoltaicas podem ser classificadas como de primeira, segunda ou terceira geração.

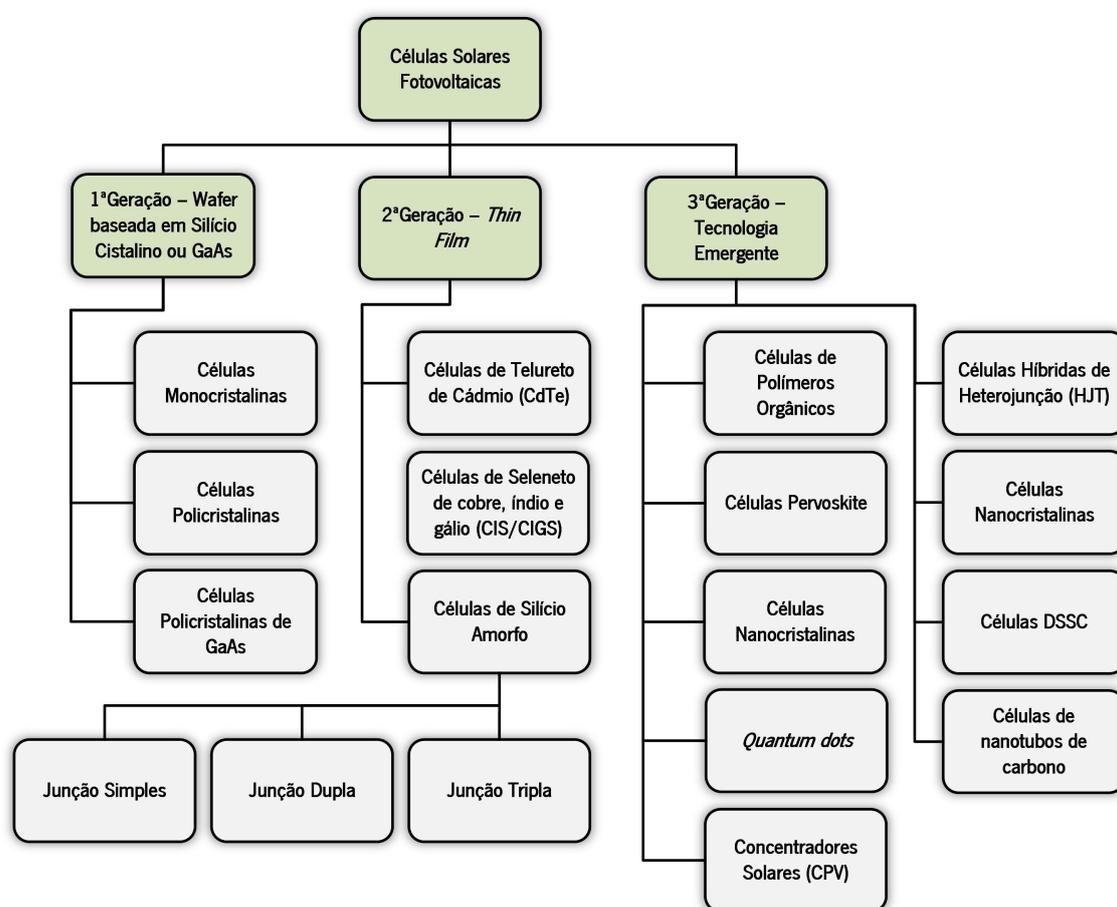


Figura 2.20: Classificação e tipos de células solares fotovoltaicas.

As células de primeira geração são produzidas a partir de *wafers* de silício. Consideradas a tecnologia mais antiga, têm grande popularidade em diversas aplicações fotovoltaicas uma vez que apresentam maior eficiência quando em comparação com os outros tipos de células já comercializados. Além disso, outro dos motivos pelo qual se assiste à utilização do silício na maioria dos sistemas fotovoltaicos prende-se com a

facilidade de extração deste material da superfície terrestre, uma vez que se trata do segundo elemento mais abundante em estado cru [61]. De acordo com o tratamento e o grau de pureza do silício utilizado no fabrico das células, estas poderão ser do tipo monocristalino ou policristalino. Num primeiro caso, o rendimento da célula ronda os 17-18%, o valor mais elevado para células comercializadas, ao passo que, as células policristalinas apenas apresentam uma eficiência de 13 a 15%. Tal disparidade de valores justifica também o preço de aquisição de cada um dos painéis, sendo o policristalino claramente mais barato [66]. Contudo, as células monocristalinas são fabricadas com recurso a processos demorosos e dispendiosos (denominado processo *Czochralski*), levando a que esta tecnologia seja utilizada somente em aplicações extraordinárias [49]. Todavia, existe ainda um outro tipo de células de primeira geração. Estas são fabricadas com recurso a um composto de gálio e arsénio (GaAs) e apresentam maior eficiência e resistência às condições climáticas quando em comparação com as células baseadas em silício. Contudo, estes materiais são muito raros à superfície terrestre e, por isso mesmo, dispendiosos. O processo de fabrico destas células é também ele muito caro, justificando deste modo a não comercialização de painéis empregues com esta tecnologia.

Contudo, ao longo dos anos começaram a ser desenvolvidos esforços para encontrar alternativas fotovoltaicas igualmente resistentes e menos dispendiosas do que as, bem cimentadas, tecnologias de primeira geração [66]. As células de filme fino (*thin film*) são empregues em aplicações onde a eficiência não é considerada um parâmetro fundamental, mas sim o seu custo de aquisição [61],[67]. Convém ainda esclarecer que estes tipos de células podem ser constituídos por materiais semicondutores diferentes do silício [46]. De acordo com a Figura 2.20, os materiais mais utilizados na génese das células de filme fino são: silício amorfo, telureto de cádmio (CdTe) e um composto de cobre, índio e gálio (CIS/CIGS). De entre estes 3 casos, o mais antigo, eficiente e popular entre aplicações fotovoltaicas é o silício amorfo. Este material difere do cristalino uma vez que os átomos de silício estão separados uns dos outros e localizados de forma aleatória, motivo pelo qual a eficiência desta célula é bastante menor. Contudo, existem diversas variações para esta tecnologia, destacando-se a alteração do tipo de junção (simples, dupla ou tripla). Mas, se há material que apresenta excelentes características fotovoltaicas é o cádmio (Cd). As células manufaturadas com este elemento são mais baratas, apresentam uma eficiência a rondar os 15% e são consideradas uma tecnologia muito promissora. A título de exemplo, a Alemanha, os Estados Unidos e os Emirados Árabes Unidos utilizam este tipo de painéis para a produção de energia a larga escala [66]. Apesar de todas estas vantagens, este elemento químico é considerado tóxico, não cumprindo assim o designio ambiental intrínseco à geração solar fotovoltaica. Com o tipo de células CIS/CIGS, o problema reside no controlo do processo de fabrico dos painéis, levando a que os sistemas comercializados com recurso a esta tecnologia apresentem uma eficiência de 11-13%. Além do mais, a quantidade de índio não é abundante na Terra, colocando entraves imediatos à utilização deste material [66],[67].

Por fim, às células solares fotovoltaicas de terceira geração. Consideradas como tecnologias emergentes, algumas delas ainda nem se encontram sequer em fase de comercialização. O objetivo desta nova geração de células passa por diminuir a presença de silício (ou de qualquer outro tipo de material que seja prejudicial para o ambiente) nos painéis solares fotovoltaicos. Sob este designio destacam-se as células de polímeros orgânicos, as híbridas de heterojunção (HJT) [68], as DSSC (*Dye-sensitized solar cell*), as nanocristalinas, as de *Quantum dots*, as de nanotubos de carbono [66], os concentradores solares (CPV) e as de Perovskite [61],[69]. Estas últimas estão na vanguarda fotovoltaica uma vez que apresentam uma eficiência muito elevada, rondando os 22-31%. Por este mesmo motivo, em [69] as células de Perovskite são classificadas como a quarta geração fotovoltaica. Porém, tal discrepância de valores é justificada com a instabilidade da perovskite, fator que dificulta inclusive a sua comercialização. Outro grande destaque das células de terceira geração recai nos concentradores solares (CPV), uma tecnologia que utiliza aparelhos refletores para concentrar a radiação solar numa célula de elevado rendimento. Todavia, através deste método de geração energética, a temperatura do painel irá consequentemente aumentar e passa a ser necessário adotar alguns dos métodos de refrigeração anteriormente explicados, inflacionando o preço total do sistema. Mesmo que a eficiência destas células seja muito elevada (cerca de 40%), a sua instalação requer uma grande área de terreno, dificultando a sua aplicabilidade em sistemas para autoconsumo [49].

## 2.4 Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica

Os sistemas de armazenamento de energia elétrica representam, porventura, um dos maiores pontos de interesse e de estudo nos dias correntes. É imperativo que estes elementos se tornem cada vez mais eficientes e com maior capacidade de armazenamento, ao mesmo tempo que o seu volume e peso se torna cada vez menor. A título de exemplo, nos último anos, foram os avanços tecnológicos verificados quanto a esta temática que permitiram a crescente popularidade dos VEs. Somente no momento em que os SAEs começaram a apresentar uma densidade de potência considerável, é que foi possível os VEs se tornarem competitivos e romperem no mercado da mobilidade. Por outro lado, com a (já) elevada preponderância dos sistemas de geração com recurso a fontes renováveis no panorama energético mundial e de acordo com as suas características de produção intermitente, é essencial que estas tecnologias sejam agregadas a um elemento armazenador [70],[71]. A empregabilidade dos SAEs em sistemas de geração para autoconsumo é justificada com base na necessidade de balancear os períodos de maior e menor consumo, assistindo, facilitando e acelerando a integração das ER na arquitetura atual da rede elétrica [70].

De entre todas as opções, as baterias são o elemento que tem reunido maior consenso e aplicação nas mais diversas áreas tecnológicas, uma vez que a sua grande versatilidade torna-as adequadas para um

maior número de aplicações, sejam elas de elevada ou baixa potência. De acordo com o novo paradigma a adotar na rede elétrica, este elemento armazenador será considerado um componente vital nas futuras SGs, providenciando o fornecimento constante de energia a todos os seus consumidores [72].

### 2.4.1 Tecnologias de Sistemas de Armazenamento de Energia

Os SAE podem ser classificados e subdivididos em grupos mais reduzidos de acordo com as suas características físicas e químicas. Deste modo, tendo em conta as especificações inerentes ao seu processo de fabrico, estes elementos podem ser segmentados de acordo com o valor da sua potência e densidade energética, número de ciclos de vida, forma de armazenamento de energia, etc [70],[73]. Todavia, a classificação mais usual é baseada na fonte primária da energia a ser armazenada, tal como se pode comprovar pela Figura 2.21. Uma vez que os SAEs empregues no conversor são do tipo eletroquímico, surge a verde o seu destaque no esquema em questão.

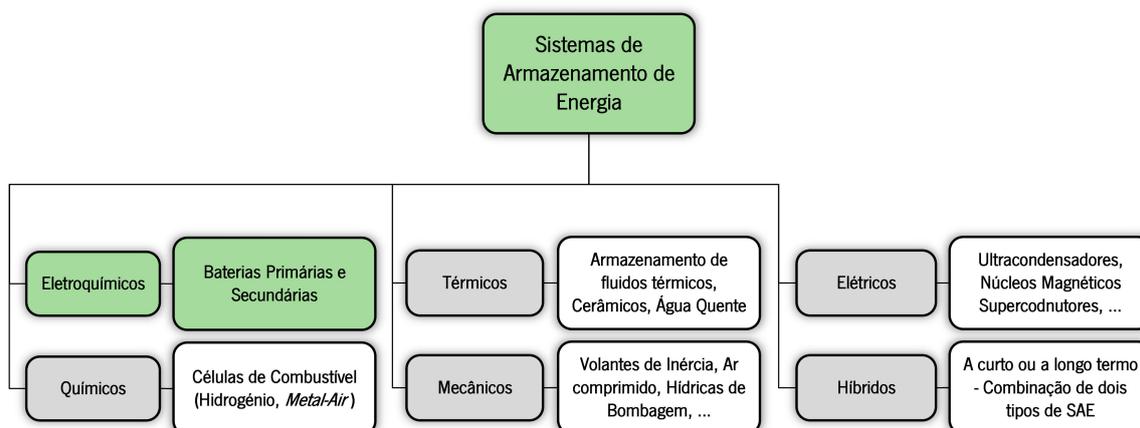


Figura 2.21: Classificação e tipos de sistemas de armazenamento de energia.

Em aplicações de EP, e mais concretamente em VEs, as baterias, as células de combustível e os ultracondensadores têm vindo a ser empregues com maior frequência ao longo dos últimos anos [73]. O aspeto comum a estes três elementos armazenadores é o baixo volume dos mesmos, considerando ainda que a densidade de potência de todos eles é bastante elevada. Esta característica é vista como fundamental para colmatar possíveis flutuações no fluxo de potência, contudo, quanto maior for a capacidade do SAE, maior será o tamanho e o custo de aquisição associado. Controlar e produzir SAEs de grande escala é tomado como uma tarefa extremamente complicada, motivo pelo qual os sistemas armazenadores de energia distribuída e de menor volume fornecem uma regulação de potência mais eficaz e fiável [70].

Como será de esperar, os SAEs não são considerados uma fonte de energia ideal. As perdas totais,  $\Delta E_{total\_loss}$ , são definidas como o valor resultante da soma das perdas que ocorrem durante os períodos de armazenamento, carga e descarga, tal como se pode comprovar na equação 2.6. Seria ideal que estes valores fossem praticamente residuais, atributo que permitiria um aumento significativo do rendimento apresentado pela bateria e, conseqüentemente, pelo conversor de EP [70].

$$\Delta E_{total\_loss} = \Delta E_{storage\_loss} + \Delta E_{charge\_loss} + \Delta E_{discharge\_loss} \quad (2.6)$$

### Ultracondensadores

Um ultracondensador não é, nada mais, nada menos, do que um condensador eletrolítico com uma capacidade muito mais elevada, com limites de tensão mais apertados e com um volume e peso inferior [74]. Contudo, este tipo de SAE pode ser visto como uma fonte que fornece um pico de corrente bastante elevado durante um curto período de tempo (abaixo de um minuto), atingindo de forma quase imediata uma potência específica [75]. Esta definição acaba por ser indicadora de uma das principais características dos ultracondensadores: absorção e fornecimento de energia em tempos muito reduzidos. Se por um lado as células de combustível são consideradas sistemas de elevada energia, os ultracondensadores são classificados como uma aplicação de elevada potência [76].

Esta característica é aproveitada da melhor maneira nos momentos de aceleração e de travagem regenerativa de VEs, autocarros e comboios, situações em que a bateria dos mesmos não consegue fornecer e absorver um elevado valor de potência instantânea [74],[76]. Pelo facto de não apresentar uma densidade energética tão elevada como uma bateria, um ultracondensador (ou uma associação deles) nunca poderá ser utilizado como a principal fonte de energia de um destes veículos. Uma vez que as acelerações e as travagens ocorrem dezenas de vezes ao longo de uma viagem, existirá um fluxo de corrente elevado de e para o ultracondensador, um aspeto que poderia conduzir ao deterioramento precoce do mesmo. Contudo, outra grande vantagem deste tipo de SAE consiste no seu número de ciclos de vida elevado, um dos factos que tem contribuído para a crescente empregabilidade deste elemento armazenador nos mais diversos ramos tecnológicos [75]. Por norma, neste tipo de aplicações, são usadas soluções híbridas, isto é, uma associação de baterias e de ultracondensadores para conseguirem responder às necessidades exigidas pelos VEs e restantes meios de transporte. A eficiência dos mesmos seria aumentada e poderiam ser extraídas as melhores características de ambos os tipos de SAE [74],[75].

Para além da capacidade de fornecimento e absorção de energia num curto período de tempo e da sua elevada densidade de potência e número de ciclos de vida, um ultracondensador não apresenta efeito de memória, é considerado mais seguro que uma bateria, não necessita de qualquer tipo de manutenção

e não é considerado um componente danoso sob o ponto de vista ambiental [76]. Adicionalmente, a impedância interna destes componentes é muito mais reduzida e a gama de temperatura de operação é mais abrangente. Consequentemente, quando comparados a uma bateria, as suas perdas acabam por ser menores e os valores de eficiência e de rendimento, naturalmente, irão subir [77].

Estruturalmente, um ultracondensador é constituído por dois elétrodos, por uma membrana separadora e por um determinado eletrólito. Nos últimos anos, diversos esforços de investigação têm vindo a ser desenvolvidos com vista a melhorar a estrutura dos elétrodos que constituem a dupla camada elétrica de um condensador. O objetivo passa por facilitar a difusão de iões e o transporte de eletrões, melhorando desta forma a performance global deste tipo de SAE [75],[76],[77].

### **Baterias**

As baterias são consideradas o SAE que apresenta maior flexibilidade e fiabilidade quando em comparação com as restantes tecnologias existentes no mercado [73]. A crescente utilização destes aparelhos na área da mobilidade elétrica e em sistemas de EP conduz ao estudo e à adoção de medidas que visem melhorar a sua performance e aumentar o tempo de vida útil das mesmas. As maiores preocupações estão inevitavelmente relacionadas com a eficiência da bateria durante os seus processos de carga e descarga e com o tempo necessário para a realização dos mesmos [78].

As condições de operação a que uma bateria está sujeita influenciam, de forma direta ou indireta, o seu funcionamento. De modo a que seja possível analisar os diferentes tipos baterias e estabelecer relações de comparação entre si, é necessário conhecer quais e o que representam cada um dos parâmetros que estão sujeitos a estas condicionantes, sendo eles [79]:

- Tensão nos terminais: Tensão existente aos terminais da bateria quando esta última se encontra a alimentar uma determinada carga. O seu valor varia consoante o SOC e a corrente de carga/descarga da bateria;
- Tensão de circuito aberto: Tensão existente aos terminais da bateria quando nenhuma carga lhe é aplicada. Aumenta consoante o seu SOC;
- Tensão nominal: Tensão de referência da bateria;
- Tensão de corte: Valor mínimo de tensão que pode existir numa bateria. Define o momento em que esta última se encontra descarregada e é um parâmetro a ter em conta durante o processo de descarga da mesma;

- Tensão flutuante: Valor de tensão mantido na bateria após o seu processo de carga. Responsável por atenuar o efeito de auto-descarga;
- Tensão de carga: Valor de tensão existente durante o processo de carga. Por norma, adotando o algoritmo "corrente constante seguida de tensão constante", o seu valor tende a crescer e, no momento em que a referência da máxima tensão da bateria for atingida, se manter constante;
- Corrente de carga: Tipicamente recomendado pelo fabricante. Por norma constante e correspondente ao valor ideal de corrente que irá carregar a bateria numa fase inicial;
- Resistência interna: Dependente do SOC da bateria e das próprias características físicas e químicas desta última. Quando maior for o seu valor, menor será a eficiência destes tipos de SAE. À medida que a estabilidade térmica vai diminuindo, as perdas vão sendo cada vez maiores;
- Profundidade de descarga: Percentagem da capacidade da bateria que foi descarregada. Uma descarga de 80% corresponde a um estado de descarga profunda;
- Capacidade: Valor de Ah disponível quando uma bateria é descarregada com uma certa corrente (fator C). Varia entre a tensão de corte e o momento correspondente à carga total. Decresce com o aumento do fator C;
- Ciclos de vida: Número de ciclos de carga/descarga que uma bateria consegue aguentar antes que a sua performance comece a decair. Variante consoante o tipo de bateria, de acordo com os algoritmos de carga/descarga implementados e com as condições climatéricas, como é o caso da temperatura e da humidade;
- Energia específica ou densidade de energia gravimétrica: Energia nominal da bateria por unidade de massa. Determina o peso da bateria para que determinadas características elétricas sejam atingidas. Expressa em Wh/kg;
- Potência específica: Potência máxima disponível por unidade de massa. Determina o peso da bateria para que uma determinada performance seja atingida. Expressa em W/kg;
- Densidade de energia ou densidade de energia volumétrica: Energia nominal da bateria por unidade de volume. Determina o tamanho da bateria para que determinadas características elétricas sejam atingidas. Expressa em Wh/L;
- Densidade de potência: Potência máxima disponível por unidade de volume. Determina o tamanho da bateria para que uma determinada performance seja atingida. Expressa em W/L;

- Máxima corrente contínua de descarga: Corrente máxima a que uma bateria consegue ser descarregada de forma contínua. Limite definido pelo fabricante e que deve ser sempre respeitado de modo a que a bateria não seja danificada e não reduza a sua capacidade de armazenamento.

Quanto à sua classificação, as baterias podem ser identificadas como primárias, caso não sejam recarregáveis, ou como secundárias se o oposto acontecer. Tendo em conta as necessidades energéticas dos consumidores e a topologia bidirecional apresentadas pelas SGs, é fundamental que os processos de carga e descarga possam ser aplicáveis aos sistemas de armazenamento de energia, permitindo que estes elementos possam contribuir de forma ativa na nivelção dos períodos de cheia e de vazio numa habitação e ajudar no crescimento sustentado e na propagação da temática da mobilidade elétrica.

As baterias secundárias armazenam energia sob a forma química durante um certo período e produzem eletricidade através da energia libertada por uma reação eletroquímica, sendo que, é esta última a responsável pela diminuição do tempo de vida útil das mesmas. Todos os tipos de baterias são constituídas por dois elétrodos, um deles positivo (cátodo) e o outro negativo (ânodo), e por um eletrólito, isto é, o líquido onde os elétrodos são mergulhados. Um certo conjunto de reações químicas leva à acumulação de eletrões no ânodo, característica que provoca uma diferença de potencial entre os elétrodos. No momento em que o circuito é fechado, ou seja, quando uma carga é conectada aos terminais da bateria, os eletrões poderão fluir para o terminal positivo da bateria através do eletrólito, gerando um fluxo de corrente. Contudo, no processo de carga da bateria, o processo eletroquímico ocorre no sentido inverso, restaurando as condições iniciais de operação. A ocorrência contínua deste processo leva ao desgaste da bateria, existindo portanto um número de ciclos limitado. Além do mais, os níveis de tensão e de corrente gerados são sempre dependentes do número de baterias associadas em série ou em paralelo, similarmente ao que acontecia com os módulos solares fotovoltaicos [70],[73].

Diversas vantagens são associadas às baterias secundárias, nomeadamente: são consideradas um dispositivo portátil, apresentam elevada densidade de potência e baixa resistência interna, não possuem efeito de memória e operam sob uma gama elevada de temperatura [73]. Todavia, como em qualquer aplicação de engenharia, também existe um certo conjunto de condicionantes associadas à utilização deste tipo de SAE. A maior preocupação relacionada com a vasta utilização de baterias é, sem sombra de dúvidas, o seu impacto ecológico após terminar o tempo de vida útil das mesmas. Apesar de já existirem processos que permitem a reciclagem dos mais diversos tipos de baterias, estas práticas acabam por ainda serem consideradas poluentes e pouco benéficas para o ambiente [80]. Ainda assim, até que as baterias sejam declaradas como totalmente inaptas, podem ser empregues noutros tipos de aplicações, sendo portanto reutilizadas. A título de exemplo, quando a bateria de um VE atinge o seu EOL (*end-of-life*), é recomendada a sua substituição. Porém, esta última, mesmo que não seja considerada como apta a

responder às exigências automóveis, ainda detêm uma capacidade de potência elevada o suficiente para ser aplicável em sistemas de EP que têm como objetivo facilitar a integração das ER na arquitectura atual da rede e nas futuras *DC smart microgrids* [81],[82].

Uma vez que as baterias aplicadas em sistemas de geração para autoconsumo são consideradas estacionárias, deixam de existir preocupações relacionadas com o peso das mesmas. Deste modo, a característica mais preponderante na escolha do tipo de bateria a aplicar nestas aplicações é o número de ciclos de vida que esta última apresenta. Deste modo, destacam-se as seguintes: baterias de chumbo-ácido (PbA) [80], baterias de iões de lítio (Li-ion) [71],[83] e baterias de enxofre-sódio (NaS) [70]. Apesar de não aplicadas com tanta frequência, outros tipos de baterias podem ser utilizadas neste tipo de sistemas em contexto de SMG, como é o caso das constituídas por níquel-cádmio (NiCd), níquel-hidreto-metálico (Ni-MH), polímeros de lítio (Li-poly), zinco-Ar (Zn-Air) e, por fim, iões de sódio (Na-ion) [73].

### **Baterias de Iões de Lítio (Li-ion)**

As baterias de iões de lítio são comumente utilizadas em aplicações tecnológicas portáteis e nos mais diversos tipos de VEs (automóveis, bicicletas, trotinetes, etc). Existe um grande número de motivos que conduziram ao aumento gradual desta vasta gama de aplicações, todavia, os principais estão relacionados com o seu elevado tempo de vida útil, eficiência e tempo de resposta, com a inexistência de efeito de memória, com a sua baixa manutenção e com a grande densidade de potência e de energia apresentada pelas mesmas [84],[85], característica representativa da portabilidade e do baixo peso e volume deste tipo de baterias. Todavia, estas últimas características não são tomadas em consideração na escolha do tipo de SAE adotado num sistema de geração de energia para autoconsumo, motivo pelo qual não compensa efetuar um investimento avultado neste tipo de baterias quando o seu único propósito é auxiliar os sistemas de produção renováveis no fornecimento constante de energia a uma habitação. Além do mais, em aplicações de potência mais elevada, as baterias de iões de lítio são conectadas em série ou em paralelo, introduzindo problemas de segurança, durabilidade, uniformidade e custos monetários ao sistema onde estas serão empregues [83].

Portugal apresenta-se como um dos países do Europa com maiores reservas de lítio [86]. Porém ainda se desconhece se a afirmação anterior detém uma conotação positiva ou negativa. Sob o ponto de vista económico, a extração deste elemento químico para uso posterior em baterias pode ser vista como uma grande oportunidade de negócio, capaz de catapultar a economia portuguesa e garantir a saúde financeira do país. Contudo, sob outro panorama, a mineração de lítio pode provocar um impacto ambiental considerável nos recursos ecológicos de Portugal, afetando ecossistemas e a qualidade de vida das pessoas [87]. Uma vez que a exploração das reservas de lítio ainda se encontra em fase de

desenvolvimento, algumas ideologias têm vindo a ser debatidas quanto à disponibilidade futura, ou falta dela, deste elemento químico para suplantiar as demandas energéticas dos consumidores. Por outras palavras, ainda não se sabe ao certo se as reservas mundiais de lítio são grandes o suficiente ao ponto de responder de forma constante ao crescimento verificado na área da mobilidade elétrica, motivo pelo qual se tem debatido este assunto de forma constante ao longo dos últimos anos [88].

Se por um lado têm vindo a ser desenvolvidos esforços para diminuir o tempo de carga destas baterias, por outro, é também necessário dotar os algoritmos de carga e descarga com um certo conjunto de cuidados, evitando possíveis explosões, sobreaquecimento e ruturas do encapsulamento das mesmas. Com vista a prolongar o tempo de vida útil das baterias de íões de lítio, é fundamental que a operação das mesmas decorra dentro da sua *Safe Operating Area* (SOA) e que sejam empregues os algoritmos de carga e descarga adequados. De referir ainda que a corrente de carga destas baterias está localizada entre os valores de 1 C e 2 C, um fator que é definido como o rácio de descarga da bateria relativamente à sua capacidade máxima. A título de exemplo, se uma bateria de lítio apresentasse uma capacidade de 100 Ah e fator 1 C, isto significaria que uma corrente de 100 A seria debitada da bateria ao longo de uma hora. Contudo, se o fator C tivesse valor 3, as condições de descarga já seriam diferentes, levando a que a bateria conseguisse fornecer 300 A durante somente 20 minutos.

### **Baterias de Sódio-Enxofre (NaS)**

Tendo em conta as dúvidas referentes à disponibilidade futura do lítio para suplantiar a demanda energética dos consumidores, novas estruturas químicas têm vindo a ser estudadas e adotadas como alternativa válida às baterias de lítio. Sob este ponto de vista, as baterias de sódio-enxofre têm vindo a ganhar motivo de interesse ao longo dos últimos anos: a sua estrutura química é em tudo semelhante com as baterias de Li-ion, contudo as reservas de sódio no mundo são quase ilimitadas [89]. Adicionalmente, o enxofre tem um custo relativamente baixo e é um material não tóxico, a densidade energética apresentada por este tipo de baterias é bastante elevada, a sua eficiência teórica ronda os 90-100% e o número de ciclos de vida é também ele muito grande [90]. Contudo, a temperatura de operação destas baterias está situada entre os 300 °C e os 350 °C para garantir a condutividade do eletrólito de sódio e manter os polissulfetos num estado fundido (95 °C para o sódio e 115 °C para o enxofre) [91]. Esta característica pode ser considerada uma vantagem em ambientes severos e muito quentes e uma desvantagem sob o ponto de vista da segurança e do custo de operação associado [90].

Este tipo de baterias começou a ser comercializado no ano de 2002 e, desde então, tem vindo a ser utilizado com grande frequência em sistemas de geração de energia para autoconsumo e de auxílio à rede elétrica, isto é, aplicações estacionárias como é o caso desta Dissertação de Mestrado. Todavia, o uso

das mesmas deve ser o mais cuidadoso possível uma vez que o sódio puro queima de forma espontânea quando exposto ao ar ou à humidade. Ainda sob este ponto de vista, se o eletrólito quebrar, o sódio e o enxofre derretidos irão ser misturados, provocando deste modo curto-circuitos e reações exotérmicas. Mesmo que a bateria não expluda, a sua temperatura consegue atingir os 2000 °C, um valor extremamente elevado [91].

### **Baterias de Chumbo-Ácido (PbA)**

As baterias de chumbo-ácido foram inventadas no ano de 1859 por Gaston Planté e, desde então, têm sido utilizadas nos mais diversos tipos de aplicações. Atualmente, este tipo de SAE é fabricado por uma grande quantidade de empresas e, até ao início da atual década, detinha a maior quota-parte no mercado das baterias recarregáveis, quer em termos de vendas, quer em termos de produção [80].

Dado que as baterias de chumbo-ácido tradicionais apresentam um número de ciclos de carga e descarga reduzido, manutenção constante e falha prematura devido a sulfatação, tecnologias mais avançadas têm vindo a ser desenvolvidas para combater todas estas limitações [80],[85]. Este tipo de SAE apresenta uma capacidade de fornecimento de energia 9 vezes superior e o número de ciclos de vida é aumentado entre 4 a 10 vezes. Ainda assim, quando em comparação com os restantes tipos de baterias, as descritas nesta sub-secção são mais baratas e consideradas ideias para fornecer suporte à rede elétrica, às SGs e aos sistemas de geração para consumo residencial [70].

Todavia, as baterias de PbA podem ser classificadas como EFB (*Enhanced Flooded Battery*) e como VRLA (*Valve-Regulated Lead-Acid*). Recentemente, estas últimas têm ganho crescente popularidade em aplicações de EP, um facto justificado pelos seus elevados valores de potência específica e pelo reduzido custo de aquisição, tempo de carga e manutenção das mesmas. Ainda assim, existem dois tipos de baterias VRLA: as AGM (*Absorbed Glass Mat*) e as de Gel [70],[91]. Ambas quase não necessitam de manutenção e, em caso algum, devem ser abertas. Apesar de muito semelhantes, as baterias AGM são indicadas para sistemas de grande potência e corrente a temperaturas extremamente baixas, ao passo que as de Gel são frequentemente empregues em aplicações que requerem uma profundidade de descarga superior e, ao mesmo tempo, uma performance excelente por parte da bateria [92].

Quando em comparação com as baterias de iões de lítio, as manufaturadas à base de chumbo-ácido são consideradas menos prejudiciais para o ambiente e capazes de cumprir todas as legislações associadas aos seus processos de reciclagem. Nos EUA e na Europa, cerca de 99% das baterias de PbA são recolhidas e recicladas num sistema de malha fechada, um dado justificado pela constituição física da própria bateria. Uma vez que cerca de 65% é chumbo, este material pode ser recuperado e, de forma posterior, aplicado

noutro tipo de aplicações [80]. De referir ainda que o cátodo é composto por óxido de chumbo ( $PbO_2$ ), o ânodo por chumbo (Pb) e o eletrólito é, normalmente, ácido sulfúrico ( $H_2SO_4$ ) [70]. Contudo, nas baterias de chumbo-ácido mais avançadas, o terminal negativo das mesmas apresenta uma composição ligeiramente diferente: para além do tradicional óxido de chumbo, é adicionada uma base de carbono. A inclusão deste elemento químico tem como objetivo melhorar o comportamento desta placa nos processos de carga e descarga das baterias, conseguido através da introdução de efeitos capacitivos e da expansão da área de superfície onde as reações químicas decorrem [80].

Como já referido, este tipo de baterias é maioritariamente empregue na indústria automóvel e em aplicações de suporte de energia à rede e/ou aos sistemas de geração para autoconsumo [80]. Face às baterias de iões de lítio, possuem uma densidade de energia e de potência inferior, sendo portanto mais volumosas e mais pesadas. Contudo, como já referido, sob o ponto de vista da sustentabilidade ambiental e dos valores monetários associados à sua aquisição e manutenção, as baterias de chumbo-ácido apresentam um maior número de vantagens. Na Tabela 2.2 é apresentada uma comparação entre estes dois tipos de SAE eletroquímicos, evidenciando os valores típicos de algumas das características elétricas de uma bateria [80],[91].

Tabela 2.2: Comparação entre baterias de chumbo-ácido e de iões de lítio.

	Chumbo-Ácido (PbA)	Iões de Lítio (Li-ion)
Densidade Energética	25-50 Wh/kg	75-200 Wh/kg
Densidade de Potência	75-300 W/kg	500-2000 W/kg
Performance a alta Temperatura	Até 40 °C	Até 50 °C
Performance a baixa Temperatura	Até -30 °C	Até -20 °C
Charge Acceptance	Boa	Ainda Melhor
Número de ciclos de Vida	200-5000	1000-10000
Tempo de Vida útil	15 Anos	10-15 Anos
Fiabilidade	Provada	Ainda em Estudo
Sustentabilidade e Reciclagem	Excelente	Custos Elevados
Segurança	Excelente	Problemas
Custo (Baterias)	Baixo	Médio

Apesar de as baterias de chumbo-ácido apresentarem uma densidade de energia e de potência mais reduzida, tal condicionante não é muito significativa neste tipo de aplicações estacionárias. Por outro lado, apresentam um rácio de auto-descarga baixo, o custo associado à aquisição das mesmas é inferior e,

tendo em conta os cuidados tomados com os processos de carga e descarga, o número de ciclos de vida de ambas acaba por ser semelhante. Outra grande vantagem das baterias PbA prende-se com o seu tempo de vida útil. Face a condições adversas, estas últimas acabam por ser mais robustas e fiáveis, fornecendo maior segurança ao sistema e ao próprio ambiente [80]. Por outro lado, em sistemas de geração de energia para autoconsumo, este tipo de SAE fornece perdas um pouco mais significativas. No momento em que as baterias de chumbo-ácido atingem o seu SOC máximo, o sistema pode operar numa janela de tensão desfavorável, longe do ponto de MPP de um conjunto de painéis solares fotovoltaicos. Para colmatar este problema, mais baterias teriam de ser adquiridas para aumentar a capacidade de armazenamento, uma solução que acabaria por ficar muito mais cara que um conjunto de baterias de lítio. A partir do ano de 2014, o custo das baterias Li-ion tem vindo a decrescer abruptamente, motivo pelo qual a sua empregabilidade em sistemas de EP tem vindo a ser cada vez maior. Além do mais, este tipo de baterias sofreu melhorias significativas ao nível de performance, outro dos motivos que define este tipo de SAE como a tecnologia de armazenamento dominante nas mais diversas áreas [91],[93]. Na Figura 2.22 são apresentados os dados relativos à percentagem instalada dos diferentes tipos de SAEs na última década, denotando-se a crescente preponderância das baterias à base de lítio.

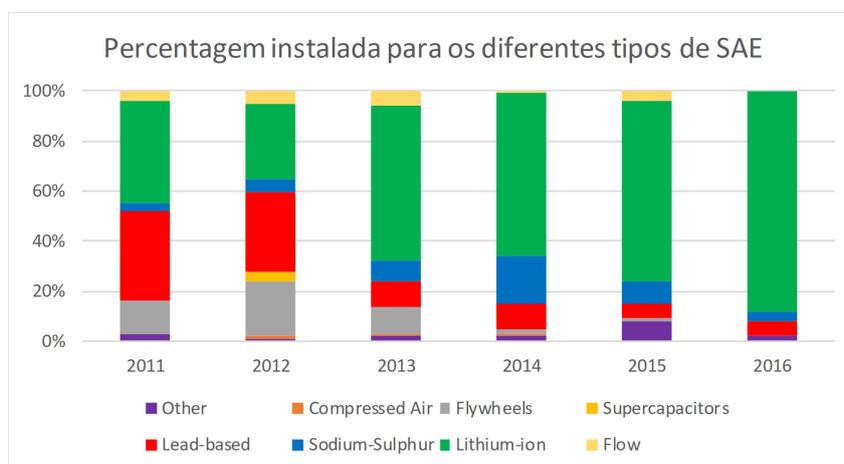


Figura 2.22: Percentagem de instalação dos diferentes tipos de SAEs.

#### 2.4.2 Modelo Elétrico de uma Bateria

Como será de esperar, uma bateria não é considerada um elemento ideal. Face às suas características físicas, químicas e às condicionantes de operação a que esta será sujeita, irão existir perdas e, de forma consequente, uma queda acentuada na sua performance ao longo do tempo. Tendo em conta o tipo de

materiais que a constituem e os algoritmos de controlo aplicados, a robustez das mesmas será mais ou menos elevada e o seu tipo de vida útil dependente de todos estes fatores. Deste modo, será de esperar que o modelo equivalente de uma bateria apresente elementos representativos destas mesmas perdas, tal como se pode observar na Figura 2.23.

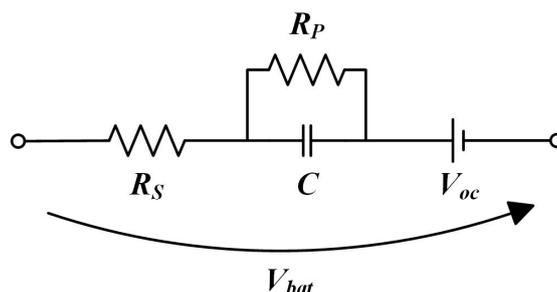


Figura 2.23: Circuito elétrico equivalente de uma bateria.

Em ambiente de simulação será crucial proceder à especificação de todos os parâmetros que constituem o modelo elétrico da bateria. Somente desta maneira será possível observar o seu comportamento consoante variações no algoritmo de controlo e flutuações nas condições de operação dos conversores. Adicionalmente, quanto mais precisa for a simulação efetuada, mais aproximados da realidade serão os resultados obtidos em PSIM.

Através da análise da Figura 2.23, é intuitivo entender qual o papel de cada um dos componentes apresentados no modelo equivalente. A resistência  $R_s$  é representativa da resistência interna da bateria, a fonte  $V_{oc}$  da sua tensão de circuito aberto (ou tensão de corte) e o condensador  $C$  do seu estado de carga. Por fim, de modo a fornecer maior precisão à variação da tensão aos terminais da bateria ( $V_{bat}$ ) e precaver a sua resposta face a transientes, é adicionada a resistência  $R_p$  em paralelo com o condensador. Mesmo que este modelo seja considerado uma aproximação mais fiel ao real comportamento de uma bateria, acabará por ser sempre dependente de fatores externos como a temperatura ambiente e a humidade. Além do mais, consoante o SOC da bateria, alguns destes parâmetros irão variar o seu valor ao longo do tempo [94],[95].

O modelo equivalente da bateria pode ainda ser otimizado através da inclusão de novos elementos no esquema acima representado. A título de exemplo, poderia ainda ser considerado o seu fenómeno de auto-descarga e modelado o tempo de carga e descarga das mesmas. De referir ainda que o modelo apresentado na Figura 2.23 foi adotado nas simulações efetuadas.

### 2.4.3 Algoritmos de Controlo para Carga e Descarga de Baterias

Com o objetivo de prolongar o tempo de vida útil das baterias, certos cuidados devem ser tomados ao longo dos seus processos de carga e descarga, adotando para tal determinadas técnicas de controlo que, normalmente, são indicadas pelos fabricantes destas últimas nos seus *datasheets* correspondentes. Os algoritmos mais frequentemente utilizados são os seguintes: tensão constante, corrente constante, potência constante e corrente constante seguida de tensão constante. Contudo, tendo em conta a aplicação de EP onde a bateria se encontra inserida e de acordo com as topologias adotadas para os conversores de potência, alguns algoritmos poderão ser implementados com maior ou menor dificuldade.

De modo a que a fiabilidade e a segurança da bateria sejam garantidas, certos parâmetros devem ser monitorizados de forma constante, como é o caso do *State of Health* (SOH), do *State of Power* (SOP) e do SOC das mesmas. Todavia, uma vez que as baterias são consideradas dispositivos eletroquímicos bastante sofisticados e com uma grande quantidade de características não lineares, é extremamente difícil controlar cada um destes parâmetros de forma precisa e instantânea [96].

Os algoritmos anteriormente apresentados são, porventura, os mais utilizados neste tipo de aplicações uma vez que fornecem um valor elevado de eficiência ao sistema durante os processos de carga e descarga num determinado tempo de carregamento. Todavia, outras técnicas são frequentemente referenciadas na literatura, como é o caso da "resistência constante", da "temperatura máxima e constante" e da "Negative Delta V" [97].

#### Corrente Constante

Este algoritmo consiste no fornecimento de uma corrente constante à bateria até que esta atinja a sua tensão nominal, tal como se pode comprovar através da análise da Figura 2.24. Consoante o valor de corrente aplicada, o tempo de carga irá, naturalmente, variar. Contudo, de modo a que a integridade física da bateria seja garantida, é essencial que este valor não seja excessivamente elevado.

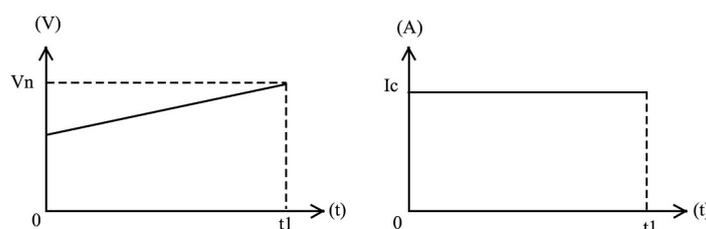


Figura 2.24: Formas de onda teóricas do algoritmo corrente constante.

### Tensão Constante

Este algoritmo, similarmente ao que sucede com o "corrente constante", também possui um único estágio de carregamento. Uma tensão constante é aplicada nos terminais da bateria, sendo esta última a responsável por definir a sua corrente de carga, um valor que será sempre dependente das características químicas das mesmas. Como se pode observar na Figura 2.25, no momento em que a corrente se anula, é definido o fim do carregamento da bateria.

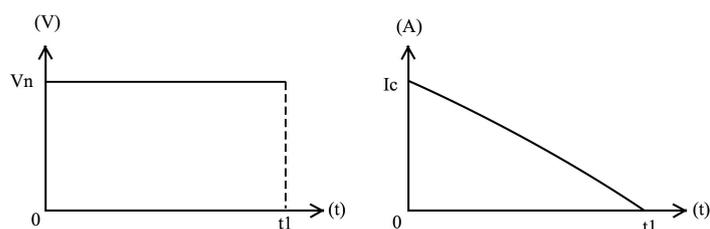


Figura 2.25: Formas de onda teóricas do algoritmo tensão constante.

### Corrente Constante seguida de Tensão Constante

Este algoritmo de controlo é o que se utiliza com maior frequência no processo de carga de uma bateria e pode ser considerado como uma junção das duas técnicas de controlo apresentadas nas sub-seções anteriores. Numa primeira instância é aplicada uma corrente constante à bateria e, paralelamente, a tensão nos seus terminais irá crescer lentamente até ao seu valor de *end-of-charge*. Neste momento, de modo a que seja finalizado o processo de carga, é alterado o algoritmo de controlo para "tensão constante". Tal como o próprio nome indica, à medida que a corrente na bateria vai tendendo para zero, é aplicada à bateria uma tensão de valor igual a  $V_{eoc}$  de forma contínua. Quando a corrente se anular, a bateria está totalmente carregada, tal como se pode comprovar na Figura 2.26. Este algoritmo de controlo é mais eficaz que os anteriores, apresenta tempos de carga mais reduzidos e pode ser utilizado com os mais diversos tipos de baterias [98]. De referir ainda que este será o algoritmo empregue aquando da carga das baterias nas simulações computacionais efetuadas.

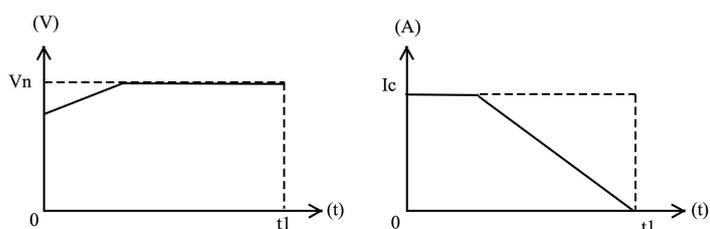


Figura 2.26: Formas de onda teóricas do algoritmo corrente constante seguida de tensão constante.

### Potência Constante

Este algoritmo de controlo apresenta um único estágio e é frequentemente empregue nos processos de descarga das baterias. Uma certa potência de carga/descarga é definida como referência e, a partir deste mesmo valor, a tensão e a corrente da bateria irão variar ao longo do tempo. Se esta técnica for utilizada para a carga de uma bateria, a tensão irá decrescer e a corrente aumentar de forma gradual. Como acontece regularmente, se este algoritmo for adotado para a descarga das baterias (tal como acontece nas simulações efetuadas nesta Dissertação de Mestrado), a corrente irá crescer e a tensão nos terminais da bateria diminuir, sempre de acordo com a potência de referência definida. Na Figura 2.27 são demonstradas as formas de onda da tensão e da corrente no momento de carga de uma bateria com recurso a esta técnica de controlo.

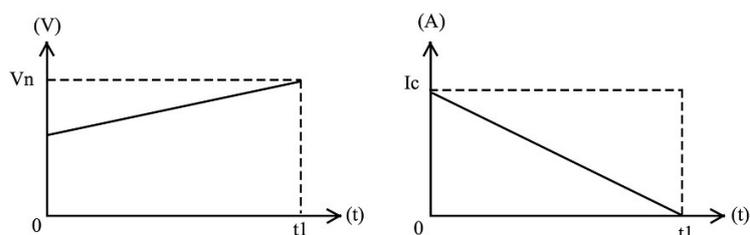


Figura 2.27: Formas de onda teóricas do algoritmo potência constante.

## 2.5 Conclusão

Nas anteriores secções deste capítulo foram estudados e abordados diversos assuntos relacionados com tecnologia solar fotovoltaica e elementos armazenadores de energia. Num primeiro momento, foram apresentados alguns dados estatísticos acerca da geração de energia com recurso a fontes renováveis a nível nacional e mundial, destacando-se a grande margem de progressão dos sistemas fotovoltaicos ao longo dos últimos anos e que, de acordo com as previsões da APREN e da IRENA, continuarão a apresentar nas próximas décadas. Após esta contextualização, procedeu-se à identificação dos diferentes materiais constituintes das células solares fotovoltaicas, descritos os métodos que permitem a extração da máxima potência destes sistemas e apresentadas algumas tecnologias vanguardistas em relação a este tema.

A segunda secção deste capítulo é referente aos SAEs. Como já referido, tendo em conta a intermitência apresentada pelas tecnologias de produção com recurso a fontes renováveis e a mudança de paradigma que se pretende implementar na rede elétrica, os elementos armazenadores de energia têm vindo a ganhar uma importância cada vez maior nos sistemas de geração para autoconsumo. A sua função passa

por compensar os períodos de cheia e de vazio (*peak shaving*) e balancear os períodos de consumo e produção ao longo de um dia (*load leveling*). Nesta secção, foram apresentadas diferentes tecnologias de baterias e estudadas as vantagens e desvantagens de cada uma delas. Através deste estudo, foi possível concluir que, hoje em dia, de acordo com o rácio performance/custo, as baterias de chumbo ácido são as mais vulgarmente utilizadas em sistemas de produção baseados em fontes renováveis. Contudo, novas tecnologias com maior capacidade de carga e menor peso e volume têm vindo a ganhar posição de mercado, como é o caso das baterias de iões de lítio. Independentemente do elemento químico constituinte de cada um destes sistemas de armazenamento, terão sempre de ser implementados algoritmos que realizem a carga e descarga de energia de forma equilibrada, prolongando o seu tempo de vida útil. Estes serão aqui apresentados e, de forma posterior, simulados e implementados neste protótipo.

## 3 | Topologias de Conversores CC/CC de Eletrónica de Potência

### 3.1 Introdução

De acordo com a ideologia que se pretende implementar na rede elétrica, a existência de corrente alternada nas futuras SMGs será praticamente uma nulidade. Ao longo dos últimos anos, tendo em conta a crescente propagação de cargas CC, novas topologias de conversores de EP têm vindo a ser desenvolvidas e implementadas, existindo uma grande tendência para a supressão dos conversores CA/CC neste tipo de aplicações. Sob outro ponto de vista, os conversores CC/CC passarão a ter um papel de destaque, assumindo-se como um elemento fundamental em redes CC isoladas e, particularmente, em sistemas de geração e armazenamento de energia para autoconsumo. Um conversor CC/CC é um circuito eletrónico que tem como objetivo produzir uma tensão contínua regulada a partir de uma outra fonte de tensão contínua, podendo esta ser regulada ou não-regulada. Tendo em conta o tipo de aplicação e o sistema de EP onde estão inseridos estes conversores, aplicar-se-á a necessidade de os mesmos serem unidirecionais ou bidirecionais e isolados ou não-isolados.

O isolamento galvânico entre cada um dos lados CC é sempre garantido com recurso a um transformador de alta frequência, independentemente da topologia escolhida para este tipo de conversores. Se as potências a ele associadas são, por norma, elevadas, o seu tamanho será bastante reduzido. É o aumento da frequência de comutação o principal responsável pela redução do tamanho de todos os componentes passivos, entre os quais, o transformador. A presença deste elemento acaba por ser vital neste tipo de aplicações, uma vez que, a diferença de tensão entre os lados do conversor tende a ser elevada, providenciando maior segurança aos elementos constituintes e à própria *DC microgrid*.

Tendo em conta as características inerentes a cada um dos conversores CC/CC a seguir abordados, será definida a arquitetura global do sistema e escolhida a topologia que confere mais vantagens ao protótipo a desenvolver nesta Dissertação de Mestrado. Posteriormente, serão estudadas e apresentadas diferentes técnicas de controlo a aplicar nos conversores CC/CC, dotando-os com elevados valores de eficiência em todos os modos de operação para os quais estes serão programados. Neste caso em específico, é

absolutamente necessário garantir a extração da máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos, realizar a carga e a descarga das baterias de forma controlada, permitir o fluxo bidirecional de energia ao longo de todo o sistema e, por fim, manter constante a tensão no barramento CC secundário.

### 3.2 Conversores CC/CC Unidirecionais Não Isolados

Os conversores CC/CC unidirecionais não isolados, tendo em conta a sua grande flexibilidade e facilidade de implementação, são os que, tendencialmente, estão presentes em maior número nos sistemas de EP. Estes podem ser abaixadores de tensão, elevadores de tensão e abaixadores e elevadores de tensão, porém, qualquer que seja o tipo de conversor, serão sempre constituídos por pelo menos um semiconductor totalmente controlado, por um diodo e por uma bobina. Esta terá de ser elevada o suficiente para que o fornecimento de energia a uma carga seja feito de forma contínua [99].

Como visto, as ERs tomarão um papel preponderante nas futuras SMGs e será fundamental que o seu acoplamento com os barramentos CC seja executado nos valores nominais de tensão de operação. Para tal, a regulação da tensão na saída deste conversor será da responsabilidade dos elementos passivos que o constituem e do valor do *duty cycle* do sinal de PWM aplicado ao semiconductor.

As seguintes equações são aplicáveis a qualquer um dos três tipos de conversores CC/CC unidirecionais não isolados retratados nesta secção. Cada um destes circuitos será estudado com o intuito de determinar a equação característica do conversor, isto é, com recurso às equações a seguir apresentadas e de acordo com a topologia de cada uma das montagens, o objetivo primordial será obter uma expressão capaz de fornecer o valor da tensão de saída do conversor em função da tensão existente na sua entrada e do *duty cycle* do sinal de PWM a ser aplicado ao semiconductor totalmente controlado.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + i_{Lo} \quad (3.2)$$

$$\Delta i_L = i_L - i_{Lo} \quad (3.3)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_L \cdot t}{L} \quad (3.4)$$

Para cada um dos conversores, a tensão e a corrente na bobina serão fornecidas, respetivamente, pelas equações 3.1 e 3.2, ao passo que a equação 3.4 é respetiva à variação da corrente neste mesmo componente.

### 3.2.1 Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do Tipo Boost

Um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*, tal como o próprio nome sugere, irá apresentar na sua saída um valor contínuo de tensão ( $V_{out}$ ) superior ao existente na sua entrada ( $V_{in}$ ), podendo, deste modo, ser utilizado com diferentes propósitos em múltiplas aplicações de sistemas de EP [99]. A título de exemplo, é capaz de realizar a interface com ERs, como é o caso dos painéis solares fotovoltaicos. Este conversor está representado na Figura 3.1 e tal como referido, será constituído pela bobina  $L_1$ , pelo MOSFET  $S_1$  e pelo diodo  $D_1$ . Na sua saída está ainda representada a carga  $R_1$  e o condensador  $C_1$ , utilizado para diminuir o *ripple* da tensão  $V_{out}$ .

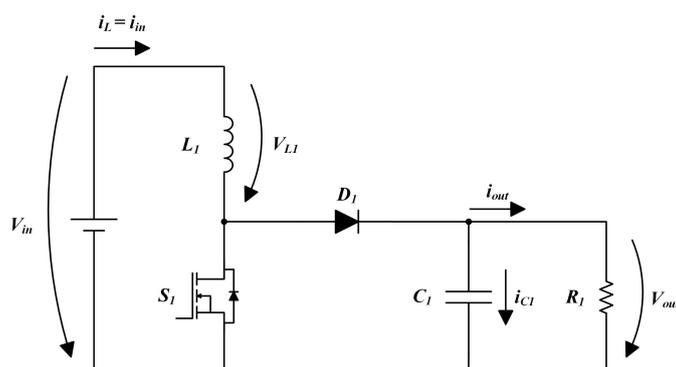


Figura 3.1: Conversor CC-CC unidirecional não isolado do tipo *boost*

Quando o MOSFET  $S_1$  se encontra em condução, o andar de saída do conversor irá ficar isolado do restante circuito uma vez que o diodo  $D_1$  estará inversamente polarizado. Neste momento, a bobina  $L_1$  irá armazenar energia e, pelo facto de se encontrar em paralelo com a fonte presente na entrada do conversor, terá uma tensão aos seus terminais de valor igual a  $V_{in}$ . Por outro lado, e como se pode comprovar na Figura 3.2 (a), a carga  $R_1$  será alimentada, única e exclusivamente, com recurso à energia armazenada no condensador  $C_1$ . Na equação 3.6, de acordo com a expressão genérica 3.4, é fornecida a variação positiva da corrente no indutor.

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (3.5)$$

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} \quad (3.6)$$

Como demonstrado na Figura 3.2 (b), durante o momento em que  $S_1$  não se encontra em condução, isto é, quando se encontra ao corte, a corrente  $i_L$  irá fluir através do diodo  $D_1$ , carregando o condensador  $C_1$  com o valor da tensão  $V_{in}$ . Em simultâneo, a carga  $R_1$  será alimentada pela fonte presente na entrada do conversor e pela energia armazenada em  $L_1$ . Neste momento, a tensão aos terminais da bobina é fornecida pela equação 3.7 e a variação negativa da corrente neste componente está disponibilizada na equação 3.8.

$$V_{L_1} = V_{in} - V_{out} \quad (3.7)$$

$$-\Delta i_{L_{off}} = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot t_{off}}{L} \quad (3.8)$$

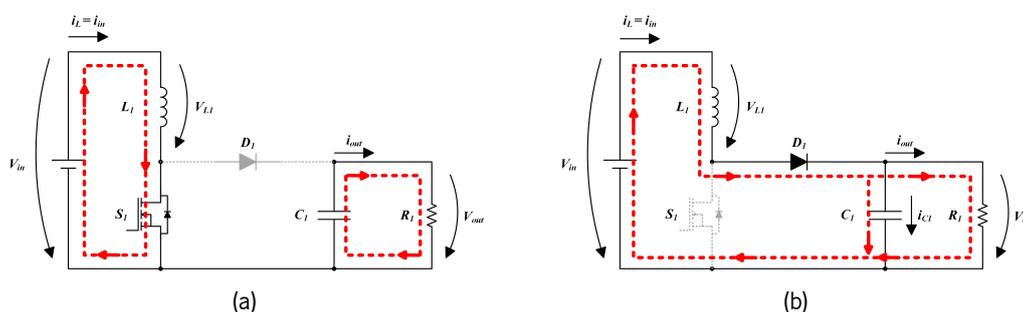


Figura 3.2: Operação do conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*: (a) *on state*; (b) *off state*.

Através do estudo da literatura referente a este tipo de conversores [100],[101] e, como se pode ver na equação 3.9, foi possível concluir que a variação positiva da corrente na bobina será igual à variação negativa da corrente para o mesmo componente. Na prática, isto será o mesmo que dizer que a variação da tensão aos terminais da bobina em regime permanente é nula.

$$\Delta i_{L_{on}} = -\Delta i_{L_{off}} \quad (3.9)$$

$$\frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot t_{off}}{L} \quad (3.10)$$

Logo, através desta igualdade e com base nas equações 3.6 e 3.8 é possível obter a equação característica deste conversor CC/CC unidirecional não isolado (eq. 3.13). De modo a que esta expressão seja apresentada em ordem à tensão de entrada e ao *duty cycle*, foi considerado o valor de  $D$  como a relação entre  $t_{on}$  e o período da onda,  $\tau$ , período esse que é definido como a soma dos tempos  $t_{on}$  e  $t_{off}$ .

$$D = \frac{t_{on}}{\tau} \quad (3.11)$$

$$\tau = t_{on} + t_{off} \quad (3.12)$$

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{1 - D} \quad (3.13)$$

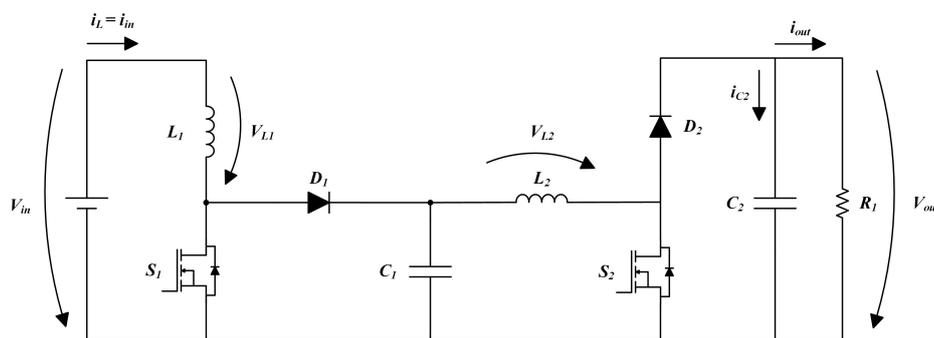
Desta forma, o valor do *duty cycle*  $D$  pode ser definido como:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.14)$$

Através destas equações, é possível proceder ao dimensionamento de todos os componentes que constituem um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*. Variando o valor do *duty cycle*, o valor da tensão de saída deste conversor irá também variar em função do valor da tensão de entrada.

### 3.2.2 Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do Tipo Boost em Cascata

O conversor CC/CC apresentado na sub-secção anterior, apesar de ser considerado ideal para um grande tipo de aplicações de EP, também apresentará as suas limitações. As perdas associadas às correntes de fuga levarão a que a eficiência global do conversor seja menor e, além do mais, quando os níveis de tensão de entrada e de saída são muito díspares, será necessário aplicar um sinal de PWM com um *duty cycle* extremamente elevado ao semiconductor totalmente controlado [102]. Tal situação é, na maioria das vezes, incomportável com a realidade mas, em certos tipos de aplicações, acabará mesmo por ser solicitada. Para tal, serão requeridas novas e diferentes topologias de hardware para que este tipo de conversores seja capaz de fornecer um maior *boost* de tensão. A título de exemplo, um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost* em cascata (presente na Figura 3.3) pode ser utilizado neste tipo de sistemas [103].

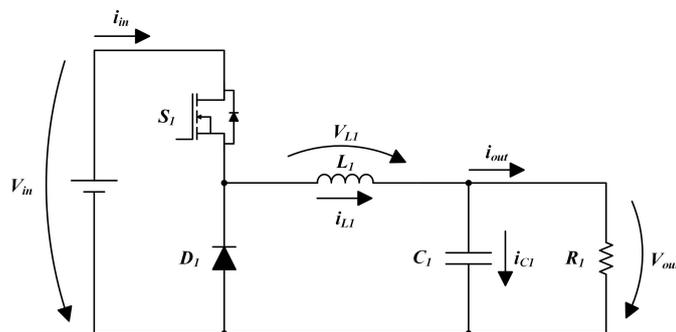

 Figura 3.3: Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost* em cascata

Esta topologia não será nada mais do que a junção de dois conversores CC/CC unidirecionais não isolados do tipo *boost*. Assim, o número de componentes utilizados passará para o dobro e os custos monetários serão também mais acrescidos. Porém, serão obtidas vantagens no que toca à possibilidade de empregar este conversor em aplicações eletrônicas onde o valor da tensão na saída será muito superior ao valor existente na sua entrada, garantindo ainda que a eficiência do sistema não seja afetada.

### 3.2.3 Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do tipo Buck

Um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *buck* terá como funcionalidade o abaixamento do valor da tensão média na sua saída quando em comparação com o valor existente na entrada do mesmo. De acordo com o princípio da conservação de energia, o oposto irá acontecer para a corrente de entrada e saída, isto é, o valor médio de  $i_{out}$  será superior ao valor médio de  $i_{in}$  [100]. Mais uma vez, similarmente ao conversor apresentado na sub-secção anterior, um *buck converter* fará parte integrante de um vasto leque de sistemas eletrônicos. A título de exemplo, tendo em conta os avanços tecnológicos verificados nos últimos anos, aparelhos como computadores, *smartphones* e *tablets*, terão de empregar baixos níveis de tensão nos seus processadores. Deste modo, é justificada a presença de conversores CC/CC do tipo *buck* nas *motherboards* destes dispositivos, constituindo os então chamados módulos reguladores de tensão [104]. Mais ainda, um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *buck* pode ser encontrado em carregadores de baterias, carregadores solares, amplificadores de potência de áudio, controladores de velocidade de motores CC, ... [105].

Este conversor está representado na Figura 3.4 e, como é possível observar, será constituído pelos três elementos base dos conversores CC/CC não isolados (bobina  $L_1$ , diodo  $D_1$  e semiconductor totalmente controlado  $S_1$ ), pela carga  $R_1$  e pelo condensador  $C_1$  que, mais uma vez, terá a função de atenuar o *ripple* da tensão contínua à saída do *buck* ( $V_{out}$ ).


 Figura 3.4: Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *buck*

Quanto ao seu modo de operação, no momento em que o MOSFET  $S_1$  se encontra em condução, o diodo  $D_1$  ficará inversamente polarizado e a fonte irá alimentar a carga  $R_1$ , carregar o condensador  $C_1$  e fornecer energia ao indutor  $L_1$ . Neste instante, a tensão aos terminais de  $L_1$  é fornecida pela equação 3.15. Com base nas equações 3.4 e 3.15 é possível obter uma expressão para a variação positiva da corrente neste componente, apresentada em 3.16 [100],[101].

$$V_{L_1} = V_{in} - V_{out} \quad (3.15)$$

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on}}{L} \quad (3.16)$$

Contudo, quando  $S_1$  se encontra ao corte, a fonte  $V_1$  deixará de fornecer energia ao circuito. Deste modo, serão os elementos passivos  $L_1$  e  $C_1$  os componentes responsáveis por alimentar a carga  $R_1$  com a energia previamente armazenada no momento de condução do semiconductor. Para este instante, a tensão aos terminais do indutor  $L_1$  é expressa na equação 3.17 e, sob o princípio da conservação de energia, em 3.18 é apresentada a variação negativa da corrente na bobina deste conversor [100],[101].

$$V_{L_1} = -V_{out} \quad (3.17)$$

$$-\Delta i_{L_{off}} = \frac{V_{out} \cdot t_{off}}{L} \quad (3.18)$$

Mais uma vez, e tal como acontece para os três conversores CC/CC unidirecionais não isolados presentes nesta secção, a variação da tensão aos terminais da bobina em regime permanente é nula [101]. Igualando as equações 3.16 e 3.18, temos:

$$\frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on}}{L} = \frac{V_{out} \cdot t_{off}}{L} \quad (3.19)$$

De acordo com as equações 3.11 e 3.12, é possível obter, novamente, uma expressão para o valor médio da tensão de saída do conversor ( $V_{out}$ ) em função da tensão presente na entrada do mesmo ( $V_{in}$ ) e do *duty cycle* a ser aplicado ao MOSFET  $S_1$ .

$$V_{out} = V_{in} \cdot D \quad (3.20)$$

Em 3.21 está representada a expressão que fornece o valor do *duty cycle* aplicado ao semicondutor totalmente controlado  $S_1$ , responsável pela regulação do valor da tensão na saída deste conversor CC/CC.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.21)$$

### 3.2.4 Conversor CC/CC Unidirecional Não Isolado do tipo Buck-Boost

Como o próprio nome indica, este conversor unidirecional não isolado junta as funcionalidades dos dois conversores anteriormente apresentados, sendo utilizado em aplicações onde as faixas de tensão de entrada e saída se sobrepõem, isto é, um conversor do tipo *buck-boost* é capaz de elevar ou baixar a tensão de saída em relação à tensão de entrada.

Como será de esperar, este conversor CC/CC é constituído por um semicondutor totalmente controlado  $S_1$ , por uma bobina  $L_1$  e por um diódo  $D_1$ . Aos terminais da sua saída está presente um condensador de filme  $C_1$ , fundamental na redução do *ripple* de  $V_{out}$  e no fornecimento de energia à carga no momento em que o semicondutor não se encontrar em condução. Esta topologia é apresentada na Figura 3.5

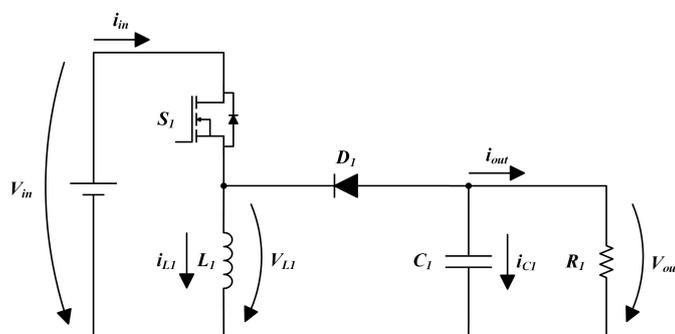


Figura 3.5: Conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *buck-boost*

Quando o MOSFET  $S_1$  se encontra em condução, o diodo  $D_1$  fica inversamente polarizado e, tal como acontece no conversor CC/CC do tipo *Boost*, o andar de saída fica isolado do restante circuito. Neste momento, a bobina  $L_1$  está colocada em paralelo com a fonte de tensão presente na entrada, armazenando energia. A carga  $R_1$  será somente alimentada com recurso ao condensador  $C_1$ . Na equação 3.23 é disponibilizada a variação da corrente no indutor quando o MOSFET se encontra fechado.

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (3.22)$$

$$\Delta i_{L_{on}} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} \quad (3.23)$$

No momento em que o semicondutor  $S_1$  se encontrar aberto, a energia previamente armazenada na bobina será transmitida para a carga e para o condensador de filme, carregando-o. O fluxo de corrente  $i_L$  só é permitido uma vez que  $D_1$  encontra-se agora diretamente polarizado. De acordo com a equação genérica 3.4, pode-se definir uma expressão para a variação da corrente na bobina  $L_1$  quando o MOSFET não se encontra em condução, apresentada na equação 3.25. Na equação 3.24 é fornecida a tensão aos terminais do indutor para este mesmo momento.

$$V_{L_1} = -V_{out} \quad (3.24)$$

$$-\Delta i_{L_{off}} = \frac{V_{out} \cdot t_{off}}{L} \quad (3.25)$$

Tal como nos conversores do tipo *buck* e do tipo *boost*, aplicar-se-á o princípio da conservação de energia, onde a potência de entrada será igual à potência de saída. Por este mesmo motivo, é possível igualar as equações referentes à variação da tensão aos terminais da bobina nos momentos de comutação do MOSFET, perfazendo:

$$\frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L} = \frac{V_{out} \cdot t_{off}}{L} \quad (3.26)$$

Mais uma vez, simplificando 3.26 com recurso às equações 3.11 e 3.12, facilmente se obtém uma expressão para o valor médio de  $V_{out}$  (eq. 3.27) e para o *duty cycle* ( $D$ ) a ser empregue ao semicondutor  $S_1$  (eq. 3.28). Será a regulação deste último parâmetro que fará variar a tensão de saída do conversor, colocando-o a operar no regime de *step-up* ou de *step-down* [100]. Caso  $D$  seja igual a 0,5 está-se perante a situação de limbo, onde tensão de saída toma o valor da tensão de entrada. Abaixo deste valor, o conversor

CC/CC irá operar em modo *buck*, entrando em regime *boost* quando o valor do *duty cycle* é superior a 50%. Todavia, tal facilidade de controlo acaba por limitar a escala de conversão deste estágio. Isto é, enquanto que nos dois conversores anteriormente apresentados o valor do *duty cycle* poderia variar livremente de 0 a 100%, nesta topologia, cada um dos modos de operação terá somente uma gama de 50% para a variação do seu *duty*. É possível concluir que, face aos conversores do tipo *boost* e do tipo *buck*, o rácio de conversão cai para metade mas passa a ser possível conjugar num único conversor as características dos outros dois.

$$V_{out} = V_{in} \frac{D}{1 - D} \quad (3.27)$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \quad (3.28)$$

### 3.3 Conversores CC/CC Bidirecionais Não Isolados

A curto/médio prazo, o fluxo bidirecional de energia não será uma mera possibilidade, mas sim uma necessidade e uma certeza em sistemas de EP. De acordo com a reestruturação que se pretende implementar na rede, novas topologias de conversores CC/CC começaram a ser desenvolvidas, permitindo que a energia flua nos dois sentidos entre o lado primário e secundário de um estágio de conversão. A título de exemplo, nas futuras *microgrids*, os elementos armazenadores de energia terão um papel preponderante no equilíbrio da rede, nivelando os períodos de cheia e de vazio e compensando as intermitências e as flutuações apresentadas na produção com recurso a fontes renováveis [106],[107]. Para que tal se torne uma realidade, os conversores de EP têm de permitir a transferência de energia em ambos os sentidos, realizando-se deste modo uma gestão mais eficiente da rede.

Neste caso em específico, será da responsabilidade do algoritmo de controlo do conversor a manutenção da saúde da bateria e dos seus processos de carga e descarga, prolongando-lhe o tempo de vida útil de acordo com o seu SOC e SOH [13]. A popularidade deste tipo de conversores tem vindo a crescer à medida que os sistemas de produção de energia com recurso a fontes renováveis e os VEs começam a ganhar espaço de mercado e apresentar números cada vez mais interessantes [108].

Para além deste tipo de aplicações, os conversores bidirecionais não isolados poderão ser empregues em dispositivos portáteis, sistemas aeroespaciais, *Uninterruptible Power Supplies* (UPS), VEs, células de combustível e sistemas de produção de ER. No esquema 3.6 está apresentada a hierarquia e os tipos de conversores CC/CC bidirecionais não isolados que mais frequentemente são empregues nos sistemas de

EP [106],[108].

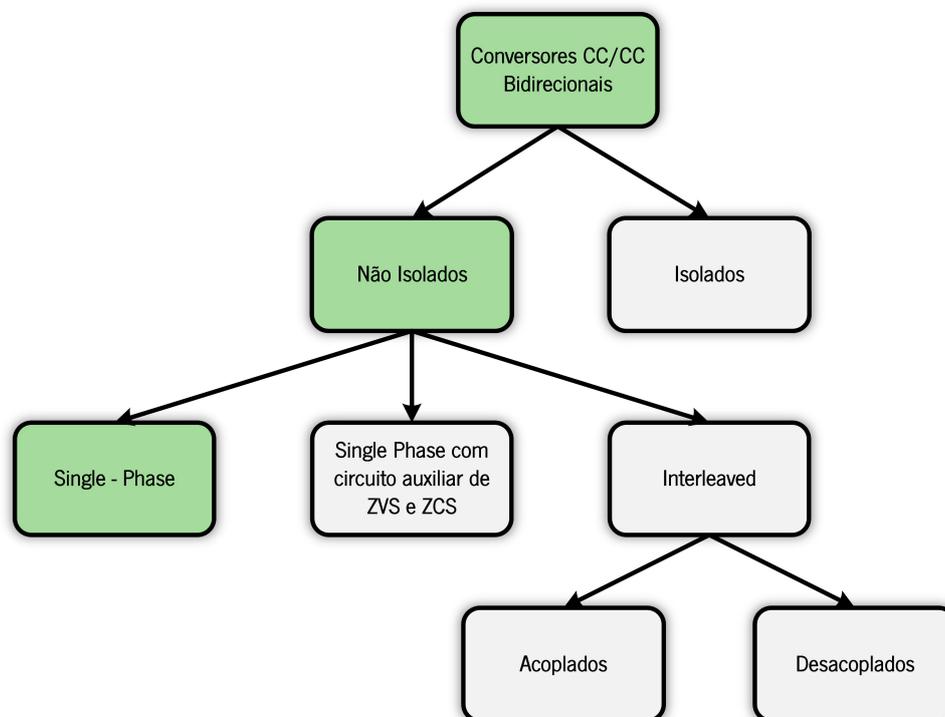


Figura 3.6: Hierarquia de conversores CC/CC bidirecionais não isolados.

No esquema exibido na Figura 3.6, surge a verde um caminho hierárquico que será representativo da escolha do conversor CC/CC bidirecional não isolado para o protótipo a desenvolver nesta Dissertação de Mestrado. Trata-se da topologia mais comum em aplicações referentes à interface de um conjunto de baterias com um barramento CC e é denominado por conversor bidirecional não isolado em meia ponte ou, de forma mais vulgar como, conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost*.

Outras topologias poderiam ser aplicadas a este estágio de conversão, como é o caso de conversores do tipo *Cuk*, *SEPIC/Zeta*, *switched-capacitor*, multinível e *coupled inductor* [109],[110]. Contudo, todas estas montagens apresentam um maior número de desvantagens quando em comparação com os conversores CC/CC bidirecionais do tipo *buck-boost*. A título de exemplo, os conversores do tipo *Cuk* e *SEPIC/Zeta* apresentam taxas de conversão pouco eficientes e de baixa gama. Por outro lado, os conversores multinível e os *switched-capacitor* exigem complicadas técnicas de modulação e controlo, solicitando um maior número de condensadores e MOSFETs nos momentos em que é necessário fornecer uma tensão de saída mais elevada. Por fim, as topologias *coupled inductor*, que, tal como os *switched-capacitor* e os multinível, apresentam configurações complicadas para os seus circuitos. No entanto, ajustando o número de voltas da bobina, grandes ganhos de tensão podem ser atingidos [106],[108].

### 3.3.1 Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo Buck-Boost

Em comparação com o estágio de conversão apresentado na sub-seção 3.2.4, esta montagem irá permitir a transferência de energia em ambos os sentidos. Como referido, este conversor é maioritariamente utilizado em aplicações para interface com baterias, permitindo o processo de carga e descarga das mesmas. Consoante o sentido da corrente  $i_L$ , esta topologia poderá operar de duas maneiras distintas: em modo *buck*, quando a energia flui de  $V_1$  para  $V_2$  e em modo *boost* quando sucede o oposto. Uma vez que este conversor permite a transferência de energia de e para o banco de baterias, pode-se afirmar que a gestão energética passará a ser feita em dois quadrantes [111]. Como visto em [108], esta topologia é considerada o resultado da combinação de um conversor do tipo *boost* com um do tipo *buck* em anti-paralelo, podendo ser vista na Figura 3.7. Em substituição do diodo habitualmente utilizado nos conversores unidirecionais, um novo semiconductor totalmente controlado ( $S_2$ ) será empregue. Contudo, a bobina  $L_1$  terá de ser dimensionada para valores de corrente e potência mais elevados.

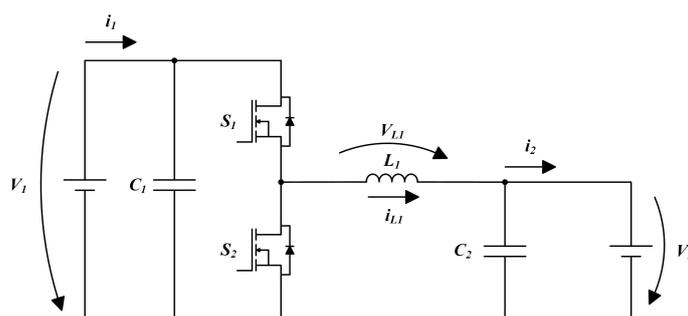


Figura 3.7: Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost*

#### Operação no Modo Buck

Durante a operação no modo *buck*, um sinal de PWM será aplicado ao MOSFET  $S_1$ , colocando-o deste modo a comutar, ao passo que,  $S_2$  estará sempre aberto. No momento de condução de  $S_1$ , como visto em 3.8 (a), a fonte de tensão presente na entrada do conversor ( $V_1$ ) será responsável por carregar o condensador  $C_2$  e a bobina  $L_1$  e fornecer parte da sua energia à carga ( $V_{out}$ ). De modo a que o valor de  $V_{out}$  seja constante, no momento em que  $S_1$  abrir (Figura 3.8 (b)), a carga será alimentada com a energia previamente armazenada em  $L_1$  e em  $C_2$ , sendo o diodo de *free-wheeling* do MOSFET  $S_2$  a providenciar um caminho à corrente  $i_L$ . Esta situação será totalmente equiparável ao conversor unidirecional do tipo *buck*, onde, neste modo de operação, a funcionalidade do diodo interno do semiconductor inferior é semelhante à do diodo  $D_1$  da Figura 3.4.

A expressão para o valor de  $V_{out}$  é partilhada com o conversor unidirecional não isolado do tipo *buck*

e está indicada na equação 3.20.

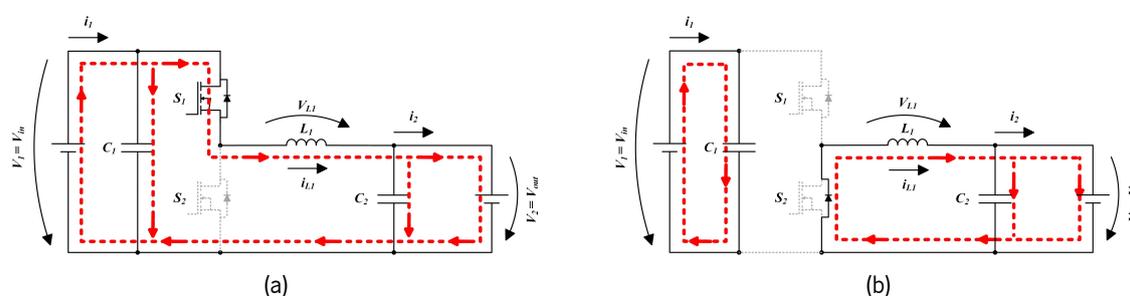


Figura 3.8: Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* no modo *buck*: (a) *on state*; (b) *off state*.

### Operação no Modo Boost

Neste modo de operação, o oposto irá suceder: agora será o MOSFET  $S_1$  que se encontra sempre ao corte e  $S_2$  em constante comutação de estado. Um aspeto importante a referir passa pela troca das noções de entrada e saída neste modo de operação, fazendo com que  $V_1 = V_{out}$  e  $V_2 = V_{in}$ , situação equiparável à descarga das baterias nesta Dissertação de Mestrado.

Como se pode constatar pela Figura 3.9 (a), no momento em que o semiconductor  $S_2$  se encontra em condução, a fonte  $V_2$  irá energizar o indutor  $L_1$  e o condensador  $C_2$ , ao passo que, será o elemento passivo  $C_1$  a fornecer energia à carga presente na saída de  $V_1$ . No momento em que  $S_2$  abre, através de um caminho fornecido pelo diodo de *free-wheeling* do MOSFET  $S_1$ , a fonte  $V_2$  irá alimentar todos os componentes do conversor, incluindo a carga presente em  $V_1$ . Mais uma vez, este modo de operação será semelhante ao apresentado pelo conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*, partilhando inclusive com esta topologia a equação que fornece o valor da tensão de saída, presente em 3.13.

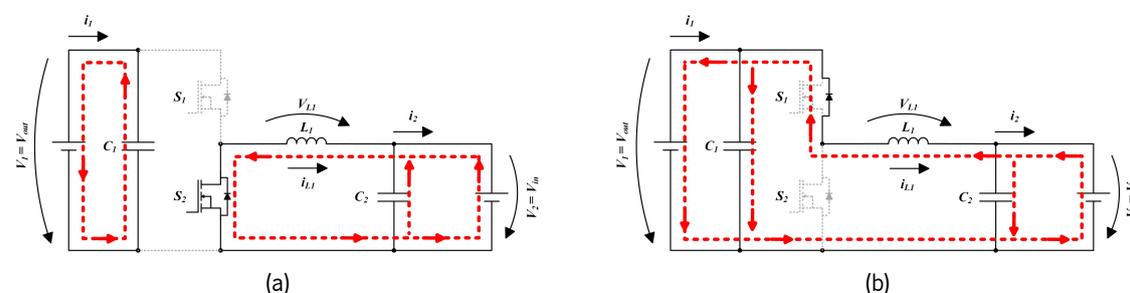


Figura 3.9: Operação do conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* no modo *boost*: (a) *on state*; (b) *off state*.

### 3.3.2 Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo Buck-Boost em Cascata

Como visto, as funcionalidades de um conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* são limitadas à operação em 2 quadrantes, isto é, apesar de a topologia anteriormente apresentada permitir o fluxo de energia em ambos os sentidos, este conversor irá operar como *buck* para um dos lados e como *boost* para o outro. Como é possível observar na Figura 3.10 e 3.11, colocando dois destes conversores em cascata, as funcionalidades deste estágio são alargadas para 4 quadrantes [111]. Por outras palavras, esta topologia habilita a operação como *buck* e como *boost* nos dois sentidos, levando a que, conseqüentemente, esta seja considerada mais flexível. No entanto, esta montagem também apresenta algumas contrapartidas, como é o caso do aumento das perdas de comutação e do número de semicondutores utilizados, o que, evidentemente, irá dificultar o seu controlo e modulação [108],[109].

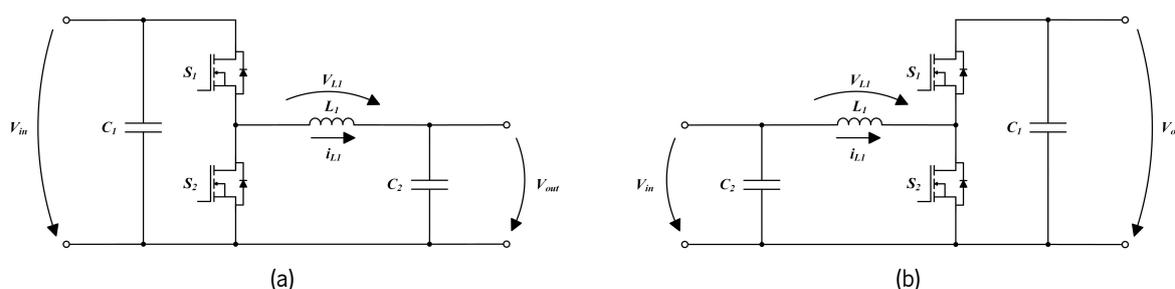


Figura 3.10: Esquema representativo da ligação de dois conversores CC/CC bidirecionais do tipo *buck-boost* em cascata: (a) operação como *buck*; (b) operação como *boost*.

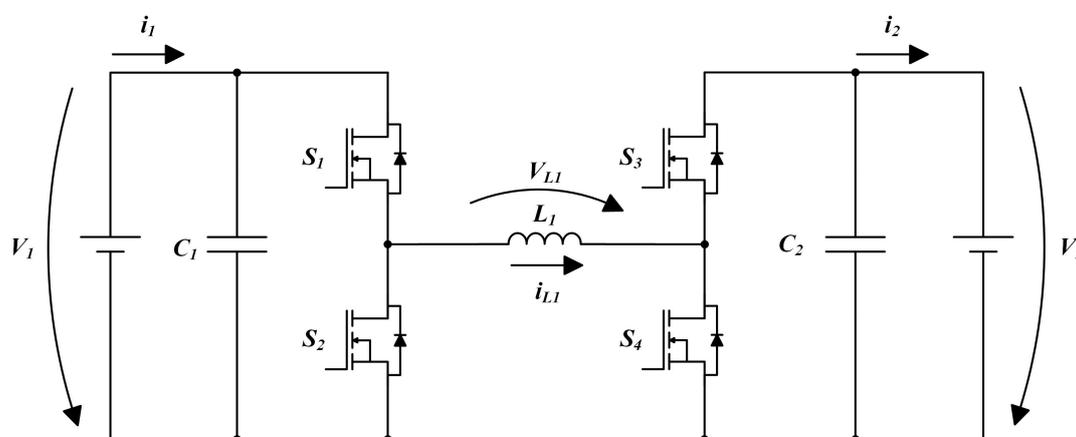


Figura 3.11: Conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo buck ou boost em cascata.

### 3.3.3 Conversor CC/CC Bidirecional Não Isolado do tipo Interleaved Half Bridge

Quando em comparação com os conversores anteriormente apresentados, os CC/CC do tipo *interleaved* apresentam um número superior de vantagens e, por este mesmo facto, têm vindo a ser aplicados com maior frequência em sistemas de EP. Como se pode ver na Figura 3.12, uma vez que a corrente será dividida pelos dois braços do conversor, as perdas por condução serão mais reduzidas e os MOSFETs estarão sujeitos a menor stress, tendo somente de suportar metade do valor nominal da corrente de entrada do conversor.

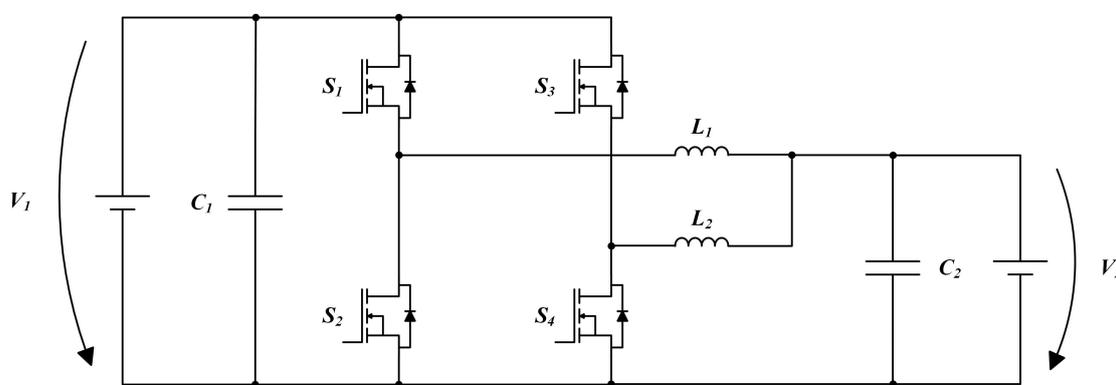


Figura 3.12: Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *interleaved half bridge*.

Colocando um maior número de braços em paralelo, maiores frequências de *ripple* conseguem ser atingidas. Através deste método, o *ripple* da corrente de entrada e da tensão de saída será reduzido sem que as perdas por comutação sejam aumentadas o que, conseqüentemente, conduz a uma eficiência do sistema mais elevada [112]. Em qualquer outra topologia, para alcançar o mesmo fim, os condensadores de filme colocados na sua saída teriam de ser sobredimensionados. Contudo, para este método, o número de semicondutores empregues será necessariamente superior, o controlo do conversor cada vez mais complexo e o custo mais elevado [109],[113]. Segundo [108], para  $N$  braços colocados em paralelo, temos:

- uma frequência de *ripple*  $N$  vezes superior à frequência de comutação;
- $N$  estágios na saída do conversor, desfasados  $\frac{360}{N}$  graus entre si;
- $2N$  semicondutores de potência;
- $2N + 1$  componentes passivos, dos quais  $N$  serão bobinas;

- uma corrente em cada braço de valor  $\frac{I_{in}}{N}$ .

Em operação *full-load*, uma vez que as perdas por comutação e por condução serão bastante reduzidas, melhor será a performance térmica deste conversor, característica tomada como fundamental na maioria das aplicações relacionadas com EP [109]. Outra grande vantagem destas topologias passa pela sua redundância, isto é, na ocasionalidade de um semicondutor (ou um braço) apresentar uma anomalia, a operação deste estágio não será comprometida. Além do mais, estes conversores facilitam a conversão para tensões mais elevadas, o que, face ao seu pequeno tamanho, lhe concede uma grande densidade de potência.

### 3.4 Conversores CC/CC Bidirecionais Isolados

Como visto nesta secção, de acordo com a topologia adotada para um conversor CC/CC, as trocas de energia entre a sua entrada e saída podem ser efetuadas num único sentido ou em ambos, procedendo-se por este mesmo motivo à sua classificação como unidirecionais e bidirecionais. Todavia, tendo em conta a existência, ou não, de isolamento galvânico entre cada um dos lados CC destas topologias, são também classificados como conversores CC/CC isolados ou não isolados. Por norma, este último é providenciado com recurso a um transformador de alta frequência e considerado uma característica fundamental em aplicações onde a diferença entre os níveis de tensão de ambos os lados é elevada [107]. Através do ajuste da relação de transformação, este elemento passivo consegue providenciar elevados ganhos no abaixamento ou na elevação do valor da tensão em cada um dos seus barramentos CC, regulando-os para valores previamente estipulados [106]. Com recurso ao estudo de literatura apropriada, o seu dimensionamento é efetuado em concordância com a frequência de comutação dos semicondutores e de modo a que as perdas totais sejam as mais reduzidas possíveis [114],[115].

Para além do já referido transformador de alta frequência, neste estágio são ainda empregues dois conversores totalmente controlados: um retificador e um inversor de tensão, assim classificados de acordo com o sentido do fluxo de energia. Deste modo, é fundamental que esta topologia seja considerada altamente eficiente e, ao mesmo tempo, fiável e segura. Não obstante, os conversores CC/CC bidirecionais apresentam como desvantagem o seu elevado custo, peso, volume e perdas [72].

De acordo com as suas especificações, este tipo de conversores é frequentemente empregue em sistemas de carregamento de baterias e de travagem regenerativa em VEs [116]. De acordo com o conceito de *DC smart microgrid* e como se pode ver na Figura 2.2, este estágio de conversão será considerado um elemento essencial em UPSs e na interface com a rede CC.

### 3.4.1 Conversor CC/CC Bidirecional Isolado Push-Pull

Um conversor CC/CC bidirecional do tipo *push-pull* emprega 4 semicondutores totalmente controlados e um transformador de alta frequência com *tap* central. Apesar de existirem topologias fonte de corrente e fonte de tensão, somente a segunda é aqui explanada e apresentada na Figura 3.13.

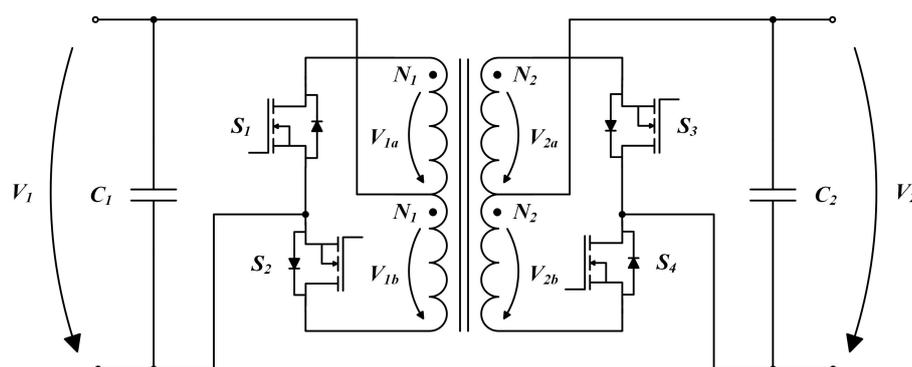


Figura 3.13: Conversor CC/CC bidirecional isolado *push-pull*.

Uma das grandes vantagens inerentes a este conversor passa pelo baixo número de semicondutores empregues, uma característica que, na prática, irá diminuir o stress de corrente em cada um destes últimos, facilitar o controlo aplicado neste estágio e trazer vantagens sob o ponto de vista económico. Contudo, a grande condicionante desta topologia passa pelo valor de tensão existente entre a *drain* e a *source* de cada um dos semicondutores. Cada um deles terá de suportar o dobro da tensão existente no barramento CC, uma limitação que pode colocar em causa a integridade do próprio hardware. Por este mesmo motivo, facilmente se compreende que esta topologia não é a mais adequada para aplicações de elevadas tensão, uma incompatibilidade verificada com esta Dissertação de Mestrado [117].

### 3.4.2 Conversor CC/CC Bidirecional Isolado Full Bridge - Dual Active Bridge (DAB)

Nos últimos anos, o conversor CC/CC bidirecional isolado que mais atenção tem ganho nos sistemas de EP é o DAB. Quando em comparação com as outras topologias explanadas nesta secção, este conversor é considerado ideal para aplicações de elevada densidade de potência pelo facto de apresentar excelentes características de ZVS (*Zero Voltage Switching*) [107],[118]. Para além do mais, a implementação deste conversor é relativamente simples e o número de componentes passivos é considerado reduzido [119].

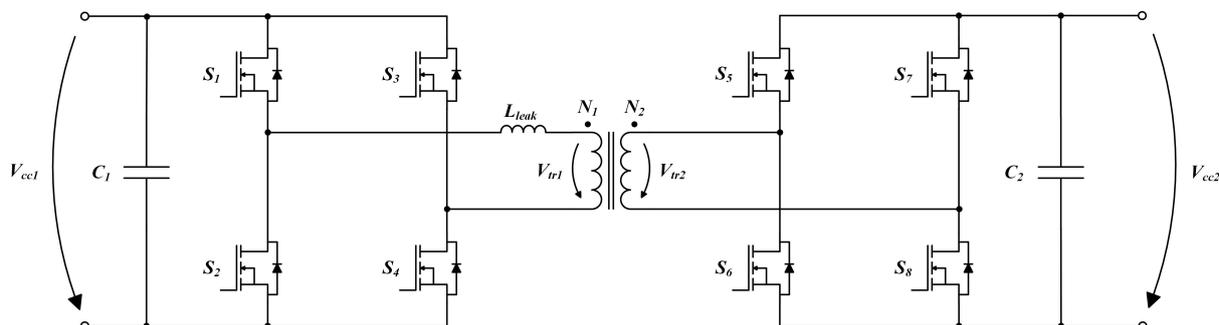


Figura 3.14: Conversor CC/CC bidirecional isolado DAB.

Atualmente, um conversor DAB é frequentemente encontrado em diferentes aplicações de eletrônica industrial como é o caso dos transformadores de estado sólido e das redes CC de média e alta tensão [120]. A título de exemplo, nos VEs, este conversor será utilizado nos sistemas de carregamento das baterias ao passo que, dentro de um contexto de SG, será empregue na interface com a rede de média/alta tensão [121]. Como se pode observar na Figura 3.14, a topologia convencional de um DAB consiste na existência de um conversor CC/CA em ponte completa em cada um dos lados de um transformador de alta frequência. Este, fornece isolamento galvânico entre cada uma das pontes e, de acordo com a sua razão de transformação, é capaz de regular os níveis de tensão do lado primário e secundário para valores desejados [122]. Tendo em conta a elevada flexibilidade e a crescente evolução dos conversores CC/CC isolados, são diversos os ramos industriais de EP que acabam por os empregar nos seus produtos. Desde VEs, passando por sistemas de gestão de armazenamento de energia e aplicações aeroespaciais, estes conversores têm uma importância cada vez mais maior neste tipo de indústrias [123].

Como referido, quando em comparação com todas as topologias existentes, um conversor DAB terá um largo número de vantagens no que diz respeito à operação e eficiência global do sistema em condições nominais. Com o objetivo de permitir a transferência de energia de e para cada um dos seus lados, é necessário que este conversor CC/CC seja controlado de forma adequada, ou seja, que apresente elevados valores de rendimento.

O *phase shift* é a técnica de controlo vulgarmente utilizada neste tipo de conversores, uma vez que, é capaz de cumprir a maioria dos requisitos anteriormente explanados. Independentemente da direção do fluxo de energia no DAB, cada um dos 8 semicondutores encontra-se sempre em condução com sinais de 50% de *duty cycle* [119],[124]. Porém, o fenómeno que permite a bidirecionalidade na transferência de energia será o desfasamento entre as ondas quadradas existentes nos terminais do transformador de alta frequência. Estes dois sinais, quando desfasados, geram uma tensão ( $V_{Lk}$ ) na indutância de dispersão do transformador e uma certa corrente  $i_{Lk}$  a irá ultrapassar. Consoante o desfasamento seja considerado positivo ou negativo, o sentido de  $i_{Lk}$  será alterado e a energia irá fluir em concordância com esse mesmo

sentido. Ou seja, se a forma de onda da tensão do lado primário ( $v_1$ ) se encontrar adiantada em relação à existente do lado secundário ( $v_2$ ), a energia irá fluir do primário para o secundário. Caso o oposto aconteça, ou seja, se  $v_1$  estiver atrasada em relação a  $v_2$ , a energia irá circular desde o secundário até ao primário do transformador [124],[125],[126]. Será o ajuste do desfasamento entre as tensões que irá regular os valores médios de potência no sistema: quanto maior for o seu valor, maior será a potência transferida de e para cada um dos lados do DAB.

Contudo, existem diversas combinações possíveis a adotar no momento de comutação dos semicondutores, o que na prática se traduz em diferentes subtopologias para o *phase shift*. São elas: *Single Phase Shift* (SPS), *Dual Phase Shift* (DPS), *Expanded Phase Shift* e *Triple Phase Shift* [107],[118],[121]. Por norma, o algoritmo mais simples de implementar será o SPS uma vez que esta técnica de modulação possui apenas um grau de liberdade, ou seja, a única variável capaz de ser controlada será o desfasamento existente entre cada uma das pontes H ( $D_1$ ) que constituem o conversor DAB. Todavia, o SPS leva a que os valores de potência reativa sejam mais elevados e a que seja introduzida energia circulante no conversor em situações de não correspondência no valor das tensões primária e secundária ( $v_1 \neq n \cdot v_2$ ) [118]. Será este conjunto de fatores que irá conduzir ao aumento das perdas do conversor, dos picos de corrente, do stress nos semicondutores e do ripple da tensão de saída, diminuindo deste modo a gama de transferência de energia e o rendimento global do sistema [123],[124],[126].

Para suprimir todos estes problemas, será necessário recorrer ao tipo de modulação DPS. A sua finalidade é exatamente a mesma que a do SPS, porém a grande diferença reside na expansão da gama de operação ZVS e na inclusão de mais um grau de liberdade ao sistema. Para além da existência de  $D_1$ , é agora incluído um novo ângulo de *phase-shift* entre os braços de cada uma das pontes H ( $D_2$ ), obtendo-se assim uma onda quadrada com três níveis de tensão nos terminais do transformador de alta frequência [107],[124]. De modo a que os valores de potência reativa e de energia circulante sejam reduzidos, existem regras associadas aos valores a atribuir a cada um destes ângulos, regras essas que irão definir, ou não, a correta operação do conversor CC/CC isolado [119]. A potência transferida pelo sistema varia consoante os valores atribuídos a  $D_1$  e a  $D_2$ .

Este tipo de controlo é especialmente útil quando os valores de tensão em cada um dos lados deste conversor tomam valores muito díspares [125]. Não obstante, a grande premissa desta modulação é atingida com a inclusão de  $D_2$ : a expansão da banda de operação ZVS quando em comparação com o SPS e com o EPS [119]. O seu valor deverá ser grande o suficiente de modo a que nos momentos de comutação dos semicondutores (de 0 para +VCC e de 0 para -VCC no caso do DPS) o sentido da corrente esteja em concordância com o valor positivo ou negativo da tensão. Para atingir a condição de ZVS sobre uma ampla faixa de operação, o valor de  $L_k$  terá de ser o mais elevado possível, contudo, quanto maior o valor da indutância de dispersão, maior será a potência reativa e as perdas totais do sistema [120],[125].

Como mostrado na equação 3.29, estas últimas são o resultado da soma das perdas por condução, das perdas por comutação, das perdas no transformador e das perdas na indutância  $L_k$  [120].

$$P_t = P_{cond} + P_{sw} + P_{trf} + P_{Lk} \quad (3.29)$$

Outros algoritmos de controlo foram estudados e implementados neste tipo de conversores com o objetivo de melhorar a performance global do sistema. Denominadas por modulação triangular e modulação trapezoidal, estas técnicas têm como objetivo reduzir as perdas de comutação através da minimização do valor da corrente no instante de *turn off*. Tal será atingido através do ajuste do *duty cycle*, da amplitude de tensão e do valor do *phase shift* entre o lado primário e secundário do transformador. Ainda assim, esta solução não será a ideal dado que o valor eficaz da corrente nos terminais do transformador de alta frequência será maior, resultando também em perdas maiores [119].

### 3.4.3 Conversor CC/CC Bidirecional Isolado Half Bridge - Dual Half Bridge (DHB)

O conversor CC/CC bidirecional isolado DHB é considerado uma versão mais simplificada do DAB anteriormente apresentado. Para além da presença do transformador de alta frequência, esta topologia é composta por somente quatro semicondutores totalmente controlados e, por este mesmo motivo, as perdas por comutação serão mais reduzidas, os custos mais baixos e o sistema de controlo mais simplificado. Quando em comparação com um DHB, um DAB apresenta como única grande vantagem a possibilidade de adição de graus de liberdade ao conversor, aumentando de forma consequente a sua eficiência. Contudo, a fácil implementação de técnicas de ZVS num DHB faz com que este último seja frequentemente empregue em conversores multinível em cascata para média tensão [127]. Na Figura 3.15 é apresentado o esquemático deste estágio de conversão.

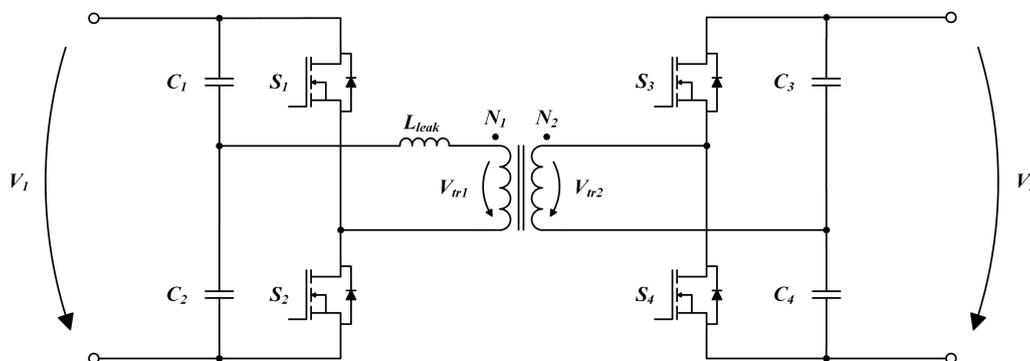


Figura 3.15: Conversor CC/CC bidirecional isolado DHB.

Tal como sucede num conversor DAB, a transferência energética pode ser efetuada com recurso a uma técnica de *phase-shift*. Independentemente do sentido do fluxo de energia, todos os semicondutores de potência encontrar-se-ão sempre em condução com um *duty cycle* fixo de 50%. Como referido na sub-secção anterior, será o desfasamento existente entre  $V_{tr1}$  e  $V_{tr2}$  que determina o valor de potência transferida e se a energia flui do primário ( $V_1$ ) para o secundário ( $V_2$ ) ou no sentido oposto.

Em suma, segundo [124], os passos a adotar no design de um conversor CC/CC bidirecional isolado são os seguintes:

1. Escolha da topologia;
2. Estudo das possíveis técnicas de modulação e optimização do sistema de controlo;
3. Dimensionamento de todos os parâmetros;
4. Escolha dos componentes de potência;
5. Design e dimensionamento dos componentes magnéticos;
6. Optimização do hardware.

### 3.5 Conclusões e Topologia Proposta para o Sistema

De acordo com a mudança de paradigma que se pretende implementar na rede elétrica, os conversores CC/CC de EP irão tomar um papel considerado vital nas futuras *smart grids*. Como referido neste mesmo capítulo, a geração de energia em sistemas para autoconsumo é realizada em corrente contínua e de forma descentralizada. Este facto, aliado à visível proliferação dos VEs e ao aumento do número de cargas CC numa habitação, irá conduzir à redução drástica do número de conversores CA/CC e, de forma consequente, ao aumento da eficiência, da segurança e da flexibilidade da própria rede CC.

Deste modo, ao longo deste capítulo foram apresentadas diferentes topologias para cada um dos três estágios de conversão e, de acordo com os valores de potência neles praticados, escolhidos os que mais se adequam ao tema desta Dissertação de Mestrado. Todavia, a definição dos conversores a empregar nos estágios foi ainda ponderada conforme a simplicidade de implementação do sistema de controlo, a frequência de comutação dos semicondutores e os custos totais associados. Tendo em conta as funções que cada conversor irá desempenhar no sistema, estes poderão ser considerados unidirecionais ou bidirecionais e isolados ou não isolados.

A topologia adotada para o sistema é apresentada na Figura 3.16. Como se pode observar, o objetivo passa por realizar a interface entre uma rede CC, um módulo de painéis solares fotovoltaicos e um conjunto de baterias em contexto habitacional. O sistema de controlo de cada um dos conversores CC/CC escolhidos terá de cumprir a ideologia das futuras SGs, onde a transferência bidirecional de energia e de informação entre cada um destes elementos é considerada vital.

Para tal, foi selecionado um conversor CC/CC bidirecional isolado do tipo DAB, responsável por fornecer isolamento galvânico ao sistema e regular os níveis de tensão no barramento CC secundário e dois conversores CC/CC *back-end*. Num primeiro caso, foi escolhido um conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*, dotado com um algoritmo de controlo MPPT para interface com os painéis solares fotovoltaicos. Por outro lado, de forma a que a carga e descarga das baterias seja realizada em conformidade com o seu SOC e SOH, um conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* foi adotado. Deste modo, são 4 os modos de operação válidos para este sistema de EP:

- **PV2B - PV Panels to Batteries:** Neste caso, a energia irá fluir desde os elementos produtores de energia até aos seus sistemas armazenadores. Esta situação é equiparável ao momento mais comum do dia-a-dia, onde os painéis solares fotovoltaicos se encontram a produzir energia e não existe qualquer consumo na habitação. Esta será armazenada em baterias de modo a que, nos períodos de cheia, possa ser disponibilizada aos consumidores. A gestão de custos será mais otimizada e existirá, finalmente, a regulação dos períodos de consumo e produção, evitando picos em qualquer um destes momentos;
- **PV2G - PV Panels to Grid:** Por outro lado, no momento em que as baterias se encontram totalmente carregadas e o painel solar fotovoltaico continua a produzir energia, o seu valor excedente poderá ser vendido à entidade reguladora da rede elétrica ou encaminhado para um outro elemento constituinte da *microgrid* onde a habitação em causa se insere;
- **B2G - Batteries to Grid:** Este modo de operação é considerado fundamental nos momentos em que a potência contratada é inferior à potência consumida e em situações de falha energética da rede. Quando tal sucede, caso as baterias estejam previamente carregadas, até ao momento em que a anomalia seja resolvida, estas serão capazes de fornecer energia a uma parte ou à totalidade da habitação. Sob outro ponto de vista, conforme as necessidades energéticas da entidade reguladora em períodos de cheia, esta poderá ter a necessidade de realizar uma oferta por uma parcela da energia armazenada nas baterias de uma habitação, cabendo ao utilizador aceder, ou não, a este pedido. Mais uma vez, a gestão de custos será mais facilitada e benéfica para todos os elementos constituintes de uma SG;

- G2B - Grid to Batteries:** Por fim, o modo de operação em que a energia flui desde a rede CC até às baterias. Tal situação é oportuna para os utilizadores que possuem um VE, uma vez que, nesta situação extraordinária (que o deixará de ser daqui a uns anos), não faz sentido que a sua carga seja efetuada através da energia previamente armazenada nas baterias habitacionais. O objetivo do armazenamento energético passa por suplantar as necessidades de uma habitação e não de efetuar a carga de um VE. Seria considerado ineficiente e a probabilidade de insuficiência mais elevada.

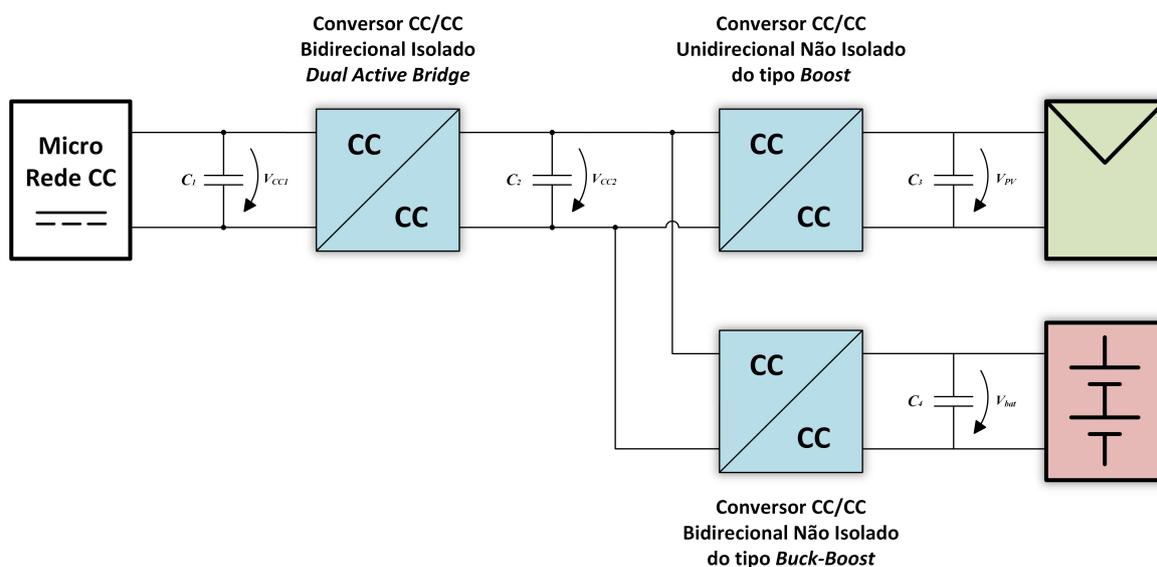


Figura 3.16: Diagrama de blocos da topologia proposta para o sistema.

## 4 | Simulações Computacionais e Dimensionamento do Sistema

### 4.1 Introdução

Após a escolha dos conversores que são capazes de validar os quatro modos de operação do sistema, é necessário recorrer a simulações computacionais para comprovar a funcionalidade do mesmo como um todo. Este processo é tido como crucial em momentos prévios ao desenvolvimento do protótipo físico, uma vez que, em ambiente de simulação, podem ser efetuados testes de forma segura e sem qualquer possibilidade de danificação de hardware. Através da monitorização dos parâmetros de controlo e de energia do conversor, poderá ser realizado o correto dimensionamento dos seus componentes e validadas e otimizadas as teorias de controlo aplicadas nos conversores CC/CC de EP.

Neste capítulo, será exibida a topologia adotada e apresentados os resultados de simulação de cada um dos modos de operação inerentes ao sistema. Os algoritmos de controlo anteriormente explicados serão aqui validados e todos os testes poderão ser efetuados com uma excelente aproximação ao modelo real de cada um dos componentes.

O conversor DAB é tomado como um dos elementos centrais da topologia adotada para o conversor de EP. Dos quatro modos de operação existentes, três requerem a transferência de energia em qualquer um dos sentidos através deste estágio. Por este mesmo motivo, a implementação de um algoritmo de controlo que garanta elevada eficiência a este conversor será tomada como essencial. Descrita no capítulo 3, e mais concretamente na sub-secção referente a este conversor, uma técnica de *phase-shift* será tomada em consideração. Serão ainda descritos os sistemas de regulação de tensão no barramento CC secundário, os algoritmos de carga e descarga das baterias aplicados nos modos de operação B2G, G2B e PV2B e o controlo MPPT "perturbação e observação", fundamental na extração da máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos quando o sistema opera em regime PV2B ou PV2G.

## 4.2 Modelo de Simulação

O ambiente de simulação adotado para a realização de testes foi desenvolvido pela *Powersim* e é designado por PSIM. Este software é direccionado para o estudo de aplicações de EP e de *drivers* de motores, contudo, é também vulgarmente utilizado no estudo e monitorização de circuitos eletrónicos de baixa potência. Para além de permitir a simulação de circuitos com base nas condições não ideais de todos os componentes, este programa está dotado com um bloco de controlo para edição de código em linguagem C. Deste modo, no momento de migração para o *IDE Code Composer Studio* da *Texas Instruments*, poucos serão os ajustes a ser efetuados às funções de controlo. Na Figura 4.1 é apresentada a interface gráfica do software PSIM com o esquema elétrico do andar de potência, mostrando ao detalhe cada um dos conversores CC/CC adotados. É ainda possível observar o modelo adotado para a bateria, os sensores de tensão e de corrente colocados em locais oportunos ao correto funcionamento do protótipo e ainda o transformador de alta frequência presente no conversor DAB, interligado a cada uma das pontes com um elemento RL, representativo da reatância de dispersão do transformador.

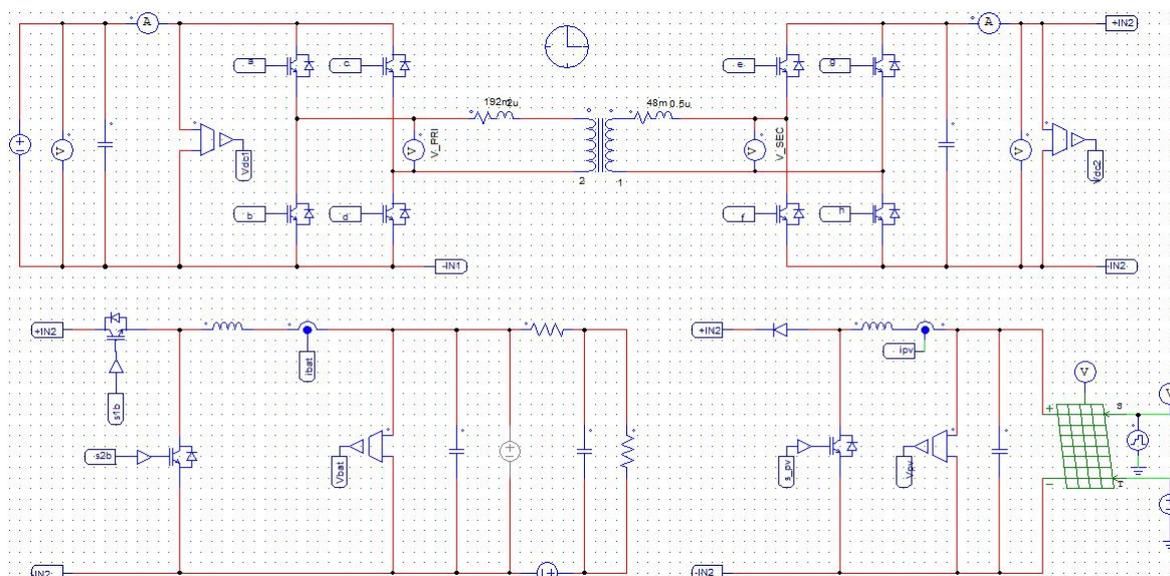


Figura 4.1: Andar de potência adotado em ambiente de simulação.

O sistema de controlo é apresentado na Figura 4.2, sendo possível observar o já referido bloco C para implementação dos algoritmos de controlo de cada um dos conversores. Este possui como *inputs* as leituras referentes às medições dos valores de corrente e de tensão de cada um dos sensores a uma frequência de amostragem de 50 kHz, ao passo que as saídas lógicas são referentes a *flags* e *variáveis* de saída de cada uma das técnicas de controlo. Estas, são usadas de forma posterior como parte integrante de circuitos analógicos externos, como é o caso do circuito utilizado na implementação da modulação *phase*

*shift*. De referir ainda que a frequência de comutação do sistema é de 100 kHz, o dobro da colocada no bloco referente ao retentor de ordem zero.

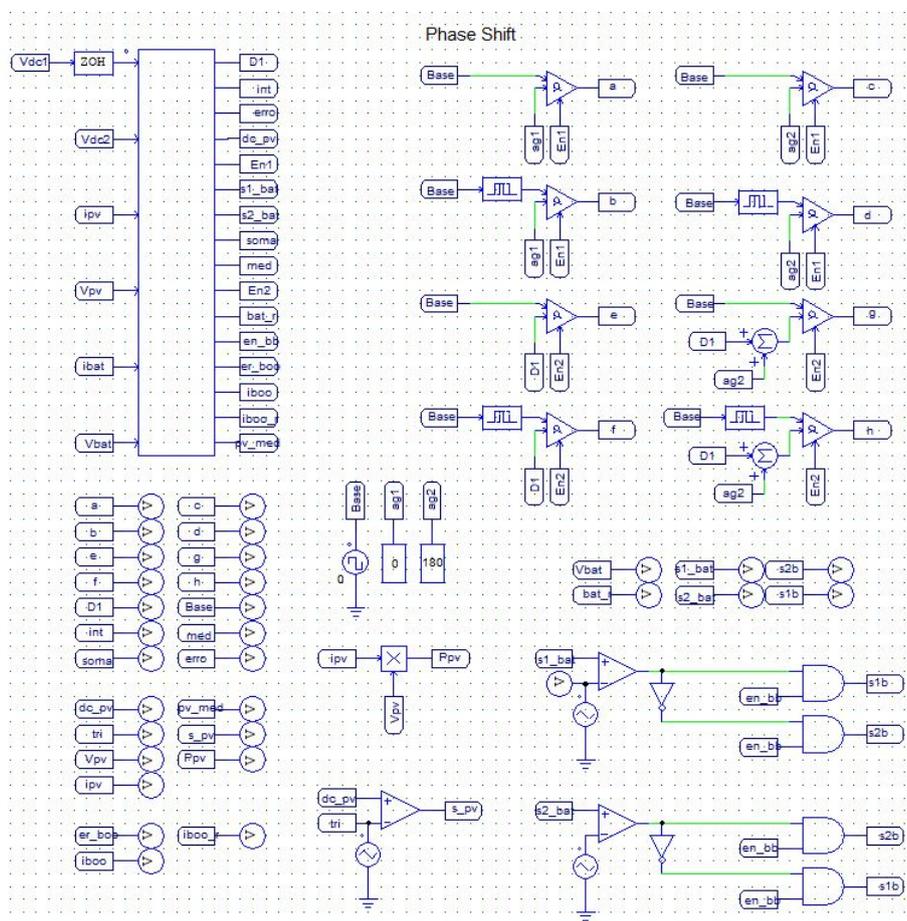


Figura 4.2: Circuito de controlo adotado em ambiente de simulação.

### 4.3 Dimensionamento do Banco de Baterias e dos Painéis Solares Fotovoltaicos

Antes de dar início às simulações computacionais, é fundamental definir as condições de operação do sistema e, de forma posterior, escolher os modelos adotados para os painéis fotovoltaicos e para as baterias utilizadas. Para tal foi selecionado um módulo fotovoltaico fabricada pela *Kyocera* com a referência *KC200GT* [128] e uma bateria de lítio, manufaturada pela *Wina Green Power* com o modelo *IFP 36230218-100Ah* [129].

De acordo com os valores de potência praticados em cada um dos estágios CC/CC, foi pretendido

que o valor da tensão nos terminais dos painéis fotovoltaicos e das baterias não excedesse os 200 V, uma vez que este será o valor de referência praticado no barramento CC secundário. Por outro lado, com vista a aproximar os valores de operação do sistema à realidade das futuras *DC smart grids*, a tensão na rede será sempre de 400 V. Na tabela 4.1 são resumidas as condições de desempenho deste protótipo, apresentando os valores mínimos, nominais e máximos de operação em cada elemento. De referir que as variáveis apresentadas nesta tabela são correspondentes aos locais de colocação de cada um dos sensores de tensão e de corrente utilizados neste protótipo.

Tabela 4.1: Especificação das condições de operação do conversor de EP.

	Mínimo	Nominal	Máximo
Tensão na Rede CC (V)	300	400	600
Corrente na Rede CC (A)	-	9	12
Tensão no Barramento CC Secundário (V)	-	200	-
Tensão nas baterias (V)	117,5	150,4	173,9
Corrente nas baterias (A)	-	16	20
Tensão nos Painéis Solares Fotovoltaicos (V)	126	157,8	197,4
Corrente nos Painéis Solares Fotovoltaicos (A)	-	7,61	8,21

Contudo, através da análise dos *datasheets* correspondentes, foram estipulados os valores de tensão extremos para os quais os painéis solares fotovoltaicos e as baterias terão de operar. De modo a que a tensão de saída destes elementos ronde os 150 V em condições nominais, nas simulações propostas serão selecionadas 47 baterias de lítio e 6 módulos solares fotovoltaicos.

Tabela 4.2: Valores de operação mínimos e máximos para os painéis solares fotovoltaicos e baterias.

Aplicação	Parâmetro	Valor (V)
Painéis Solares Fotovoltaicos	Tensão no ponto de MPP - $V_{MPP}$	$26,3 \times 6 = 157,8$
	Tensão de circuito aberto - $V_{oc}$	$32,9 \times 6 = 197,4$
	Tensão mínima - $V_{min} (75^\circ)$	$21 \times 6 = 126$
Baterias	Tensão nominal - $V_{nominal}$	$3,2 \times 47 = 150,4$
	Tensão de <i>end of charge</i> - $V_{eoc}$	$3,7 \times 47 = 173,9$
	Tensão de <i>end of discharge</i> - $V_{eod}$	$2,5 \times 47 = 117,5$

As curvas características I-V e P-V dos painéis podem ser observadas na Figura 2.14, usadas no capítulo 2 como um exemplo prático de aplicação. Como se pode ver na Figura 4.3, estas últimas são

geradas de forma automática pelo ambiente de simulação através da edição de um certo conjunto de parâmetros condizentes com as características de operação do módulo fotovoltaico *KC200GT*. Com esta medida, será possível realizar as simulações com um modelo muito mais aproximado da realidade, sendo possível observar em detalhe a resposta dada pelo módulo ao algoritmo de controlo implementado e às diferentes condições de funcionamento apresentadas. A potência máxima extraída do painel fotovoltaico será de 1200 W, as corrente de curto-circuito e de potência máxima tomam como valores 8,21 A e 7,61 A de forma correspondente e todos os valores de tensão estão já referenciados na Tabela 4.2.

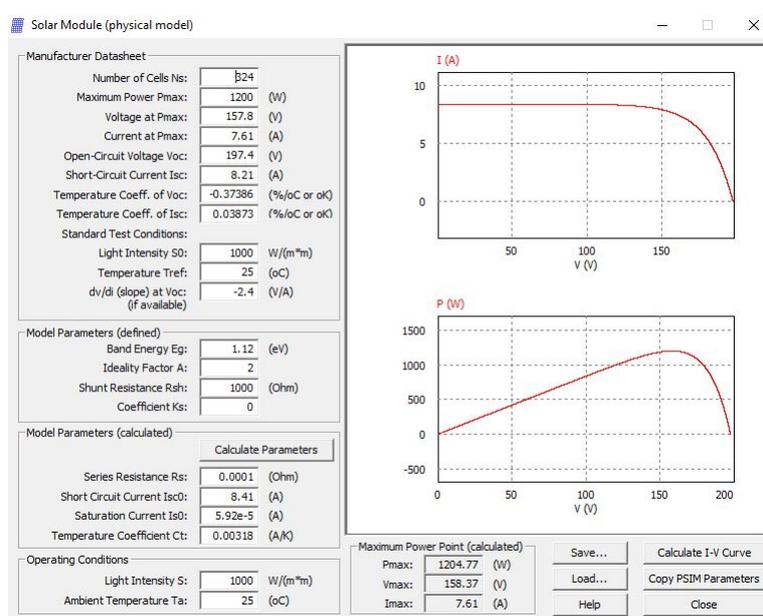


Figura 4.3: Parâmetros de operação do módulo solar fotovoltaico em ambiente de simulação PSIM.

## 4.4 Transferência Bidirecional de Energia no Conversor DAB

O conversor DAB toma um papel de destaque na arquitetura adotada para este sistema de EP. O algoritmo de controlo aplicado a este estágio de conversão, para além de permitir a transferência bidirecional de energia, será responsável pela regulação do barramento CC secundário em três dos quatro modos de operação aqui implementados. Com exceção do modo PV2B, todos os restantes são dependentes do correto funcionamento deste conversor, circunstância que define como fundamental a necessidade de redução das perdas em condução e de comutação. Além do mais, é vital que o ruído eletromagnético emitido pelo transformador de alta frequência não influencie a operação do conversor DAB, uma vez que se trata de um fenómeno físico capaz de degradar significativamente a eficiência de todo o sistema. Contudo,

a mitigação do ruído EMI é considerada uma tarefa bastante complicada, ainda para mais quando as frequências de comutação são muito elevadas, como é o caso. Todos os semicondutores irão comutar a uma frequência de 100 kHz, um valor elevado mas que se torna fundamental na redução do volume de todos os elementos passivos presentes neste protótipo. Outra grande vantagem do conversor DAB passa pelo fornecimento de isolamento galvânico entre a rede CC e os elementos de geração e de armazenamento de energia, um aspeto considerado crucial em sistemas de EP quando os valores da tensão são muito díspares entre estes dois pontos.

Na sub-secção 3.5 são apresentados os 4 modos de operação adotados, evidenciando as suas valências e exemplos práticos da sua aplicabilidade numa *DC microgrid*. Independentemente do modo selecionado, a bidirecionalidade energética é tomada como um conceito essencial à implementação e ao desenvolvimento destas redes, uma característica que vai de encontro às perspetivas futuras de mercado e que quebra o conceito centralizado e de distribuição unidirecional da rede elétrica.

### **Validação do Algoritmo Phase Shift e Regulação da Tensão no Barramento CC Secundário**

O algoritmo de controlo *phase shift* é responsável pela transferência bidirecional de energia neste conversor. Será o valor do desfasamento ( $\varphi$ ) entre cada uma das pontes do conversor DAB que define o valor de potência transferido de e para cada um dos lados deste estágio. Se o valor de  $\varphi$  for positivo, isto é, se  $v_1$  estiver adiantado em relação a  $v_2$ , a energia irá fluir do primário para o secundário ao passo que, se o valor de  $\varphi$  for negativo, o oposto irá acontecer.

Como referido na sub-secção 3.4.2 do capítulo 3, a modulação *phase shift* pode ter um grande número de variantes, destacando-se neste caso duas delas: SPS e DPS. A primeira é considerada a mais simples de todas, aplicável nos momentos em que a diferença de tensão entre o primário e o secundário não é considerada elevada. Por outro lado, a modulação DPS apresenta mais um grau de liberdade que a anterior e permite que a eficiência do conversor DAB seja mais elevada, diminuindo o valor da potência reativa e da corrente de fugas neste estágio. As perdas totais são teoricamente mais reduzidas, característica fundamental em todas as aplicações de EP. Consequentemente, o transformador de alta frequência não irá sobreaquecer e a propagação de ruído eletromagnético não será tão evidente. Contudo, a implementação da modulação DPS é consideravelmente mais complicada quando em comparação com a SPS, característica que definiu a utilização desta última nas simulações efetuadas a cada um dos modos de operação.

Observando as especificações das condições de operação presentes na Tabela 4.1, facilmente se percebe que a razão de transformação do transformador de alta frequência será de 2:1. Uma vez que a

frequência de comutação deste conversor é de 100 kHz, não foi incluída nenhuma indutância nos terminais deste elemento passivo. Estas últimas tinham como funcionalidade limitar o  $di/dt$  que surge durante as comutações dos semicondutores, contudo, se o seu valor fosse muito elevado, as condições de operação do conversor poderiam ser comprometidas. Dado que o transformador é também ele um elemento indutivo, foi considerado que o seu valor de  $L$  seria suficientemente elevado para realizar o papel da indutância conectada em série com o transformador. Definindo uma potência de 3600 W para este estágio, será somente necessário estipular os valores do desfasamento entre as pontes (D1) e entre cada braço (D2) do conversor DAB. O valor atribuído a cada um dos ângulos será proveniente de duas técnicas de modulação distintas: *phase shift* e *duty cycle*. A adoção desta medida prende-se com a necessidade de fornecer maior robustez ao controlo implementado neste estágio de conversão nos momentos em que a relação entre as tensões existentes no lado primário e secundário do transformador seja diferente da sua razão de transformação. Desta forma, a existência de correntes com valor superior ao nominal será impossibilitada, o valor da potência reativa irá ser menor e a performance do sistema será melhorada, mesmo numa condição de operação adversa.

A modulação *phase shift* é aplicada a D1, isto é, ao desfasamento existente entre cada uma das pontes do conversor DAB. O valor deste ângulo será gerado com recurso a um algoritmo de controlo do tipo PI, utilizado na regulação do barramento CC secundário. Por outro lado, a modulação *duty cycle* será empregue em D2, o ângulo de desfasamento existente entre os braços de cada uma das pontes do DAB. O valor de D2 irá variar consoante a relação existente entre as tensões primária e secundária do transformador, sendo tanto maior quanto mais baixo for o valor da razão  $\frac{V_1}{V_2}$ , obedecendo para tal a uma equação exponencial calculada com recurso à ferramenta *Microsoft Office Excel*. Na Figura 4.4 é apresentada a equação aplicada de forma posterior no algoritmo de controlo para geração do valor de D2. De referir ainda que o valor de  $x$  desta equação será referente ao erro absoluto existente entre a real razão de transformação e a relação entre  $v_1$  e  $v_2$ , tal como se pode comprovar na equação 4.1.

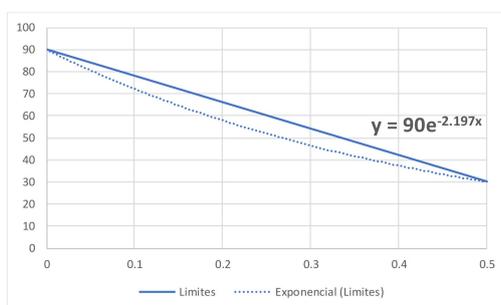


Figura 4.4: Geração da expressão exponencial para o cálculo do ângulo de desfasamento entre braços do algoritmo DPS.

$$erro = \left| N - \frac{V_1}{V_2} \right| \quad (4.1)$$

$$D2 = 90 \times e^{-2,197 \times erro} \quad (4.2)$$

Com recurso ao ambiente de simulação PSIM, foi efetuada uma simulação que tinha como objetivo validar a aplicação prática das duas modulações acima referidas no circuito de controlo do conversor DAB. Como referido anteriormente, este estágio de conversão é constituído por duas pontes completas, interligadas por um transformador de alta frequência. Este elemento magnético foi desenvolvido no laboratório do GEPE e dimensionado de acordo com as especificações de hardware e com os valores de potência e de frequência associados ao conversor DAB. Dado que nenhum componente eletrónico é considerado ideal, é fundamental que esta simulação seja o mais aproximada possível das condições de operação reais. Para tal, foram considerados parâmetros como a resistência a *ON* e a resistência do diodo de *free-wheeling* de cada MOSFET, valores indicados no *datasheet* referente ao semicondutor a ser adotado no protótipo.

Nesta simulação, a potência adotada para o conversor DAB é de 1000 W, colocando-se para tal uma carga resistiva em paralelo com os condensadores eletrolíticos do barramento CC a ser regulado. Adotando uma técnica DPS para o controlo da transferência bidirecional de energia de e para cada um dos lados deste estágio, será possível regular de forma mais efetiva os barramentos, contudo, de modo a que seja garantida a integridade futura do hardware, é necessário tomar atenção à pré-carga dos condensadores e aos valores de corrente em pontos críticos do circuito. De referir ainda que as frequências de comutação e de amostragem têm como valor 100 kHz e 50 kHz de forma correspondente.

As seguintes figuras são referentes à transferência de energia do lado primário para o lado secundário do conversor DAB. Adicionalmente, é tomada especial atenção ao momento em que as comutações da ponte H do lado secundário são habilitadas, situação que poderá ser considerada crítica à integridade física de cada um dos seus semicondutores. O *enable* fornecido aos MOSFETs desta ponte só irá suceder no momento em que a tensão do barramento CC secundário seja de 199 V, um valor considerado muito próximo da referência de regulação (200 V). Deste modo, calibrando os ganhos integral e proporcional da modulação *phase shift* com os seus valores mais adequados, será possível evitar uma situação de *in-rush* em cada um dos lados do transformador e, de forma consequente, uma sobrecorrente nos semicondutores do DAB. Na Figura 4.5 é apresentada a forma de onda da tensão no barramento CC secundário. Pelas condicionantes respeitantes ao tempo de simulação e ao número de amostras por segundo, não foi possível observar toda a excursão de carga dos condensadores do barramento secundário, atribuindo-se para tal

um valor de carga inicial de 198 V a estes componentes. Como se pode observar,  $v_{DC2}$  atinge os 199 V no instante  $t=0,0049$  s, momento no qual serão habilitadas as comutações da ponte secundária do DAB, tal como se verifica na Figura 4.6 (a), Pela análise da Figura 4.6 (b), facilmente se comprova que as correntes do primário e do secundário do transformador atingem gradualmente o seu valor nominal, respondendo como pretendido à inicialização das comutações dos semicondutores em questão.

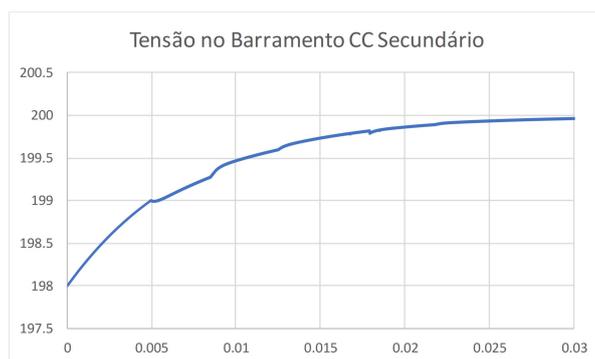


Figura 4.5: Tensão no barramento CC secundário.

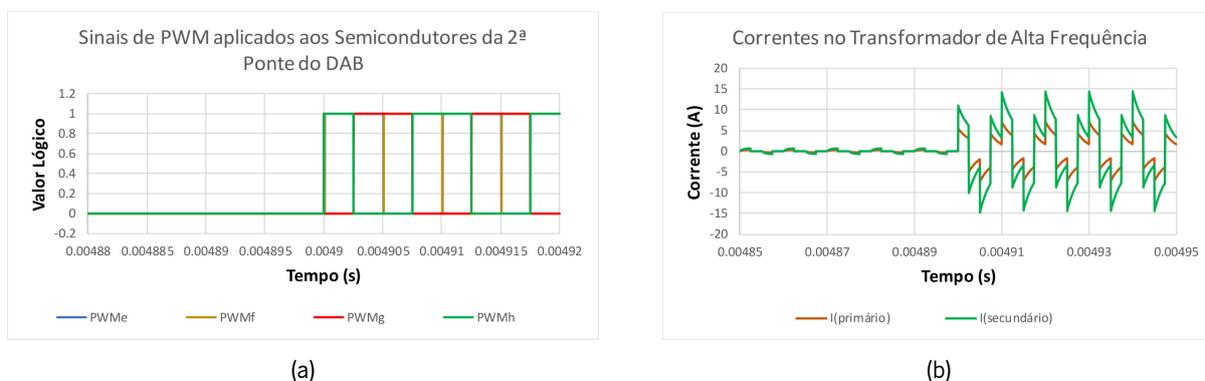


Figura 4.6: Habilitação das comutações dos semicondutores da ponte existente do lado secundário do DAB: (a) sinais de PWM aplicados; (b) correntes no transformador.

De modo a comprovar a eficiência das técnicas de modulação implementadas, foram monitorizadas as formas de onda da corrente e da tensão no transformador de alta frequência num determinado momento em que a tensão medida no barramento secundário se encontra muito próxima do seu valor de referência. Como se pode observar na Figura 4.7 (a), apesar das correntes no primário e no secundário não se anularem nos momentos em que as tensões nos terminais do transformador são também elas nulas, ambas apresentam valor médio nulo. É ainda perceptível que a corrente do lado primário toma sempre metade do valor instantâneo da corrente no secundário, respeitando deste modo a razão de transformação

do transformador. De referir que, por questões de visualização, a tensão do lado secundário é multiplicada por 2. Por outro lado, na Figura 4.7 (b) pode ser observado em detalhe a forma de onda das tensões no lado primário e secundário do transformador. O objetivo da inclusão desta figura passa por comprovar a técnica de controlo *phase shift*, demonstrando que, nos momentos em que a energia flui do primário para o secundário, a tensão  $v_{pri}$  encontra-se adiantada em relação à tensão  $v_{sec}$ .



Figura 4.7: Forma de onda das tensões e das correntes no transformador de alta frequência com energia a fluir do lado primário para o lado secundário: (a) tensão e corrente; (b)  $V_{pri}$  e  $V_{sec}$  em detalhe.

Por fim, na Figura 4.8 é monitorizada a corrente que percorre cada um dos semicondutores. É essencial que o seu valor, mesmo que por breves instantes, não ultrapasse a corrente suportada pelo MOSFET a ser empregue no protótipo do sistema. Com recurso ao *datasheet* deste componente, comprova-se que o valor máximo suportado para este parâmetro é de 23 A a uma temperatura ambiente de 25 °C. Comparando esta situação limite com o valor de corrente que percorre o semiconductor em questão, facilmente se comprova que a integridade física do componente está garantida quando a potência neste estágio é de 1000 W.

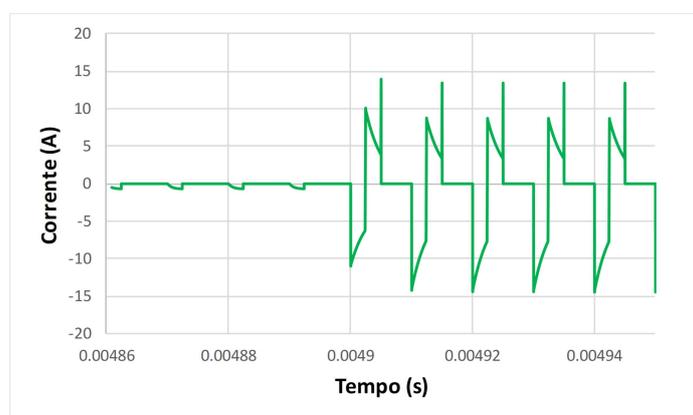


Figura 4.8: Forma de onda da corrente num dos semicondutores do conversor DAB.

Todavia, a transferência bidirecional de energia neste estágio de conversão é uma das suas características essenciais. Para validar esta premissa, foi efetuada uma simulação em tudo idêntica à anterior, salvo a direção do fluxo de energia. Assim sendo, o barramento CC a ser regulado terá de ser o primário, de forma similar ao efetuado com o barramento CC secundário na simulação anterior. Com recurso a uma técnica de controlo PI, é definida uma referência de 400 V para a operação deste barramento em regime permanente. Apesar do sistema atingir rapidamente este estado, convém tomar atenção aos valores de tensão neste ponto do circuito em regime transitório, situação passível de ser observada na Figura 4.9.

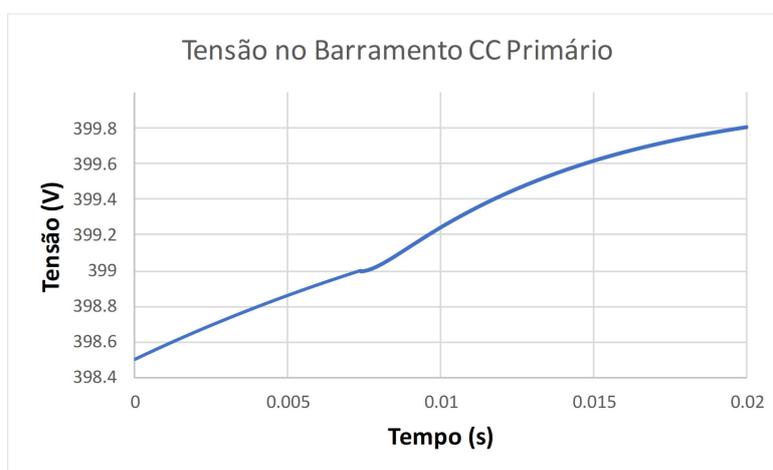


Figura 4.9: Tensão no barramento CC primário.

No instante de tempo  $t=0,007382$  s, é verificada uma pequena oscilação da forma de onda da tensão no barramento CC primário. Este momento corresponde à habilitação das comutações da ponte H primária do conversor DAB quando a tensão  $v_{DC1}$  atinge os 399 V, situação semelhante à ocorrida quando a energia flui do primário para o secundário. Com esta medida, é pretendido efetuar a pré-carga dos condensadores do barramento e evitar sobrecorrentes em cada um dos lados do transformador, diminuindo as perdas e aumentando de forma consequente a eficiência do sistema. Sob o mesmo ponto de vista, pelo facto das correntes não apresentarem valores de pico proibitivos, o transformador não irá sobreaquecer e será garantida a integridade de todo o hardware. Na Figura 4.10 é apresentada a forma de onda das correntes em cada um dos lados do transformador no momento de habilitação das comutações da primeira ponte do conversor DAB, comprovando-se que estas últimas não apresentam valores superiores ao nominal neste instante.

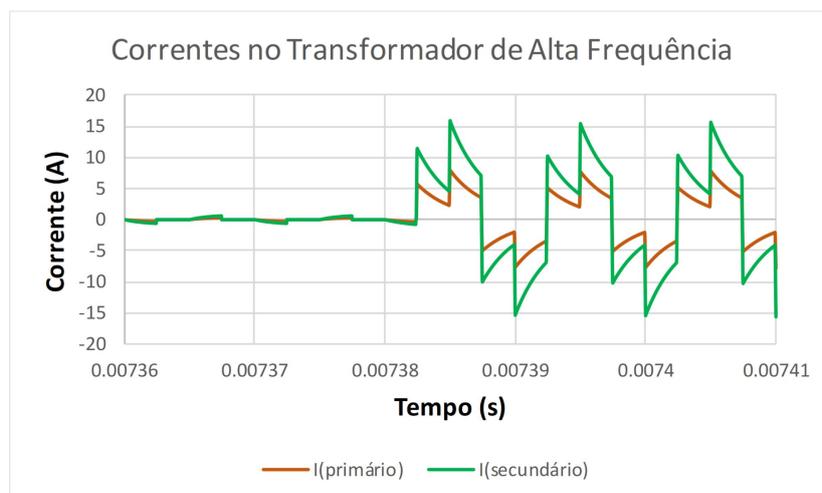


Figura 4.10: Correntes no transformador no momento da habilitação da ponte existente no lado primário do DAB.

Por fim, resta comprovar a forma de onda das tensões existentes nos terminais do transformador de alta frequência. Uma vez que a energia flui desde o lado secundário até ao primário, será de esperar que  $v_{sec}$  se encontre adiantada em relação a  $v_{pri}$ , contrariamente ao que acontecia na simulação anterior. Na Figura 4.11 (b) esta situação pode ser observada em detalhe, ao passo que na Figura 4.11 (a) são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente neste mesmo ponto do circuito. De referir ainda que a forma de onda das correntes se encontra espelhada em relação ao eixo horizontal do gráfico, situação associada ao sentido do fluxo de energia e ao posicionamento fixo dos sensores correspondentes. Mais uma vez, de modo a facilitar a compreensão do gráfico, os valores instantâneos de tensão nos terminais do lado secundário do transformador de alta frequência são multiplicados por 2, motivo pelo qual as formas de onda de ambas as tensões se encontram com a mesma amplitude.

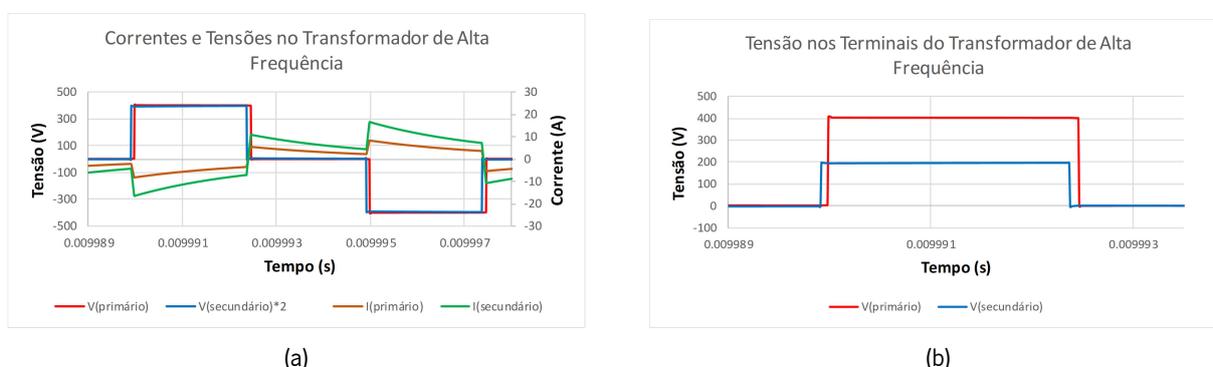


Figura 4.11: Forma de onda das tensões e das correntes no transformador de alta frequência com energia a fluir do lado secundário para o lado primário: (a) tensão e corrente; (b)  $V_{pri}$  e  $V_{sec}$  em detalhe.

## 4.5 Validação dos Modos de Operação do Conversor de EP

Após a validação do algoritmo de controlo aplicado ao conversor CC/CC isolado do tipo DAB, é necessário aferir acerca da aplicabilidade prática de cada um dos modos de operação referenciados no término do capítulo 3. As simulações serão efetuadas de acordo com os valores nominais de operação do sistema, representando desta forma uma aproximação muito real ao que iria decorrer na implementação física do protótipo.

Como já referido, na secção anterior foram usados dois tipos de modulação distintos no cálculo dos ângulos a aplicar no algoritmo de controlo deste conversor: modulação *duty cycle* e modulação *phase shift*. Todavia, na validação dos quatro modos de operação, foi empregue a técnica de controlo SPS, medida justificada com base nas condicionantes do PSIM referentes ao tempo total de simulação e ao número de amostras extraídas por segundo aquando da implementação do DPS. Contudo, pelo grande número de vantagens inerentes à modulação DPS, será esta a variante adotada no momento da implementação e da realização de testes ao sistema. Além do mais, quando em comparação com o software PSIM, o *IDE Code Composer Studio* providencia um grande conjunto de ferramentas e de bibliotecas que facilita a implementação do DPS no circuito de controlo adotado.

A existência de quatro modos de operação é fundamentada com base na arquitetura das futuras *DC smart microgrids* e de acordo com as necessidades energéticas dos consumidores. O grande objetivo passa pelo fornecimento constante de energia à habitação e pela nivelção dos períodos de cheia e de vazio, obtendo-se de forma consequente vantagens económicas para as famílias e benefícios relacionados com qualidade energética para a entidade reguladora da rede.

### 4.5.1 G2B - Grid to Batteries

Este modo de operação é considerado, hoje em dia, como uma situação extraordinária e reservada para os consumidores de energia que sejam detentores de um VE. Todavia, com a evolução tecnológica verifica na área da mobilidade elétrica, a popularidade dos VEs aumentou de forma exponencial e o seu número de vendas tem crescido de ano para ano, razão pela qual este modo de operação será utilizado com maior frequência e por um maior número de pessoas num futuro próximo.

No modo G2B, as *Batteries* são representativas das baterias do VE e não das que se encontram associadas ao sistema de geração para autoconsumo. Ambas partilham os mesmos algoritmos de carga e descarga de modo a que lhes seja prolongado o tempo de vida útil, sempre em concordância com o seu SOH e SOC. Contudo, existem dois pontos de divergência: o primeiro é condizente com os momentos de

carga e o segundo com a intermitência das fontes renováveis [130]. Por norma, num contexto habitacional, o VE é carregado durante a noite para que, no dia seguinte, o estado de carga da bateria seja máximo. Por outro lado, as baterias acopladas aos sistemas de geração para autoconsumo são carregadas ao longo do dia, momento condizente com a fase de produção dos painéis fotovoltaicos. Esta situação mostra a incompatibilidade da carga das baterias de um VE com recurso a fontes renováveis, motivo pelo qual este modo de operação é existente e aqui habilitado. Mesmo que o VE fosse carregado durante o dia com recurso a uma fonte renovável, tal situação seria mais demorada e pouco eficiente, dado que, as suas baterias necessitam de ser carregadas de forma ininterrupta, situação que é garantida pela rede e não pelas tecnologias renováveis.

Este modo de operação é em tudo semelhante ao princípio de funcionamento G2V, comumente referenciado em *papers* de mobilidade elétrica [12],[131],[132]. Contudo, a aplicabilidade do modo G2B não é focada única e exclusivamente nos VEs. A lógica de carga das baterias através da rede pode ser também aplicável aos sistemas de armazenamento de uma aplicação solar fotovoltaica para autoconsumo, uma circunstância momentânea mas que não é de todo incomum. Se num dado momento a entidade reguladora da rede estiver a vender energia a preços considerados benéficos para o consumidor, este poderá optar por efetuar a carga de um conjunto de baterias através desta fonte. Este cenário pode ocorrer em dias que não sejam considerados soberbos para a produção fotovoltaica, mas em que haja excedente energético sob o ponto de vista da entidade reguladora, gerado por fontes hídricas ou eólicas de grande dimensão.

Como referido na sub-secção 2.4.3, com vista a prolongar o tempo de vida útil de uma bateria, devem ser implementados algoritmos de carga e descarga no conversor CC/CC bidirecional não isolado a elas associado. No momento de carga, isto é, durante o modo de operação G2B, é usual utilizar uma técnica PI para o controlo da corrente e da tensão nas baterias. Consoante o valor da referência atribuída à tensão de fim de carga ( $V_{eoc}$ ), será habilitado o método PI de corrente constante ou o de tensão constante, tal como se pode observar na Figura 4.13. O diagrama de blocos do algoritmo PI adotado está presente na Figura 4.12.

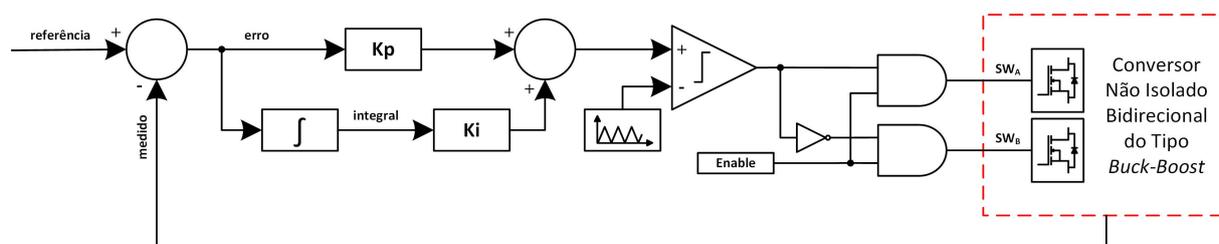


Figura 4.12: Algoritmo PI aplicado na carga das baterias.

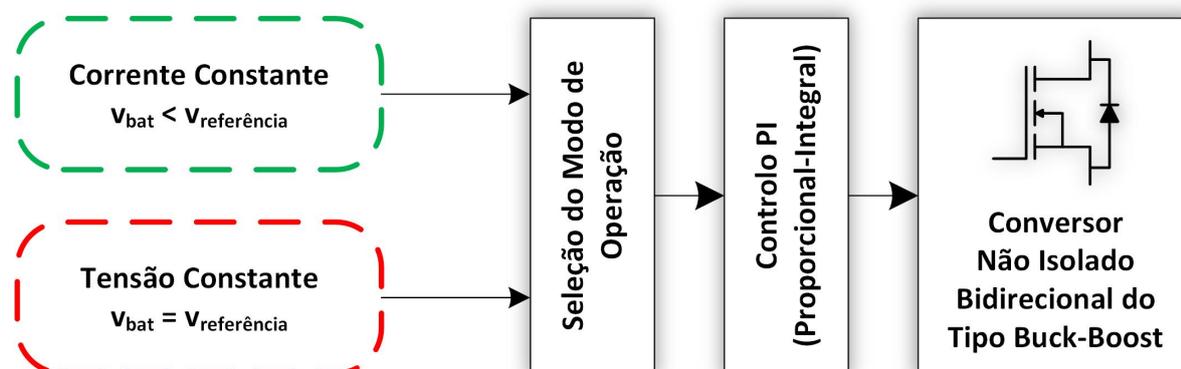


Figura 4.13: Esquemático do algoritmo de controlo aplicado na carga das baterias.

Existem diversos algoritmos de controlo capazes de permitir a carga e a descarga das baterias de forma regulada. A título de exemplo, um controlo preditivo poderia ser facilmente implementado no conversor CC/CC do tipo *buck-boost*, contudo restrições baseadas na linearidade e na dinâmica do sistema poderiam afetar a robustez do circuito de controlo [94]. Todavia, quando esta técnica de controlo é implantada de acordo com o SOC e o SOH das baterias, o rendimento destas últimas é consideravelmente superior [133]. Os controladores PI, apesar de não terem esta capacidade de previsão, apresentam recursos computacionais muito mais reduzidos e são considerados bastante robustos face a variações no valor da resistência interna das baterias [78][134]. O objetivo do controlo PI passa fazer convergir o valor medido por um sensor até um valor de referência previamente indicado. A subtração do valor medido ao valor de referência gera um sinal de erro que, idealmente terá de se anular, usando-se para tal técnicas de acumulação e de multiplicação de variáveis com resposta a ganhos integrais e proporcionais.

Assim, no modo de operação G2B, é adotada o já referenciado algoritmo "corrente constante seguida de tensão constante". Com esta abordagem, o circuito de controlo tem a capacidade de limitar o valor da corrente durante a carga da bateria e manter uma tensão constante aos seus terminais quando este processo terminar. Será o valor da tensão  $V_{eoc}$  que determina se a bateria já se encontra ou não carregada, sendo fornecido na maioria das vezes pelo fabricante das baterias no seu *datasheet*. Esta referência de tensão e o valor máximo de corrente a ser absorvida pela bateria durante o processo de carga são considerados os parâmetros que comandam todo o processo de carga. Existem muitas vantagens associadas a este método, contudo as mais relevantes passam pela redução do stress da bateria e pela prevenção efetiva contra sobretensões, através da limitação do valor de  $V_{eoc}$  e da corrente de carga [78]. Na Figura 4.14 estão representadas as formas de onda da corrente (linha verde) e da tensão (linha vermelha) durante a carga de uma bateria.

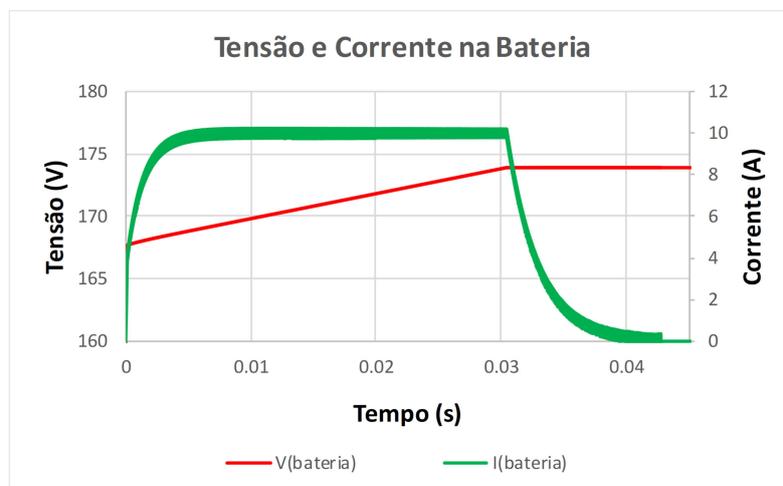


Figura 4.14: G2B - Formas de onda da tensão e da corrente na bateria.

Como se pode observar na Figura 4.14, o momento de fim de carga ocorre sensivelmente no instante  $t=0,031$  s, momento no qual o valor lido pelo sensor de tensão das baterias iguala a referência de *end-of-charge* imposta pelo fabricante da bateria (173,9 V para uma associação de 47 baterias do tipo *IFP 36230218-100Ah*). Neste instante, a corrente na bateria começa a tender para zero, ao passo que a tensão se mantém constante. Observando ao detalhe as formas de onda da corrente e da tensão nas baterias durante o processo de carga das mesmas, facilmente se comprova que o valor médio da corrente está centrado nos 10 A (valor de referência adotado no controlo PI) e a tensão encontra-se a convergir para o seu valor de *end-of-charge*, como comprovado na Figura 4.15 (a) e na Figura 4.15 (b) de forma respetiva.



Figura 4.15: G2B - Detalhe das formas de onda da corrente e da tensão na bateria: (a) corrente na bateria; (b) tensão na bateria.

Durante todo este processo, isto é, mesmo quando a bateria já se encontra totalmente carregada, a tensão no barramento CC secundário terá de se manter constante e com valor nominal de 200 V. Mais uma

vez, a regulação deste barramento será efetuada com recurso a um algoritmo PI que atua de forma direta sobre o valor de um dos ângulos do algoritmo *phase shift* implementado no conversor DAB. Na Figura 4.16 é possível observar que a forma de onda da tensão no barramento CC é a esperada, validando deste modo os algoritmos de controlo empregues nos conversores DAB e CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* em ambiente de simulação.

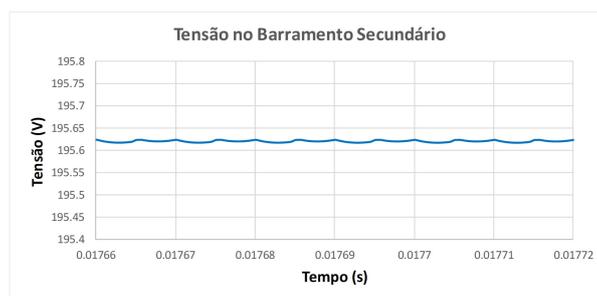


Figura 4.16: G2B - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário.

Como visto no capítulo anterior, no momento em que o conversor CC/CC bidirecional *buck-boost* opera em modo *buck*, será o semicondutor superior que se encontra em constante comutação, ao passo que, o semicondutor inferior encontrar-se-á sempre ao corte. No modo *boost*, o oposto irá acontecer. Contudo, uma vez que a transmissão dos sinais de PWM para os semicondutores é efetuada através de um circuito de *bootstrap*, é impossível realizar a comutação dos semicondutores de um braço de forma independente. Com base nesta condicionante, recorreu-se a uma técnica de retificação síncrona que consiste na habilitação das comutações de ambos os semicondutores de forma complementar. Com este método, as perdas em condução são inclusive reduzidas uma vez que a resistência interna do semicondutor é inferior à do diodo de *free-wheeling*. Deste modo, a eficiência do conversor acaba por ser ligeiramente superior, uma vez que, por norma, seria o diodo a fornecer um caminho para a corrente. A técnica de retificação síncrona pode ser observada na Figura 4.17, onde são apresentados os sinais de PWM complementares aplicadas ao braço do conversor CC/CC *buck-boost*.

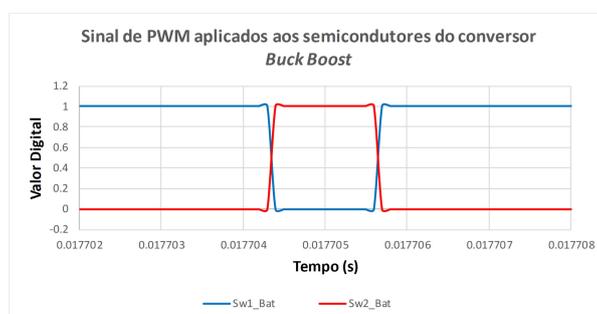


Figura 4.17: G2B - Sinais de PWM aplicados aos semicondutores do conversor *buck-boost*

Por fim, na Figura 4.18, são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência, num determinado instante do processo de carga das baterias. Uma vez que a transferência de energia decorre desde a rede CC até às baterias, a tensão no primário deste elemento passivo irá estar adiantada face à tensão presente nos terminais do lado secundário, comprovando deste modo a funcionalidade do algoritmo *phase shift*. A corrente no secundário não é representada uma vez que possui uma forma de onda semelhante à existente no primário e com valor duas vezes superior, respeitando o valor da razão de transformação. De referir ainda que o grau de defasamento entre as tensões do lado primário e secundário é de somente  $6^\circ$ .

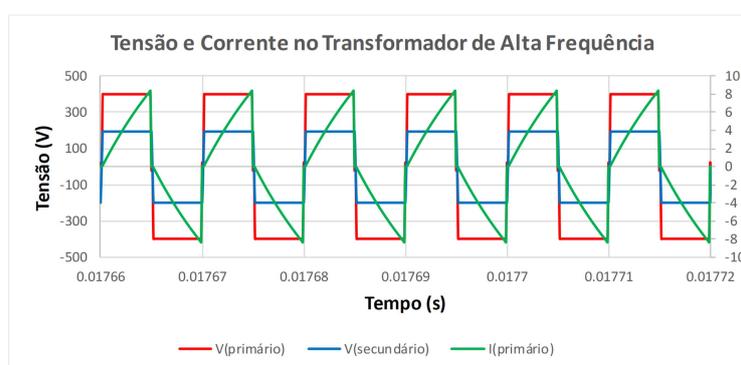


Figura 4.18: G2B - Formas de onda da tensão e da corrente na transformador de alta frequência.

#### 4.5.2 B2G - Batteries to Grid

Se no modo de operação anterior foram explicados os processos adotados no momento de carga das baterias através da rede elétrica, nesta secção será explanado o processo inverso. Como já referido, o processo de descarga de uma bateria terá de ser efetuado de forma criteriosa, respeitando um certo conjunto de condicionantes relacionadas com os valores de tensão e corrente no elemento armazenador de energia. O modo de operação B2G é considerado fundamental para o consumidor de energia nos momentos de cheia. Neste período, conforme as necessidades energéticas da entidade reguladora, esta poderá realizar uma oferta aos consumidores por uma pequena parcela da energia armazenada nas baterias do seu sistema de geração para autoconsumo. Se assim o entender, o consumidor poderá aceder ao pedido e obter vantagens sob o ponto de vista económico. Por outro lado, o modo B2G é essencial para suplantat situações de falha energética na rede ou auxiliar o consumidor nos momentos em que a potência consumida é superior à contratada, permitindo que o fornecimento de energia à habitação não seja interrompido por qualquer tipo de anomalia. Pensando na estrutura de uma *DC smart microgrid*, tal situação pode também ser benéfica para um certo conjunto de habitações, onde as falhas energéticas

poderão ser compensadas com recurso à energia armazenada num determinado SAE.

Similarmente ao modo de operação G2B, um controlo do tipo PI será utilizado para realizar a descarga das baterias a uma potência constante e previamente definida (2000 W foi o valor adotado em ambiente de simulação). Contudo, o controlador irá responder perante uma corrente de referência variável, calculada através da divisão da potência de referência pelo valor instantâneo da tensão na bateria. Assim sendo, com vista à implementação do algoritmo "potência constante", será necessário proceder à aquisição e à leitura dos valores de tensão e de corrente na bateria com recurso aos sensores correspondentes, situação contemplada no diagrama de blocos referente a esta técnica de controlo, presente na Figura 4.19.

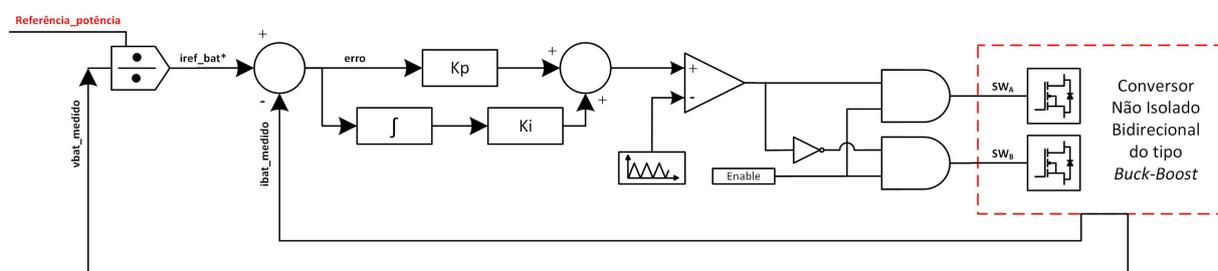


Figura 4.19: Algoritmo PI aplicado na descarga das baterias.

Nas figuras 4.20, 4.21 e 4.22 são apresentados os valores da corrente, da tensão e da potência na bateria, validando o controlo PI em questão. Como é possível observar em 4.20 a corrente de referência gerada pelo algoritmo de controlo (linha laranja) será variável e convergente com a corrente instantânea da bateria (linha verde). Até ao instante  $t=0,005$  s, é implementada uma técnica de *soft start* para que a corrente da bateria não apresente variações bruscas no seu valor, aproximando-se da referência menos bruscamente e num instante mais antecipado. Uma vez que a corrente flui desde as baterias para a rede, será natural que o seu valor seja aqui apresentado com valores "negativos", estando em concordância com o sentido adotado para o respetivo sensor.

Em 4.21 é mostrada a tensão e a corrente na bateria ao longo do seu processo de descarga. De modo a prolongar o tempo de vida útil desta última, o seu fabricante define um valor de tensão mínimo que deverá ser respeitado a todo o custo. Nesta simulação, a associação de 47 baterias perfaz um valor mínimo de tensão de 117,5 V. Até à ocorrência deste instante, a bateria descarrega com uma potência constante de 2000 W, tal como se pode observar na Figura 4.22. Se a tensão cair até ao seu valor de *end-of-discharge* ( $V_{eod}$ ), a corrente terá de aumentar em valor absoluto, tal como é possível comprovar através da análise destes gráficos. No momento em que a tensão na bateria iguala  $V_{eod}$ , esta deixa de consumir corrente e mantém um valor de tensão contínua nos seus terminais.

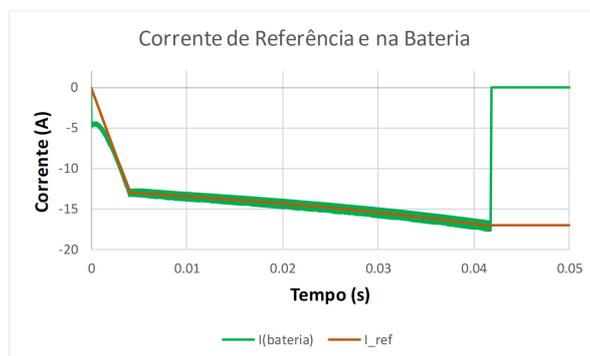


Figura 4.20: B2G - Corrente na bateria de acordo com a referência de potência aplicada.

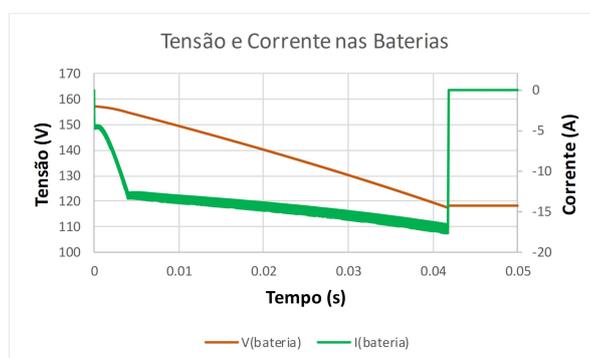


Figura 4.21: B2G - Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias.

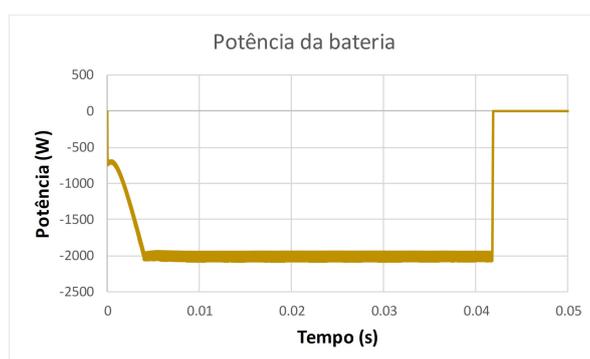


Figura 4.22: B2G - Forma de onda da potência nas baterias.

Independentemente do modo de operação selecionado, a tensão no barramento CC secundário terá de ser sempre constante e referenciada ao seu valor nominal, 200 V. Sempre que as comutações do conversor DAB se encontram ativas, será este conversor o estágio responsável pela regulação deste barramento. Mais uma vez, recorrendo ao algoritmo PI anteriormente apresentado, a tensão  $V_{DC2}$  irá convergir para o seu

valor de referência, tal como é apresentado na Figura 4.23. Contudo, durante o instante em que a bateria fornece energia à rede, o valor de  $V_{DC2}$  irá aumentar cerca de 5 V (dos 200 para os 205 V), situação que poderia ser corrigida com um algoritmo de controlo mais sofisticado e com ajuste dinâmico do valor dos ganhos incremental e proporcional.

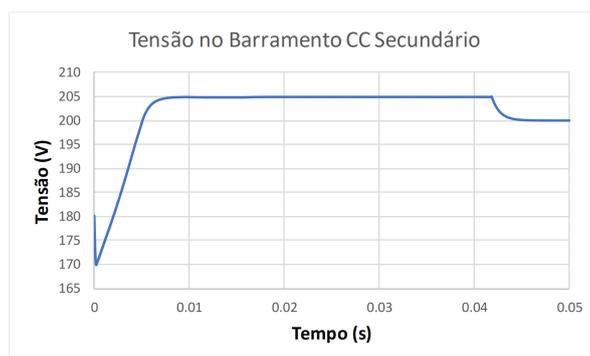


Figura 4.23: B2G - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário.

Por sua vez, o valor gerado pela técnica PI irá atuar, novamente, sobre o ângulo de defasamento entre cada uma das pontes do conversor DAB no algoritmo de controlo *phase shift*. Na Figura 4.24, são observadas as formas de onda da tensão e da corrente no transformador de alta frequência num dado instante, tal como sucedido na sub-secção anterior. Uma vez que a energia flui das baterias em direção à rede CC e tendo em conta a direção imposta ao sensor de corrente do lado primário do transformador, será de esperar que a forma de onda da corrente se encontre espelhada em relação ao eixo horizontal do gráfico, situação aqui comprovada. De referir ainda que a tensão nos terminais do lado secundário do transformador estará adiantada em relação à existente no lado oposto, validando-se deste modo a capacidade de transmissão bidirecional de energia no conversor DAB.

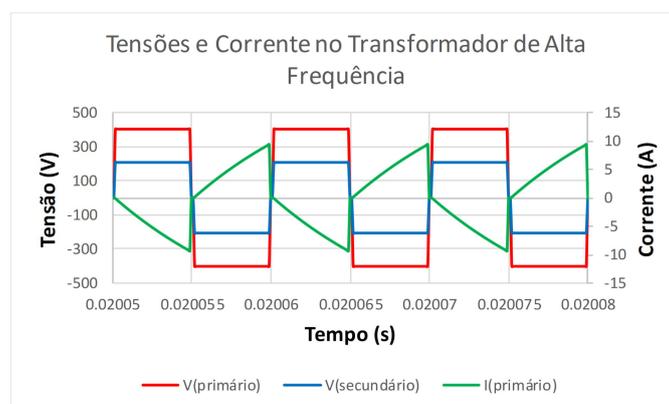


Figura 4.24: B2G - Formas de onda das tensões e da corrente no transformador de alta frequência.

### 4.5.3 PV2B (PV Panels to Batteries) e PV2G (PV Panels to Grid)

A essência de um sistema de geração para autoconsumo passa por efetuar a produção de energia com recurso a fontes renováveis ao longo do dia, armazenar o excedente que não esteja a ser consumido e, finalmente, utilizar essa mesma energia durante os períodos de cheia. Contudo, o SAE não tem capacidade de armazenamento infinita. Nesta altura, correspondente ao momento em que as baterias se encontram totalmente carregadas e os painéis fotovoltaicos ainda estão em fase de produção, a energia pode ser injetada na rede, gerando inclusive lucro para o consumidor (e produtor) de energia. Os dois momentos acima referidos são indicadores dos modos de operação PV2B (*PV Panels to Batteries*) e PV2G (*PV Panels to Grid*) de forma correspondente.

Num primeiro momento, a fonte de energia que efetua a carga das baterias acopladas ao sistema de geração para autoconsumo são os painéis solares fotovoltaicos. Como visto, somente durante o modo de operação PV2B é que o conversor DAB não se encontra em operação, estando desabilitadas as comutações de todos os seus semicondutores de potência. Este facto leva a que seja necessário adotar um novo algoritmo de controlo para a regulação do barramento CC secundário e, de forma consequente, para a carga das baterias durante este modo de operação. Desta maneira, foi adotado um controlo PI em cascata, demonstrado na Figura 4.25.

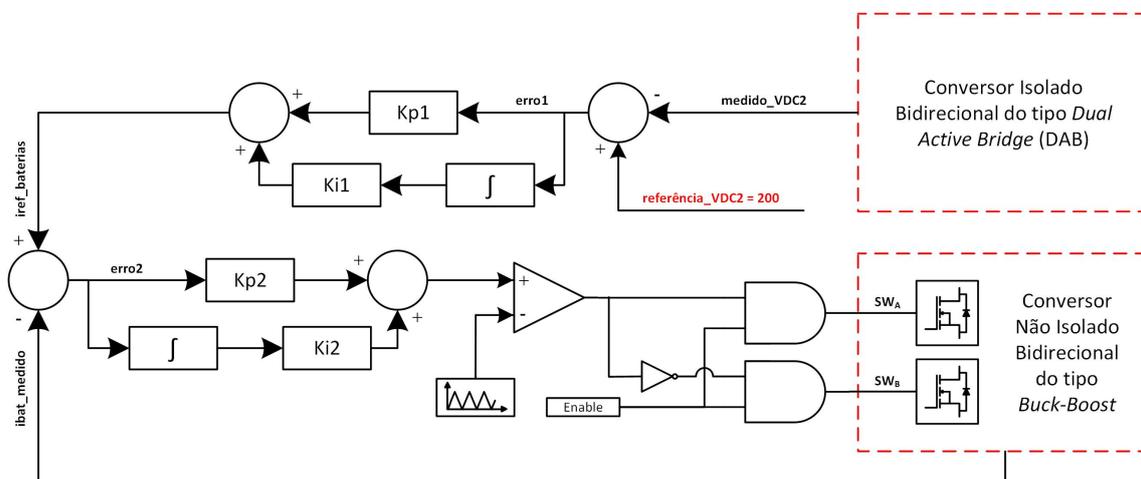


Figura 4.25: Algoritmo de controlo PI aplicado na regulação do barramento CC secundário e na carga das baterias no momento de operação PV2B.

A lógica adjacente a esta técnica de controlo é baseada na limitação do valor da corrente de carga das baterias, isto é, a corrente fornecida às baterias será variável ao longo do tempo e delimitada consoante o valor da tensão no barramento CC secundário. Esta deverá ser constante e com valor nominal de 200 V, fornecendo-se para tal uma tensão de referência ao sistema de controlo. Por sua vez, será o valor de saída

do primeiro andar do circuito de controlo que define a corrente de carga das baterias, isto é, a sua referência. De modo a que a corrente das baterias convirja para este valor, utiliza-se mais uma vez um algoritmo PI no segundo andar deste circuito, atuando de forma consequente no conversor *CC/CC buck-boost*. Porém, esta técnica de controlo será somente válida até ao momento em que a tensão nos terminais da bateria seja condizente com o seu valor de fim de carga, momento no qual sucede a permuta para o algoritmo "tensão constante", tal como acontece no modo de operação G2B.

Quando a corrente na bateria se anula, ou por outras palavras, quando a bateria se encontra totalmente carregada, os painéis solares fotovoltaicos poderão fornecer energia à rede elétrica caso ainda se encontrem em fase de produção, alterando-se o modo de operação para PV2G. Nesta fase, são desabilitadas as comutações no conversor *CC/CC bidirecional buck-boost* e habilitados os semicondutores do conversor DAB. Na Figura 4.26 é possível observar as formas de onda da tensão e da corrente na bateria, comprovando-se o algoritmo de controlo anteriormente implementado. Através da análise da Figura 4.26 (a), facilmente se constata que a corrente na bateria tende a seguir a sua referência variável gerada pelo algoritmo de controlo PI do barramento CC secundário. Todavia, esta convergência sucede somente até ao momento em que a tensão no SAE atinge o seu valor de fim de carga ( $V_{eoc}$ ), tal como se pode observar na Figura 4.26 (b).

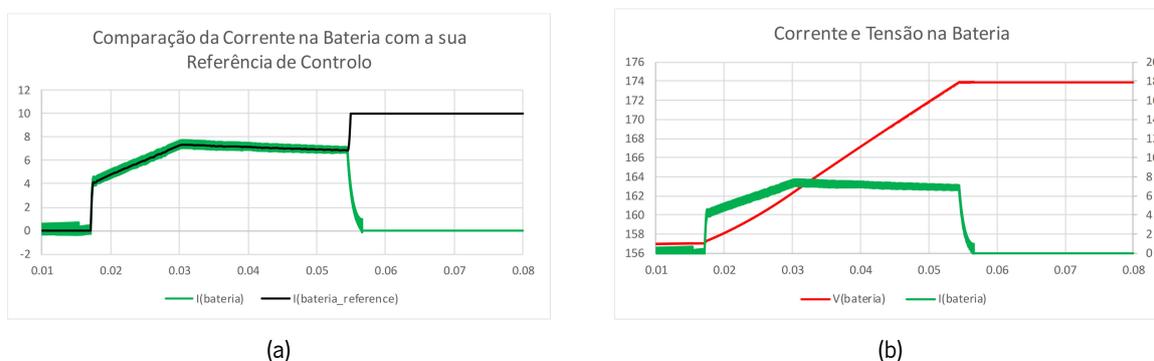


Figura 4.26: PV2B e PV2G - Formas de onda da tensão e da corrente nas baterias: (a) corrente e referência de controlo; (b) tensão e corrente.

No momento de permuta entre os modos PV2B e PV2G, será fundamental que a tensão no barramento CC secundário não apresente oscilações significativas. Esta terá de se manter constante e com valor nominal de 200 V, condição fundamental à correta operação do sistema. Contudo, a alteração para o modo PV2G implica a adoção de novos algoritmos e mecanismos de controlo. Neste momento, a regulação do barramento voltará a ser efetuada com recurso a uma simples técnica PI, onde o valor da sua saída é aplicado no ângulo de defasamento do algoritmo *phase shift* (similarmente aos modos de operação G2B

e B2G). A Figura 4.27 (a) é respeitante ao momento de habilitação das comutações no conversor DAB, verificando-se que no instante de permuta entre os modos de operação surge uma tensão pulsada aos terminais de cada um dos lados do transformador de alta frequência. Observando ao detalhe as formas de onda da corrente e da tensão num determinado intervalo (Figura 4.27 (b)), é possível constatar que a corrente se encontra espelhada em relação ao eixo horizontal do gráfico, um indicador da direção do fluxo de energia e do sentido adotado para os sensores de corrente. Apesar de não ser muito perceptível, a tensão no secundário está ligeiramente adiantada em relação à existente no primário, uma outra característica que valida o modo de operação PV2G. Neste mesmo instante, surge uma pequena oscilação de tensão no barramento CC secundário, valor que rapidamente é anulado e que converge para o seu valor de referência após a troca no algoritmo de controlo implementado, como se pode comprovar na Figura 4.28.

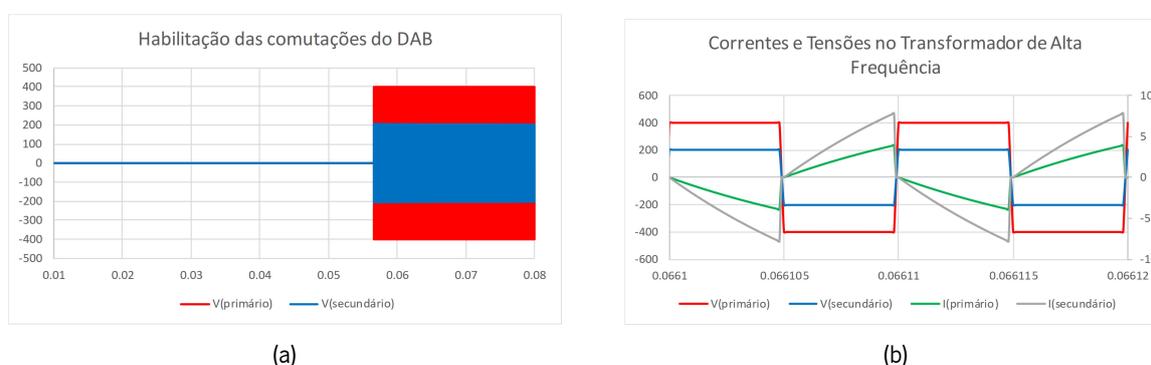


Figura 4.27: PV2B e PV2G - Formas de onda da corrente e da tensão no transformador de alta frequência: (a) habilitação das comutações; (b) detalhe das comutações.

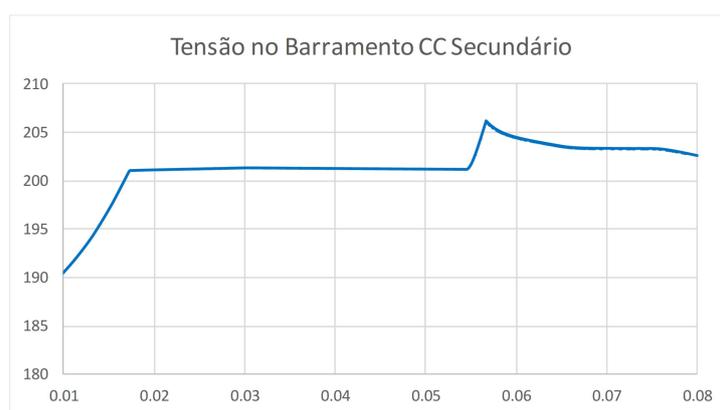


Figura 4.28: PV2B e PV2G - Forma de onda da tensão no barramento CC secundário.

Como referido, o tempo total de simulação é referente à produção diária de um painel solar fotovoltaico. No momento em que as baterias se encontram totalmente carregadas, a energia passará a fluir em direção

à rede elétrica e as comutações no conversor *CC/CC buck-boost* serão desabilitadas. Contudo, é essencial que ao longo de todo o processo seja sempre extraída a máxima potência do módulo fotovoltaico. Como se pode ver na Figura 4.29, o algoritmo MPPT estará sempre ativo de modo a que a eficiência do painel seja a mais elevada possível.

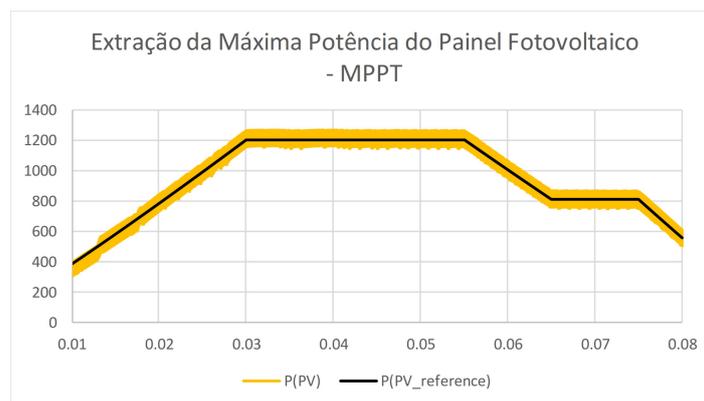


Figura 4.29: PV2B e PV2G - Potência gerada pelo painel de acordo com a referência aplicada (Algoritmo MPPT).

A tensão e a corrente no painel fotovoltaico estão presentes na Figura 4.30. As oscilações provocadas no valor da tensão são justificadas pela necessidade de aumentar o valor do incremento no algoritmo de controlo PO. Tendo em conta as limitações associadas ao tempo de simulação, foi necessário reduzir o número de amostras, motivo pelo qual este parâmetro tem um valor mais elevado do que o necessário. Uma técnica de janela deslizante foi adotada para realizar a média dos valores de tensão, reduzindo a sua oscilação e, de forma consequente, otimizando o controlo aplicado a este estágio. De referir ainda que o valor médio da tensão no painel corresponde ao seu valor de MPP.

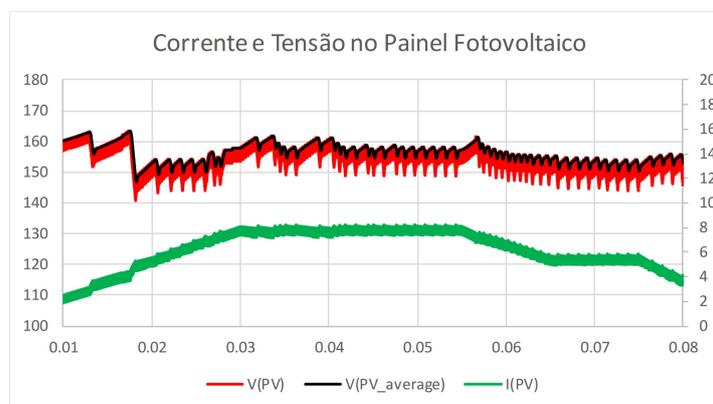


Figura 4.30: PV2B e PV2G - Formas de onda da tensão e da corrente nos painéis solares fotovoltaicos.

## 4.6 Conclusões

Neste capítulo foram expostos os quatro modos de operação adotados, apresentando em cada uma das sub-seções os exemplos práticos da sua empregabilidade na arquitetura de uma *DC smart microgrid*. Com recurso ao software de simulação PSIM foi possível validar a topologia escolhida e cada um dos modos de operação do sistema, procedendo-se de seguida à otimização dos algoritmos de controlo aplicados aos conversores CC/CC de acordo com os valores nominais de operação da rede CC, das baterias e dos módulos fotovoltaicos selecionados. Definindo uma frequência de comutação de 100 kHz para cada um dos semicondutores de potência, comprovou-se a já esperada redução do valor de cada um dos elementos passivos, característica que será considerada essencial na diminuição do volume do protótipo aquando da sua implementação prática.

Nas sub-seções deste capítulo são discriminados os algoritmos de controlo aplicados aos conversores CC/CC ativos na operação de cada um dos modos, justificando o motivo da sua escolha e expondo de forma posterior o diagrama de blocos dos mesmos. Seguidamente são apresentadas as formas de onda que comprovam a correta operação do sistema durante a seleção de um determinado modo, tomando especial atenção à regulação da tensão no barramento CC secundário, às técnicas de controlo de carga e descarga das baterias e ao algoritmo de extração da máxima potência dos módulos fotovoltaicos. De referir ainda que todas as simulações foram efetuadas de acordo com as características físicas apresentadas nos *datasheets* dos módulos solares fotovoltaicos e das baterias selecionadas para posterior implementação. Deste modo, a migração dos parâmetros de controlo para o DSP será mais facilitada e condizente com as condições reais de operação. Como já referido, a existência de quatro modos de operação é justificada pelas necessidades energéticas dos consumidores e pela estrutura bidirecional de uma *DC microgrid*. O objetivo primordial passa pelo fornecimento constante de energia à habitação, ultrapassando possíveis falhas da rede e a característica de produção intermitente associada às ERs.

## 5 | Implementação e Desenvolvimento do Protótipo

### 5.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação do protótipo que constitui o conversor de EP desenvolvido no GEPE ao longo desta Dissertação de Mestrado. Por questões de organização, o mesmo será dividido em duas secções distintas, uma referente ao sistema de controlo (secção 5.2) e uma outra relacionada com o andar de potência (secção 5.3). Numa primeira fase, será descrito todo o hardware e software de controlo digital capaz de habilitar o protótipo com os seus distintos modos de operação. Aqui, estarão especificados os algoritmos de controlo e apresentados os circuitos responsáveis pela deteção de erros, proteção e comando, os sensores de tensão e corrente com o seu respetivo condicionamento de sinal, a PCB de *drive* e a plataforma de desenvolvimento utilizada para comandar todo o sistema. Posteriormente, será descrito o circuito de potência na sua generalidade, justificando a escolha das topologias adotadas para os conversores e explicando ao detalhe a implementação do transformador de alta frequência e dos circuitos de proteção de *gate*. Serão ainda identificados os semicondutores de potência utilizados, bem como os condensadores presentes nos barramentos CC e as bobinas existentes nos conversores CC/CC *back-end*.

Todas as PCBs desenvolvidas neste protótipo foram implementadas de raiz, sendo portanto de autoria própria. O objetivo da adoção desta medida passou pelo desenvolvimento de uma solução vanguardista que faça jus ao nome desta dissertação: projetar um sistema compacto, de tamanho reduzido e com uma grande densidade de potência. A título de exemplo, numa única PCB estão presentes todos os condensadores dos dois barramentos CC, os semicondutores de potência, os sensores de corrente e de tensão, o condicionamento de sinal a eles associado e os diversos circuitos de proteção e de deteção de erros. O aspeto desta PCB, após a soldadura de todos os seus componentes, é apresentado na Figura 5.1, efetuado-se de seguida (na Figura 5.2) uma comparação com a sua primeira versão. Como foi de esperar, a PCB impressa nas oficinas do DEI apresentava menor fiabilidade e valores menos precisos que os obtidos na sua versão final.



Figura 5.1: Versão final da PCB unificada do conversor de EP.

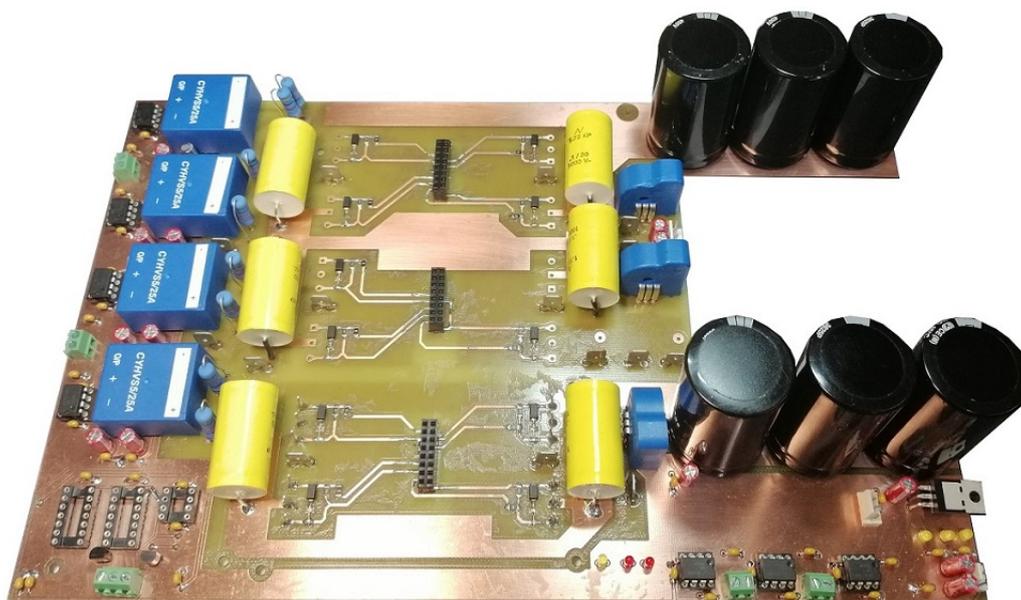


Figura 5.2: Primeira versão da PCB unificada do conversor de EP.

Na Figura 5.3, está presente a arquitetura global do sistema, demonstrando as relações existentes

entre todos os elementos que perfazem este protótipo. A descrição das suas características físicas e dos circuitos a si associados será realizada nas secções seguintes.

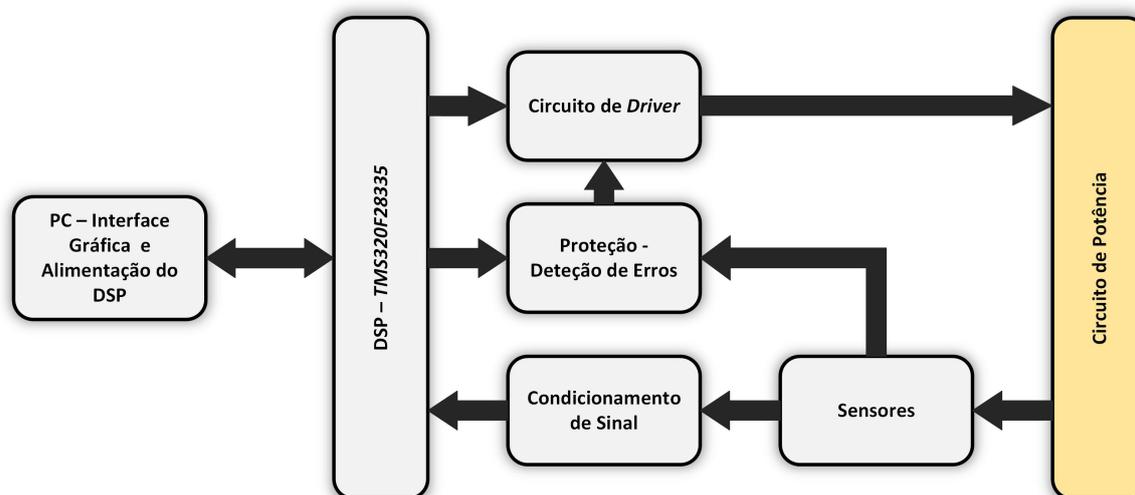


Figura 5.3: Arquitetura global do sistema.

## 5.2 Sistema de Controlo

Nesta secção será descrita a implementação de todo o circuito de controlo do sistema, caracterizando ainda cada um dos componentes que o constituem. De modo a dotar o andar de potência com as suas corretas condições de operação, é fundamental que o controlo digital a ser implementado não apresente qualquer tipo de falhas. Para tal, o mesmo terá de efetuar uma leitura precisa dos valores analógicos de corrente e de tensão e ser capaz de acionar, através de um circuito de *driver*, os semicondutores de potência presentes em cada um dos conversores. Para além destas funcionalidades, também os circuitos de instrumentação e de proteção serão apresentados nesta secção.

As PCBs utilizadas neste protótipo também serão aqui expostas. Todo o seu design, implementação e validação foi efetuado de raiz com recurso à ferramenta de software *PADS*. Além do mais, são apresentados todos os cálculos necessários ao dimensionamento dos componentes utilizados e indicado o DSP escolhido para efetuar o controlo digital deste protótipo, elemento essencial ao processamento de todos os valores e informação inerente ao estado do sistema.

A alimentação do circuito de controlo será efetuada com recurso a uma fonte comutada com o modelo *TXL 060-0533TI*, fabricada pela *Traco Power*. Fundamental neste tipo de aplicações, esta fonte tem uma proteção contra curto-circuitos, debita uma potência máxima de 60 W e fornece 3 níveis de tensão na sua

saída: +5 V, +15 V e -15 V.

### 5.2.1 Digital Signal Processor (DSP)

Como em qualquer sistema de EP, é necessário recorrer a um elemento capaz de realizar o controlo digital do sistema e comandar todos os processos essenciais ao seu correto funcionamento. Nos últimos anos, com os avanços tecnológicos inerentes a estas plataformas de controlo, a sua penetração no ramo da EP acabou por ser facilitada, fornecendo novas possibilidades de expansão a esta área de estudo.

Hoje em dia, são diversos os setores industriais que estão dependentes da existência de um DSP na implementação e desenvolvimento dos seus produtos. Tal afirmação é justificada pelo facto do processador deste dispositivo ser capaz de realizar milhões de contas matemáticas por segundo, respondendo em tempo real às instruções sobre o qual será programado. Por outro lado, estas placas reúnem ainda um grande conjunto de funcionalidades, tais como a leitura de sinais digitais e grandezas físicas com recurso a um ADC (*Analog to Digital Converter*), a geração de sinais de PWM e a transposição de valores digitais para analógicos com recurso a um DAC (*Digital to Analog Converter*). Em suma, as tarefas de processamento, aquisição de sinais e atuação do sistema serão otimizadas, melhorando a sua performance num regime de malha fechada.

De acordo com as especificações da topologia escolhida para o conversor de EP, foi selecionada uma placa de desenvolvimento com o modelo *TMDSCNCD28335* da *Texas Instruments*, onde, por sua vez, está inserido o DSP *TMS320F28335* [135]. Segundo a documentação fornecida, este DSP tem um CPU de 32 bits com uma frequência de 150 MHz e uma unidade de vírgula flutuante de alta precisão. Deste modo, uma vasta gama de valores consegue ser representada quando em comparação com o sistema *fixed point*, obtendo assim um melhor desempenho na execução de cálculos matemáticos. Por outro lado, este DSP está dotado com diversos protocolos de comunicação (entre eles o SCI - *Serial Communication Interface* - utilizado na porta série) e, em termos de memória, possui uma flash 16-bit com 256 kB e uma SRAM 16-bit com 34 kB. Para além do mais, esta plataforma de desenvolvimento dispõe de diversos recursos, onde se destacam:

- 18 saídas de PWM;
- 3 CPU *Timers* de 32-bits;
- 16 canais de ADC 12-bit;
- 88 pinos de uso geral - GPIO (*General Purpose Input/Output*).



Figura 5.4: Placa de desenvolvimento *TMDSCNCD28335*.

Normalmente associados a sistemas de EP, os DSPs da *Texas Instruments* fornecem uma grande quantidade de bibliotecas e funcionalidades capazes de facilitar a programação dos circuitos de potência. Mais ainda, o suporte técnico fornecido por este fabricante (*datasheets*, códigos exemplo, etc, ...) tende a ser bastante prático, elucidativo e capaz de cobrir uma grande gama de aplicações do ramo da EP. Para o caso desta Dissertação de Mestrado, este DSP trará grandes facilidades no que toca à programação dos módulos ePWM, permitindo a fácil implementação de sinais complementares com o seu *dead time* respetivo. A título de exemplo, no conversor DAB, os 8 sinais de PWM aplicados ao mesmo número de semicondutores, terão que estar sincronizados e desfasados uns dos outros, isto é, terá que existir um ângulo de desfasamento entre ondas portadoras triangulares numa lógica de *master/slave*. Tal particularidade seria considerada difícil de implementar em qualquer outra placa de desenvolvimento, contudo, este DSP está munido de recursos específicos para esta questão em particular.

Na Figura 5.5 encontra-se apresentada a plataforma de desenvolvimento *TMDSCNCD28335* (e o respetivo DSP *TMS320F28335*) assente sobre uma placa de suporte (*GEPE-0006 V2*) desenvolvida no GEPE. Esta, tal como a *docking station TMDSDOCK28335* utilizada para a realização de testes numa instância inicial, possui um *socket* de 100 pinos de modo a que aí seja conectada a *TMDSCNCD28335*. O objetivo inerente à utilização desta placa de suporte prende-se com a facilidade de ligação deste elemento de controlo às demais PCBs existentes no sistema. De acordo com os periféricos utilizados neste protótipo, diferenciar-se-á pela existência de *sockets* para *flat cable* capazes de fornecer o acesso aos sinais de PWM, uma ficha DB9 para o estabelecimento da comunicação série RS232, conectores para a receção dos valores adquiridos pelos sensores de tensão e corrente presentes no protótipo e, por fim, um *socket* maquinado para *flat cable* responsável por permitir a ligação desta placa à plataforma de desenvolvimento da *TI* que contém o JTAG.

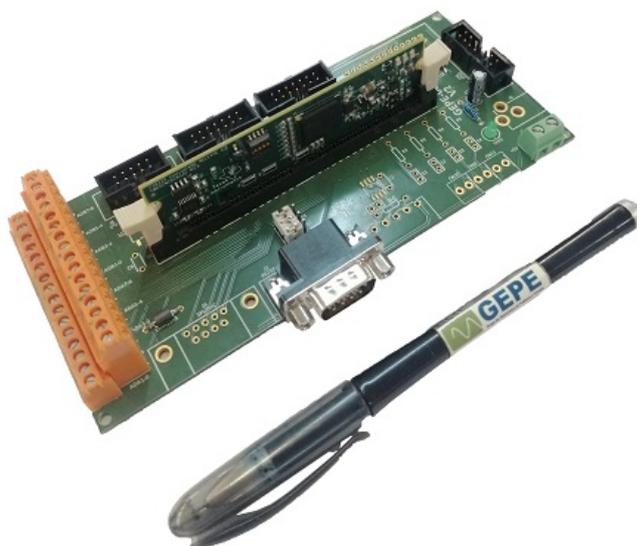


Figura 5.5: Placa de desenvolvimento *TMDSCNCD28335* assente sobre a placa de suporte *GEPE-0006 V2*.

O ambiente de desenvolvimento onde o DSP será programado é o *Code Composer Studio*, também desenvolvido de forma integral pela *Texas Instruments*.

### 5.2.2 Sensores de Tensão

De modo a que o circuito de controlo seja capaz de dotar todos os conversores com elevado rendimento, é absolutamente indispensável conhecer determinados valores de tensão. Tendo em conta a topologia adotada para o hardware, é necessário efetuar a leitura da tensão na rede CC, no barramento CC correspondente ao secundário do transformador, no módulo solar fotovoltaico e no conjunto de baterias ( $V_{rede}$ ,  $V_{cc2}$ ,  $V_{pv}$  e  $V_{bat}$ ).

Visto que os valores de tensão presentes em cada um dos barramentos estão situados entre as dezenas e as centenas de volt, é vital utilizar elementos capazes de adquirir os respetivos valores de tensão e permitir o seu escalonamento para números passíveis de serem lidos pelo ADC interno do DSP. Isto é, de modo a que o processador não seja danificado, e dada a grande diferença de tensão entre o andar de potência e o circuito de controlo, é indispensável que os sensores escolhidos garantam o devido isolamento galvânico, fundamental à correta operação do sistema.

Para tal, tendo em conta o material disponível no GEPE, e como se pode visualizar na Figura 5.6, foram utilizados 4 sensores de tensão de efeito de Hall com o modelo *CYHVS5-25A*, fabricados pela *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG* [136].



Figura 5.6: Encapsulamento do sensor de tensão *CYHVS5-25A*.

Os sensores acima referenciados permitem a medição de tensões CC ou CA, de forma isolada e com uma leitura máxima de 2000 V de pico. Além do mais, efetuam a leitura dos valores de tensão com uma precisão de  $\pm 0,8\%$ , são alimentados com  $\pm 15$  V e conseguem fornecer isolamento galvânico até 2500 V durante um minuto e meio.

Como é possível verificar no esquemático de ligações elétricas do sensor (Figura 5.7), de modo a se efetuar a leitura e aquisição dos valores de tensão em cada um dos barramentos CC, são utilizadas duas resistências de medida em série no seu lado primário ( $R_1$  e  $R_2$ ). Com esta medida, o objetivo passa por diminuir a potência dissipada nas mesmas (equação 5.1), ao invés de sobreaquecer somente uma resistência de valor nominal semelhante à soma de  $R_1$  com  $R_2$  ( $R_{Mi}$ ).

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

O valor de  $R_{Mi}$  será responsável por fornecer a máxima tensão a ser medida pelo sensor, como é possível observar na equação (5.2). A este valor de  $R_{Mi}$ , deve ainda ser acrescentado o valor da resistência interna do sensor. Dado que o seu valor é considerado reduzido, na prática, quando em comparação com as resistências de medida situadas na ordem dos  $k\Omega$ , este valor pode até nem ser considerado no cálculo da tensão máxima a ser medida pelo sensor.

$$V_{pm} = R_{Mi} * i_{in} \quad (5.2)$$

onde, recorrendo a [136], é possível constatar que o valor nominal da corrente de entrada será de 5 mA RMS. Sob o mesmo ponto de vista, este sensor terá uma saída em corrente ( $i_{out}$ ) e, tendo em conta a relação de transformação de 5000:1000, este parâmetro terá como valor 25 mA RMS. Mais uma vez, será necessário colocar uma resistência de medida no lado secundário do sensor ( $R_{Mo}=R_4$ ) para que se obtenha uma saída sob a forma de tensão. Limitando o valor da tensão de entrada do ADC ( $V_{ADC\_MAX}$ )

para os 3 V e com base na equação 5.3, o valor de  $R_{Mo}$  será de  $120\Omega$  para os 4 sensores de tensão existentes neste protótipo.

$$R_{Mo} = \frac{V_{ADC\_MAX}}{i_{out}} \quad (5.3)$$

De acordo com o *datasheet* deste sensor de tensão de efeito de Hall, o fabricante recomenda que o valor de  $R_{Mo}$  esteja situado entre os 100 e os 350  $\Omega$ . Apesar de os 120  $\Omega$  anteriormente calculados cumprirem tal requisito, foi adicionada uma resistência auxiliar ( $R_3$ ) de modo a que a o valor total da resistência de saída esteja centrado na gama pretendida.

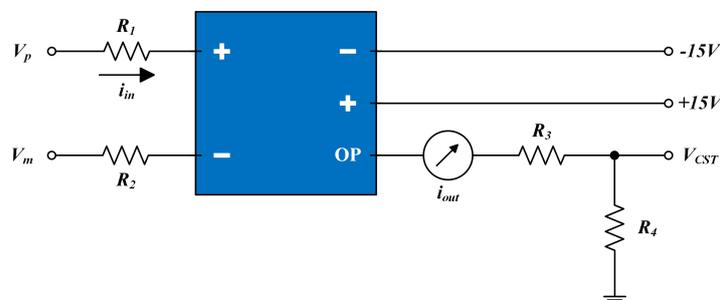


Figura 5.7: Esquema elétrico do sensor de tensão.

Em suma, mediante os valores de tensão que se pretendem medir no barramento CC e tendo em conta o valor de  $V_{ADC\_MAX}$ , foram dimensionadas resistências de medida para cada um dos lados primário e secundário deste sensor. Tais valores estão apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Valores das resistências associadas ao sensor de tensão.

Local da Medição	$V_{Max}$ (V)	$R_i$ (k $\Omega$ )	$R_M$ ( $\Omega$ )
Barramento CC Primário	470	94 (47 + 47)	120
Barramento CC Secundário	270	54 (27 + 27)	120
Baterias	210	42 (15 + 27)	120
Painéis Solares Fotovoltaicos	210	42 (15 + 27)	120

A aquisição dos valores de tensão pelos sensores é dependente da temperatura a que estes serão sujeitos e às imprecisões de leitura situadas na ordem dos  $\pm 0,8\%$ . Como já referido, também a resistência interna dos sensores irá trazer pequenos desvios nos valores que serão transpostos para o ADC após leitura da tensão no barramento. Com base nestes factos, é necessário averiguar a linearidade do sinal adquirido

pelo DSP, recorrendo para tal à correta calibração de cada um dos sensores do sistema, dotando de seguida todas as variáveis de controlo (*vbus1*, *vbus2*, *vpv* e *vbat*) com valores bastante precisos.

Deste modo, foram aplicados diversos valores de tensão aos terminais de cada um dos sensores, verificando de seguida o valor adquirido pelo ADC correspondente. Por sua vez, este valor será transformado e atribuído às variáveis do sistema de controlo com recurso a uma simples técnica de linearização, tal como se pode ver na Figura 5.8. De referir ainda que todos os valores são referentes ao sensor de tensão das baterias.

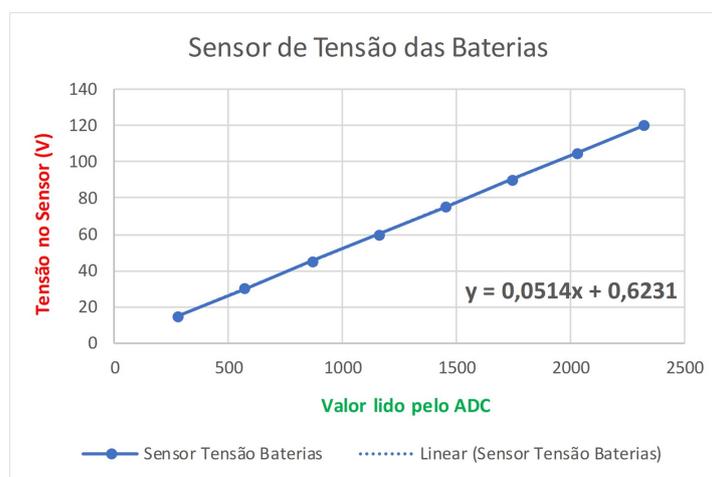


Figura 5.8: Linearidade verificada entre a variação de tensão aplicada ao sensor de tensão das baterias e o valor lido pelo ADC interno do DSP.

A equação presente na Figura 5.8 será a responsável por transformar os valores presentes no ADC nos seus reais valores de tensão, atribuindo-os posteriormente à variável de controlo *vbat*.

### 5.2.3 Sensores de Corrente

Tal como sucede na secção anterior, a inclusão de sensores de corrente neste protótipo é tomada como fundamental para efetuar o controlo digital do sistema, validando todos os seus modos de operação e dotando-o com elevados valores de eficiência e rendimento. A aquisição dos valores instantâneos da corrente na rede CC, nos painéis solares fotovoltaicos e nas baterias (*idc*, *ipv* e *ibat*) é essencial à realização do controlo dos conversores de potência em tempo real, permitindo, neste caso, a elaboração de algoritmos MPPT e de carga e descarga de baterias, respeitando assim o seu *State of Charge* (SOC) e o seu *State of Health* (SOH). Deste modo, e de acordo com a necessidade de garantir isolamento galvânico durante as medições de corrente, foram selecionados 3 sensores de efeito de Hall com o modelo *LTSR 15-NP*,

fabricados pela *LEM*. Na Figura 5.9, é possível observar o encapsulamento do sensor em questão na sua vista frontal.



Figura 5.9: Vista frontal do sensor de corrente *LTSR 15-NP*.

A leitura de valores analógicos de corrente pode ser efetuada de duas maneiras distintas: passando um fio condutor no orifício presente neste sensor ou através dos seus 6 pinos laterais. Dado que se trata de um sensor de efeito de Hall, selecionando a segunda opção entre as referidas acima, é possível alterar a razão de transformação do sensor de corrente e assim ajustar a sua sensibilidade em detrimento ou favorecimento de uma maior gama de medição. De acordo com a configuração adotada para estes pinos laterais (numerados de 1 a 6 na Figura 5.10), a corrente nominal no primário ( $I_{PN}$ ) pode tomar como valores  $\pm 15$  A,  $\pm 7,5$  A e  $\pm 5$  A.

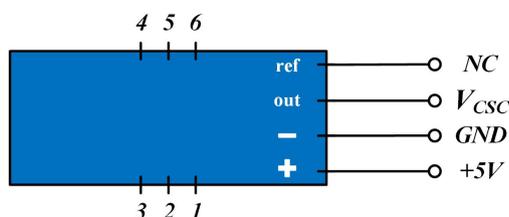


Figura 5.10: Esquemático do sensor de corrente.

De acordo com os dados fornecidos pela *LEM* [137], este sensor é alimentado com 5 V, apresenta 2000 espiras no lado secundário e, aquando da leitura dos valores analógicos de corrente CC ou CA, tem estipulada uma precisão de  $\pm 0,2\%$  a  $25$  °C. A corrente máxima passível de ser medida será de  $\pm 48$  A e, ao contrário do que acontece no sensor de tensão, onde a saída é em corrente, no *LTSR 15-NP* já será em tensão ( $V_{CSC}$ ). Deste modo, é dispensada a existência de resistências de medida, sendo apenas necessário realizar o condicionamento de sinal que transforme o *output* do sensor em valores passíveis de serem lidos pelo ADC interno do DSP, como será explicado na secção 5.2.4. Este valor de saída apresenta um *offset* de 2,5 V ( $V_{ref}$ ), especialmente útil para a leitura deste sinal sob o ponto de vista do processador

responsável pelo controlo digital do sistema. Por sua vez, dado que o ADC apenas suporta valores positivos de tensão entre 0 e 3 V, caso  $V_{CSC}$  tivesse o seu valor centrado em 0, seria necessário recorrer a um circuito somador analógico para enquadrar o sinal na gama estipulada.

O valor de  $V_{CSC}$  será dependente de um certo conjunto de variáveis e parâmetros. Como será de esperar, a tensão de saída será baseada no *offset* de referência ( $V_{ref}$ ), no valor de corrente medida pelo sensor ( $I_P$ ) e na razão de transformação deste último, isto é, será também dependente da corrente nominal do primário ( $I_{PN}$ ). Tendo em conta as especificação de operação do sistema, foi definido um valor de 7,5 para  $I_{PN}$ , sendo o *output* dado pela seguinte equação:

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

Tal como sucede na secção anterior, respeitante aos sensores de tensão, é necessário verificar a linearidade do sinal medido pelos sensores de corrente, procedendo deste modo à sua calibração. Pela mesma linha de pensamento, um conjunto de valores de corrente foi aplicado à entrada do sensor de corrente presente nas baterias, observando de seguida o valor lido pelo ADC interno do DSP. Como se pode averiguar pela Figura 5.11, recorrendo mais uma vez a uma simples técnica de linearização e de acordo com os valores recolhidos nos testes efetuados a este sensor em específico, foi possível obter uma equação responsável por transpor os valores lidos pelo ADC e, de seguida, os atribuir à variável de controlo *ibat*.

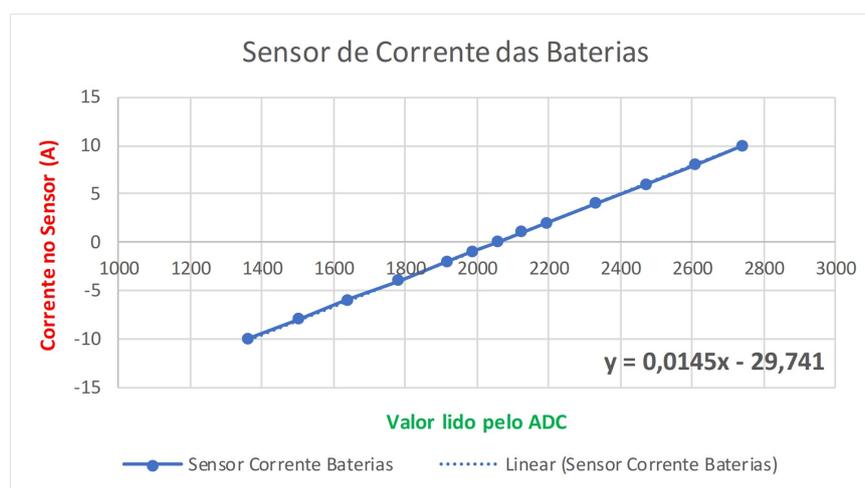


Figura 5.11: Linearidade verificada entre a variação de corrente aplicada ao sensor de corrente das baterias e o valor lido pelo ADC interno do DSP.

Como referido na introdução deste capítulo, a localização dos sensores de corrente e de tensão é

partilhada numa única PCB com alguns componentes e circuitos adicionais. Nesta PCB, o posicionamento dos sensores de corrente é tomado como vital, estando colocados o mais próximo possível das bobinas dos conversores *back-end*. Tal medida prende-se com a necessidade de obtenção de leituras precisas e sem interferência de ruídos eletromagnéticos. Pela facilidade de acesso dos planos de potência aos terminais dos sensores de tensão, estes foram colocados o mais longe possível do transformador de alta frequência e das duas bobinas, tal como se pode ver na Figura 5.12

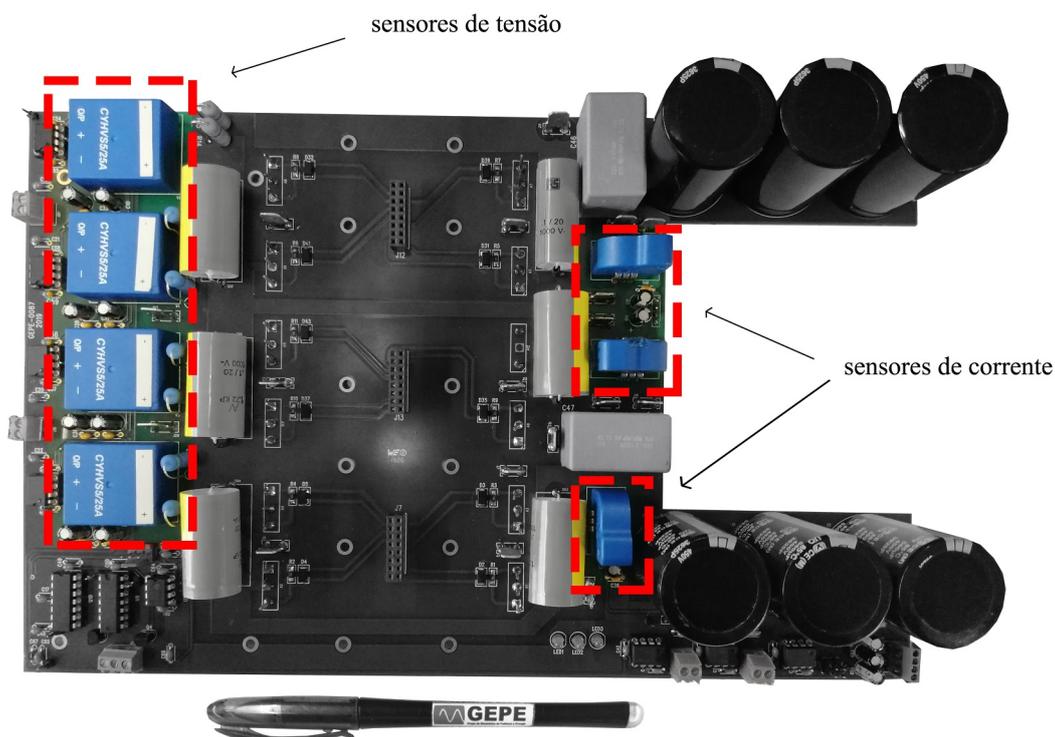


Figura 5.12: Localização dos sensores de tensão e de corrente na PCB unificada.

#### 5.2.4 Condicionamento de Sinal e Proteção

Após a aquisição dos valores lógicos de tensão e de corrente por parte dos respetivos sensores, será necessário limitar, em ambos os casos, os níveis de tensão no ADC do DSP entre os 0 e os 3 V. Para tal, como explicado nas secções 5.2.2 e 5.2.3, os sensores de tensão e de corrente terão a sua saída trocada, isto é, em corrente e tensão, de forma respetiva. De acordo com este dado, diferentes circuitos de instrumentação terão de ser implementados de modo a que o DSP não seja danificado.

Num primeiro caso, os sensores de corrente terão a sua saída em tensão com um *offset* de 2,5 V. Tal

detalhe será fundamental para que se possa dispensar, de forma imediata, resistências de medida e um circuito analógico amplificador somador não-inversor que seria responsável por deslocar o sinal medido para um intervalo situado entre os 0 e 5 V. Visto que o *LTSR 15-NP* já coloca o sinal adquirido dentro desta gama, estará somente imposta a necessidade de a tornar compatível com os valores de tensão do ADC (entre 0 e 3 V). Assim, com vista a tornar a componente CC igual a 1,5 V, duas resistências ( $R_1$  e  $R_2$  presentes na Figura 5.13) terão de funcionar como um divisor resistivo, tendo como valor 10 k $\Omega$  e 15 k $\Omega$  de forma respetiva.

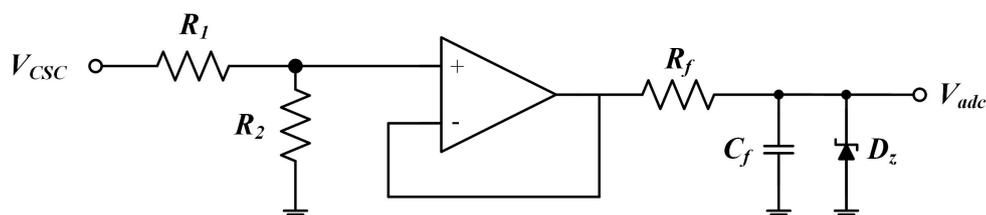


Figura 5.13: Instrumentação relativa ao sensor de corrente - condicionamento de sinal, filtragem e proteção.

Como é usual no mundo da EP, a existência de ruído pode levar a que os mais diversos tipos de sensores efetuem medidas consideradas incorretas, medidas essas que, na maioria dos casos, afetam a correta operação destes sistemas. Assim sendo, de modo a que o ADC não adquira valores de tensão e de corrente alterados, é vital projetar um um filtro analógico passa-baixo RC ( $R_f$  e  $C_f$ ) aplicável à entrada de cada um dos 7 canais de ADC a serem utilizados. A equação 5.5, fornece a frequência de corte do filtro em questão.

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

O valor a atribuir à frequência de corte não deve ser, de todo, escolhido de forma aleatória sendo que, neste tipo de aplicações, o valor de  $f_c$  deve estar umas décadas abaixo da frequência de comutação ( $f_s$ ). Definindo um valor de 10 kHz para a frequência de corte (1 década abaixo do valor de  $f_s$ ) e de 100 nF para a componente capacitiva, facilmente se obtém um valor de 160  $\Omega$  para a resistência deste filtro analógico.

Na instrumentação adotada para este sensor, é fundamental a existência de um circuito de proteção para o ADC e para a *TMS320F28335* contra sobretensões que possam ocorrer no circuito de potência. Um dos seus elementos constituintes é uma montagem seguidora de tensão analógica que tem como função providenciar alta impedância ao circuito, funcionando quase como um isolamento entre o ADC e a saída do sensor ( $V_{CSC}$ ). Caso o seguidor de tensão não seja capaz de atuar e, efetivamente, proteger o DSP, um diodo de Zener com valor de 3,9 V foi colocado entre a saída do filtro RC e o *ground*. Este componente

confere ainda proteção contra tensões negativas e, tendo em conta testes efetuados no laboratório do GEPE, foi possível verificar que os valores de tensão que começam a ser cortados pelo Zener são situados ligeiramente abaixo do seu valor nominal.

Por outro lado, os sensores de tensão já apresentam a sua saída em corrente e, neste caso em concreto, como referido em 5.2.2, foram utilizadas duas resistências de medida de forma a obter um *output* sob a forma de tensão (ver Figura 5.7). Além do mais, dimensionando de forma correta estas resistências, foi possível limitar a gama dos valores de saída deste sensor para o máximo suportado pelos canais de ADC (3 V). Tendo em conta a topologia escolhida para o protótipo a desenvolver nesta Dissertação de Mestrado, os sensores de tensão nunca irão adquirir valores analógico alternados, isto é, os sinais medidos serão sempre respeitantes a uma topologia CC. Através deste facto, é possível eliminar, mais uma vez, a necessidade de implementar um circuito somador não-inversor com recurso a AMPOPs.

Dado que as resistências de medida presentes no lado secundário deste sensor irão colocar a sua tensão de saída dentro da gama estipulada pelos canais de ADC, a instrumentação associada ao *CYHVS5-25A* será resumida à filtragem do sinal e à proteção do DSP. Tais circuitos serão, em tudo, semelhantes aos utilizados nos sensores de corrente presentes neste protótipo, como se pode comprovar na Figura 5.14.

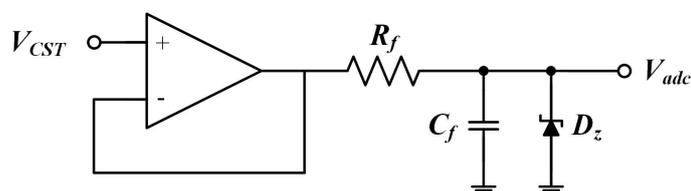


Figura 5.14: Instrumentação relativa ao sensor de tensão - filtragem e proteção.

A existência de circuitos de proteção e comando em aplicações de EP é de extrema relevância, prevenindo contra possíveis danos materiais em caso de falha ou erro do sistema e providenciando maior segurança a quem o testa e utiliza. Tais proteções podem ser por hardware ou por software e as vantagens e desvantagens inerentes a cada uma delas devem levar a que se dedique especial atenção a este assunto. Se as proteções por hardware apresentam tempos de resposta mais baixos (permitindo a sua atuação antes de o material se danificar), as proteções por software permitem a redução dos componentes a utilizar nos circuitos adotados para o efeito e fornecem maior flexibilidade na alteração de parâmetros e níveis de proteção. De acordo com estes dados, a melhor solução passa por misturar um pouco das características de cada uma das técnicas, encontrando o ponto de equilíbrio que seja mais adequado à aplicação em questão.

Tendo em conta as topologias de conversores CC/CC escolhidas, a maior parte das anomalias poderão

ocorrer na rede, isto é, a montante do primeiro barramento CC. Na grande parte dos casos, os problemas serão relacionados com sobretensões ou sobrecorrentes, optando-se por efetuar uma proteção contra o segundo caso. Para tal, um circuito comparador de janela será responsável por balizar a tensão de saída do sensor de corrente da rede CC,  $V_{scr}$ , entre dois valores previamente estabelecidos por hardware, ( $V_{down}$  e  $V_{up}$ ). Estes, são impostos pelo valor das 4 resistências presentes na Figura 5.15 e são considerados os limites máximo e mínimo admissíveis para a tensão em questão. Por outras palavras, se o valor da corrente na rede CC,  $idc1$ , despoletar um valor de  $V_{scr}$  acima ou abaixo deste intervalo, esta montagem irá apresentar valor lógico alto na sua saída ( $V_{error}$ ) e, deste modo, contribuir para a desabilitação das comutações dos semicondutores de potência. Por outro lado se o valor da corrente na rede estiver dentro dos limites estipulados, o valor lógico de  $V_{error}$  será baixo.

Na prática, foram estabelecidos os valores de 3,5 e 1 V para os pontos médios dos divisores resistivos presentes nesta montagem ( $V_{up}$  e  $V_{down}$ , respetivamente). Estes limites de tensão, de acordo com a equação 5.4, são correspondentes a uma corrente máxima de 12 A e mínima de -18 A. Tendo em conta a bidirecionalidade intrínseca ao conversor DAB, este sensor irá efetuar a leitura da corrente que o percorre em ambos os sentidos, justificando assim a presença de valores negativos e positivos dentro desta gama. O sensor irá medir valores positivos caso a energia flua do lado primário para o secundário do transformador de alta frequência e, caso o oposto suceda, o sensor passará a medir valores "negativos" de corrente.

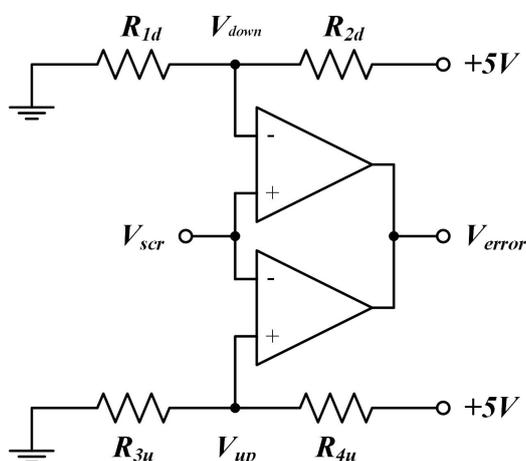


Figura 5.15: Detecção de erros por hardware - circuito comparador de janela.

Dois comparadores terão de ser empregues de modo a que os limites superior e inferior sejam conectados a um dos terminais positivo e negativo, de forma correspondente. Assim, o valor de  $V_{scr}$  será continuamente comparado com estes valores de tensão, alterando em tempo real o valor lógico da saída desta montagem. Para o efeito, foi utilizado o circuito integrado *LM339* da *Texas Instruments* com montagem

*through-hole* e que contém 4 comparadores na sua génese, tendo sido utilizados somente dois deles [138].

Por outro lado, dado que as saídas deste circuito integrado são em coletor aberto, será possível as curto-circuitar e operar sob uma lógica AND. Isto é, basta um dos comparadores alterar o valor lógico da sua saída para que o valor de  $V_{erro}$  seja também alterado. Contudo, para que esta variável seja capaz de variar digitalmente entre 0 e 1, será necessário colocar uma resistência de *pull-up* entre os +5 V e o pino do *LM339* correspondente à saída do comparador de janela.

Aquando da existência de um erro, neste caso uma sobrecorrente, o valor lógico da saída do comparador de janela será alto e as comutações dos semicondutores serão desabilitadas. Porém, quando o valor da corrente voltar a estar dentro dos limites estabelecidos e tal irregularidade for eliminada, o sistema não pode voltar a ser acionado - o erro terá de permanecer ativo e  $V_{error}$  terá de continuar com valor digital 1. Para este efeito, uma montagem memorizadora de erros baseada numa lógica de *set/reset* foi adotada e implementada através do circuito integrado *NE555*, fabricado pela *Texas Instruments* [139]. Segundo o seu *datasheet*, este integrado é considerado um *timer* capaz de produzir *delays* e oscilações bastante precisas, sendo utilizado num vasto conjunto de aplicações relacionadas com eletrónica em geral. Pode gerar sinais de PWM, ondas triangulares e dente de serra e operar como um divisor de frequência ou como um *switch* monoestável. Após a memorização do erro, quando se reunirem as condições necessárias para que o sistema volte a ser ativo, um sinal de *reset* (*dsp\_reset*) deve ser enviado para o pino correspondente do *NE555*.

Contudo, as comutações dos semicondutores de potência podem também ser habilitadas e desabilitadas por software, através do envio de um comando via porta série. Tal funcionalidade terá especial importância para iniciar o sistema, isto é, de modo a que os PWMs sejam transmitidos para o andar de potência através do circuito de *driver*, será necessário ativar, em momento oportuno, o pino do DSP correspondente ao *enable* (*dsp\_enable*). Tal deverá acontecer quando os condensadores dos barramentos CC estejam pré-carregados, evitando assim picos de corrente e de tensão nestes componentes.

Ao longo do desenvolvimento desta Dissertação de Mestrado, foi verificada a necessidade de dotar o sistema com um interruptor capaz de desabilitar ou habilitar as comutações dos semicondutores, alterando assim o valor lógico da variável *hw\_enable*. Caso alguma anomalia ocorra no circuito do potência, será mais intuitivo desabilitar as comutações com um interruptor do que através do envio de um caractere via UART, atuando de forma mais repentina e nunca colocando em causa a integridade do protótipo e a segurança do utilizador. Deste modo, os momentos de comutação podem ser habilitados e desabilitados através de três modos distintos: num primeiro caso através da existência de uma sobrecorrente na rede CC, num segundo momento por software e, por fim, num terceiro instante via hardware com recurso a um *switch*.

Em conclusão, de acordo com uma lógica analógica OR, basta um destes modos ser acionado para

que o valor digital do sinal de *enable* aplicado ao circuito de *driver* se altere, como é possível observar na Figura 5.16. Além do mais, foram adicionados LEDs vermelhos e verdes, identificadores do valor lógico de algumas das variáveis acima referidas.

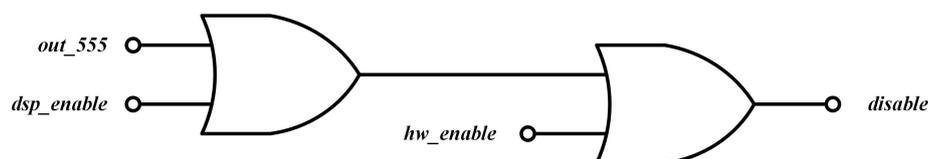


Figura 5.16: Lógica analógica de habilitação das comutações dos semicondutores de potência.

### 5.2.5 Circuito de Driver

Como referido no início deste capítulo, qualquer sistema de EP é constituído por um circuito de controlo e por um andar de potência. Como é de esperar, os valores de tensão serão muito díspares entre estes dois pontos, sendo assim necessário garantir um excelente isolamento galvânico entre ambos. Se numa primeira instância, existirão somente sinais e valores de tensão e corrente bastante baixos, no andar de potência o oposto irá acontecer: como o próprio nome indica, na maioria dos casos, os valores de tensão irão estar situados na centena de volt e os de corrente nas dezenas de ampere.

De modo a que os conversores de potência sejam habilitados, será necessário aplicar sinais de PWM aos terminais dos seus semicondutores. Com recurso ao módulo ePWM do DSP, é possível gerar sinais com uma amplitude de 3,3 V, o que na prática não será suficiente para disparar corretamente os MOSFETs. Para tal, este mesmo valor de tensão deverá ser ligeiramente mais elevado (até aos 15 V), garantindo ao mesmo tempo alguns cuidados na ligação entre o sistema de controlo e o andar de potência. Assim, um circuito de *driver* será o responsável por intermediar estes dois elementos e garantir a integridade do hardware, protegendo o DSP, o computador e o próprio utilizador contra possíveis anomalias no circuito de potência, como é o caso de sobretensões e sobrecorrentes.

Quando se aplica um sinal de PWM à *gate* de um semicondutor de potência, a capacitância presente neste terminal será carregada ou descarregada consoante se coloque o dispositivo na zona de saturação ou de corte. Perante o degrau de tensão aplicado, um pico de corrente irá surgir, o que, muitas vezes, pode ultrapassar o máximo suportado pelo circuito de controlo.

Por outro lado, como em qualquer conversor em ponte, os PWMs aplicados aos dois semicondutores que constituem um braço, exigem o estabelecimento de referências de potencial isoladas. Num primeiro caso, a *source* do semicondutor inferior do braço estará sempre referenciada à massa do circuito, ao passo

que, no semicondutor superior, a referência será flutuante. Tendo em conta os modos de operação do conversor, a tensão neste ponto do sistema irá variar ao longo do tempo, oscilando entre um valor nulo e o da tensão no barramento.

Tradicionalmente, de modo a solucionar esta adversidade, será necessário que cada sinal de PWM, assim como cada componente que garante o isolamento galvânico, esteja associado a uma fonte isolada sob o ponto de vista do lado de maior potência. Deste modo, será garantido que o valor de tensão aplicada à *gate* em relação à source ( $V_{GS}$ ) seja sempre o adequado aquando da comutação de cada um dos semicondutores. Na grande maioria das aplicações relacionadas com EP, esta foi a ideologia utilizada nos circuitos de *driver*. Por um lado, tal solução será bastante fidedigna e de fácil implementação, porém, sob outro ponto de vista, o tamanho das PCBs, o número de componentes e o valor monetário será cada vez maior a cada sinal de PWM que seja adicionado ao sistema.

Visto que o objetivo desta Dissertação de Mestrado passa por elaborar um conversor de EP com características inovadoras e, ao mesmo tempo, de reduzido peso e volume, foram selecionados *drivers* capazes de receber dois sinais complementares de PWM, passíveis de serem aplicados, por exemplo, aos dois semicondutores de um braço presente num conversor em ponte. Estes componentes são fabricados pela *Analog Devices*, têm como referência *ADUM3223* e são do tipo SMD (*Surface Mount Device*) [140]. Com esta medida, é definitivamente garantido o melhor de dois mundos: uma solução eficiente e fiável que apresenta metade do número de *drivers* e de fontes isoladas face às soluções tradicionais. Para além de permitir o acionamento de dois MOSFETs através de um único *driver*, o *ADUM3223* possui um tempo de propagação na ordem dos 54 ns, admite frequências de comutação até 1 MHz e suporta uma diferença de tensão de 800 V entre os seus lados primário e secundário. Este componente é alimentado com 5 V, suporta uma corrente de pico máxima de 4 A na sua saída e está dotado com um pino de *disable*, fundamental para desabilitar as comutações e manter a saída num nível lógico baixo. Entre os pinos de  $V_{DD}$  e de  $GND$  de cada um dos canais, é colocado um condensador eletrolítico e um condensador cerâmico para supressão de ruído, com valores de 10  $\mu\text{F}$  e de 100 nF de forma respetiva. De modo a que sejam estabelecidas as referências de potencial isolado e que o número de fontes de alimentação isoladas seja reduzido para metade, um circuito auxiliar de *bootstrap* terá de ser aplicado no lado secundário do *driver*. Como explicado no parágrafo anterior, esta montagem, para além de fornecer fiabilidade ao sistema, não requer a inclusão de muitos componentes eletrónicos. Na Figura 5.17 é possível observar o circuito em questão, situado entre o *ADUM3223* e os semicondutores de potência aos quais os sinais de PWM serão aplicados.

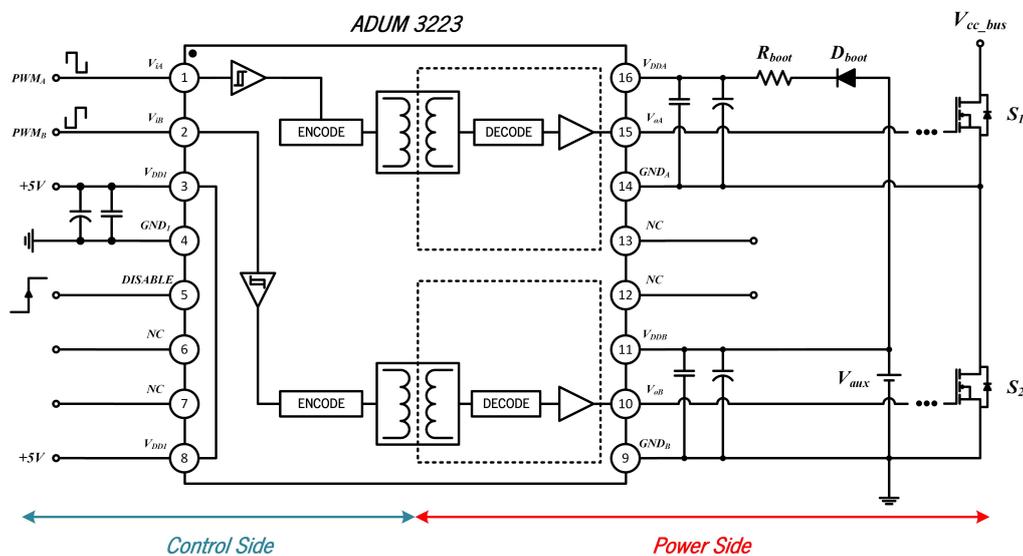


Figura 5.17: Circuito de *bootstrap* e diagrama de blocos funcional do ADUM3223.

Com recurso a esta montagem, existirá somente uma fonte auxiliar para cada braço de um conversor em ponte. Tendo em conta que cada fonte tem um custo significativo, os valores monetários associados a este protótipo serão razoavelmente menores. Além do mais, de acordo com a topologia adotada, irão existir 6 fontes deste género, o que só por si torna essencial a existência de baixos consumos de corrente por parte deste componente. Por este mesmo motivo, as fontes auxiliares escolhidas para o circuito de *driver* foram as MEJ1S1515SC, fabricadas pela Murata Power Solutions [141].

O objetivo primordial deste circuito é, única e exclusivamente, permitir que cada um dos semicondutores de um braço tenha uma referência de potencial isolada e com um valor adequado à comutação dos semicondutores. De modo a que a referência do semicondutor superior não seja flutuante, esta montagem tem a função de alternar o potencial de massa entre cada um dos MOSFETs constituintes do braço. No momento em que  $S_2$  se encontra em condução,  $D_{boot}$  fica diretamente polarizado e os condensadores de desacoplamento do canal A do ADUM3223 irão operar como um elemento armazenador de energia. Neste momento, a massa de  $S_1$  estará ao mesmo potencial que a massa do semicondutor inferior e da fonte auxiliar,  $V_{aux}$ , isto é,  $GND_A$  será igual  $GND_B$ . Por outro lado, aquando da condução de  $S_1$ , o diodo  $D_{boot}$  passará a estar inversamente polarizado e  $GND_A$  fica referenciado à tensão do barramento  $V_{cc\_bus}$ . Assim,  $GND_A$  e  $GND_B$  estarão referenciados a potenciais diferentes, aproveitando a energia armazenada nos condensadores de desacoplamento do canal A para acionar o semicondutor  $S_1$ , funcionando assim como fonte de alimentação da parte superior do *driver*.

Durante a carga dos condensadores de desacoplamento do canal A (no momento de condução de  $S_2$ ) a

resistência  $R_{boot}$  é responsável por limitar a corrente que irá ultrapassar o diodo  $D_{boot}$  e controlar a variação da tensão  $V_{DDA}$ , reduzindo assim a possibilidade da ocorrência de transientes na saída. Contudo, dado que esta resistência apenas toma papel preponderante em aplicações de baixa frequência, a sua utilização acaba por ser dispensável.

A escolha do diodo  $D_{boot}$  também terá de ser bastante criteriosa. Estes terão de ser capazes de suportar, no mínimo, a tensão  $V_{cc\_bus}$  e, dada a elevada frequência de comutação dos semicondutores, apresentar tempos de recuperação baixos, isto é, o diodo terá de ser rápido. Para tal foram selecionados diodos com a referência *BYC8-600*, fabricados pela *NXP Semiconductors* e que apresentam uma tensão inversa de pico máxima ( $V_{RRM}$ ) de 600 V e um tempo de recuperação inverso ( $t_{rr}$ ) de 19 ns. A queda de tensão neste diodo,  $V_F$ , deve ser a menor possível de modo a que a amplitude do sinal de PWM aplicado ao semicondutor superior seja o mais próxima possível dos 15 V. Deste modo, o valor de  $V_F$  será igual a 1,85 V e a corrente máxima suportada pelo diodo,  $I_{F(AV)}$ , será de 8 A contínuos [142].

De referir que a ligação estabelecida entre os pinos 10 e 15 do *driver* e a *gate* de cada um dos MOSFETs se encontra interrompida por reticências. Tal facto é justificado pela existência de proteções *gate-source* a serem posteriormente explicadas na secção 5.3.3.

Com recurso à ferramenta *PADS* e como se pode ver nas Figuras 5.18 e 5.19 (a), o circuito de *driver* foi implementado numa única PCB, independente dos restantes elementos que constituem esta aplicação de EP. Esta ideologia vem de acordo com a compactação que se pretende implementar neste protótipo e com a maior imunidade que esta PCB poderá ter perante ruídos eletromagnéticos.

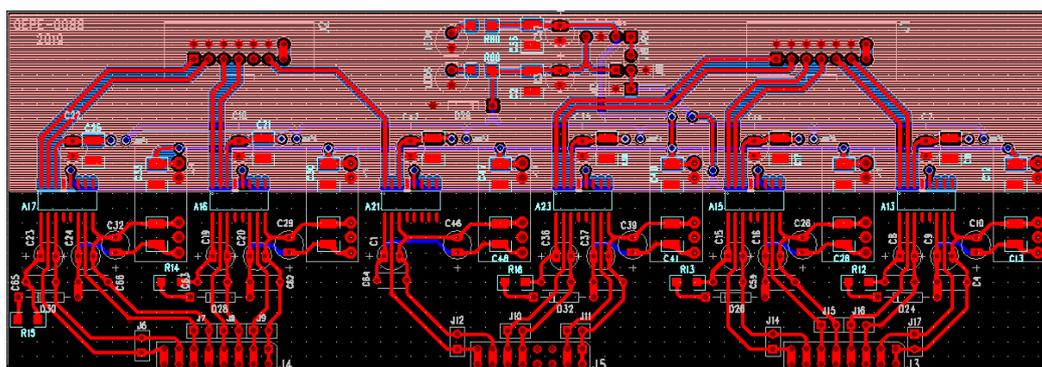


Figura 5.18: PCB de *driver* implementada em *PADS* com os planos preenchidos.

Se, por um lado o objetivo inicial desta Dissertação de Mestrado seria implementar todos os circuitos numa única PCB, caso o circuito de *driver* estivesse nela incluído, as suas dimensões começariam a ser incompatíveis com o desejo de tornar este protótipo o mais pequeno possível. Assim, com recurso a três *sockets* e três *headers* de 16 pinos ( $8 \times 2$ , *double row*), esta PCB será diretamente encaixada na vertical

sobre os semicondutores de potência presentes numa outra placa (como demonstrado na Figura 5.19 (b)). Dado que os condensadores dos barramentos CC e o transformador de alta frequência têm uma altura considerável, o facto do circuito de *driver* estar colocado na vertical, em nada irá afetar a altura do protótipo final. Nesta PCB foram ainda adicionados LEDs indicadores das tensões de alimentação e dois *sockets* maquinados de 14 pinos, responsáveis por estabelecer a comunicação entre o módulo ePWM do DSP e o lado de controlo desta PCB via *flat cable*.

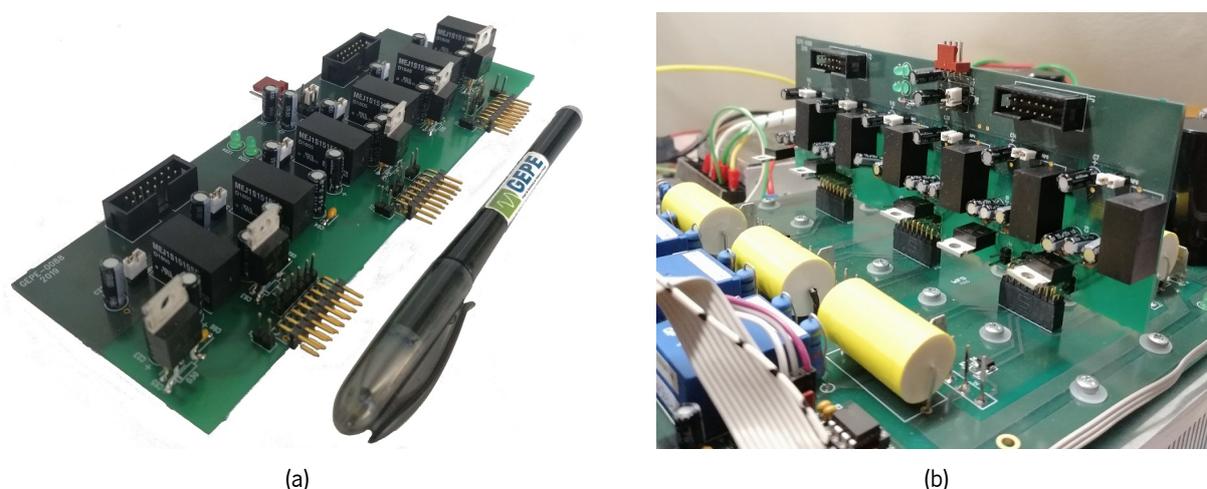


Figura 5.19: PCB do circuito de *driver*: (a) aspeto final; (b) encaixe na PCB unificada.

Após o dimensionamento e a soldadura de cada um dos componentes desta PCB, o passo seguinte passa pela realização de testes práticos, validando os circuitos simulados em PSIM e implementados no software *PADS*. Na Figura 5.20 estão representados dois sinais de PWM aplicados a um dos braços do conversor DAB através do circuito auxiliar de *bootstrap*. A frequência de comutação é de 100 kHz e, como será de esperar, de acordo com a fonte auxiliar escolhida, as tensões *gate-source* terão uma amplitude de 15 V. No canal 1 (CH1, representado a laranja) está presente a tensão  $V_{GE1}$ , obtida através do circuito de *bootstrap* e aplicada ao semiconductor superior do braço, ao passo que, no canal 2 (CH2) do osciloscópio, está representada a tensão  $V_{GE2}$ , obtida através da fonte auxiliar *MEJ1S1515SC* e empregue no MOSFET inferior do braço. Como é possível observar, o sinal presente no CH1 tem uma amplitude ligeiramente menor que a existente no CH2, uma queda de tensão de 1,85 V provocada pelo diodo  $D_{boot}$  aquando da condução do semiconductor superior do braço do conversor em ponte.

Dado que os sinais em questão são aplicados a um dos braços, é fundamental que estes sejam complementares e que seja selecionado um *dead time* apropriado. Este valor será sempre dependente do semiconductor adotado para os conversores, mas, é aconselhável que tal valor ultrapasse largamente o

resultado da soma dos tempos de *turn-off* e *turn-on*, garantindo assim que nunca ocorra um curto-circuito no braço. O *duty cycle* é de 50%, valor esse que estará presente em todos os MOSFETs do conversor DAB.

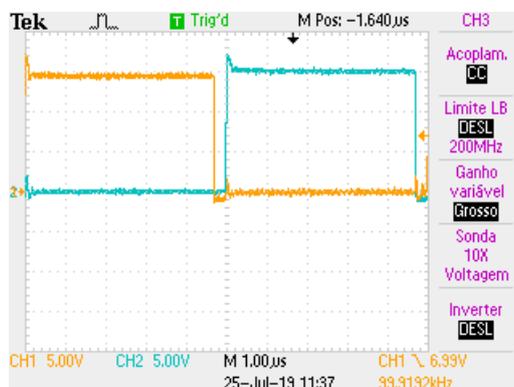


Figura 5.20: Tensões *gate-source* aplicadas a um braço do conversor DAB através do circuito auxiliar *bootstrap*.

Em conclusão, o sistema de controlo só irá acionar corretamente os conversores de potência caso sejam garantidos excelentes resultados nos processos de aquisição de sinais lógicos, de instrumentação e de proteção contra anomalias. O DSP é encarado como a peça central nesta montagem, comandando todos os processos nos momentos oportunos. Os canais de ADC, GPIO e ePWM serão vitais para que o conversor de EP consiga realizar todas as funcionalidades, validando os quatro modos de operação que lhe estão inerentes. É absolutamente indispensável a existência de circuitos de proteção e de habilitação e desabilitação de sinais, capazes de responder em tempo real e de garantir a integridade do protótipo e do seu utilizador. O diagrama de blocos referente ao esquema de ligações do sistema de controlo está representado na Figura 5.21.

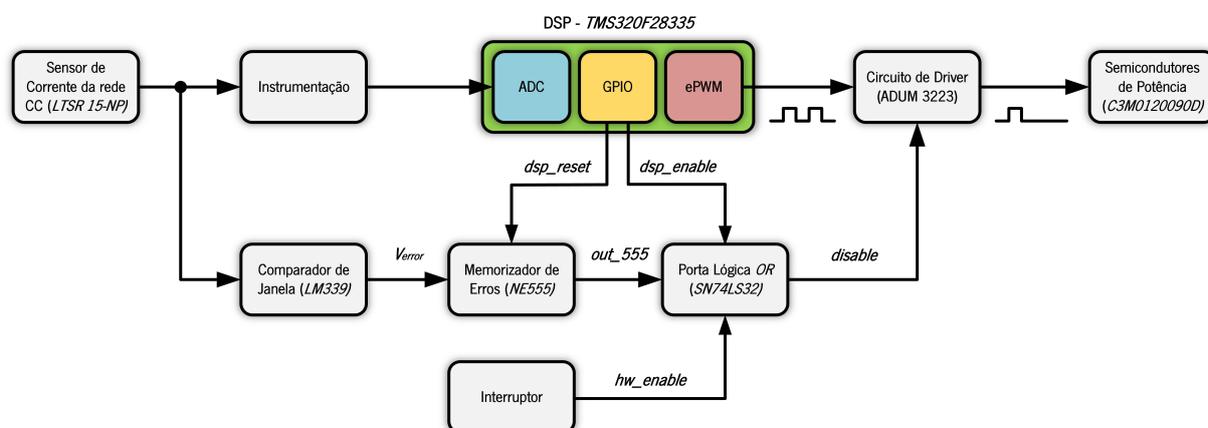


Figura 5.21: Diagrama de blocos referente ao esquema de ligações do sistema de controlo.

## 5.3 Andar de Potência

Os primeiros passos a adotar num projeto de EP passam pelo estudo do problema e pela idealização de possíveis topologias e técnicas de controlo que sejam capazes de satisfazer as suas especificações. Consequentemente, terão de ser decididos quais os conversores a empregar nos devidos estágios, estudo esse que, na elaboração deste protótipo, foi realizado no capítulo 3. Após a realização do estado da arte referente a este tema, foi apresentada a arquitetura global do sistema na secção 3.5.

Contudo, o processo mais importante passará pelo dimensionamento dos componentes e pela especificação das condições de operação, isto é, terão de ser estipulados e respeitados limites mínimos e máximos de tensão e de corrente nos mais diversos pontos do circuito. Tais valores estão apresentados na tabela 4.1 e foram estabelecidos de acordo com os valores nominais dos painéis solares fotovoltaicos e do conjunto de baterias. Como visto nas Figuras 2.1 e 2.2, de acordo com o conceito de *smart microgrid*, o valor de tensão existente na rede CC foi escolhido tendo em conta a possível empregabilidade desta Dissertação de Mestrado, destinada a ser utilizada nas futuras *smart homes*.

Após a especificação de todas as características que definem os valores de operação do sistema, proceder-se-á à escolha e ao dimensionamento dos componentes que constituem o seu hardware. De modo a que seja atingida uma eficiência elevada, esta tarefa terá de ser bastante minuciosa, elegendo elementos que apresentem perdas reduzidas. Ao mesmo tempo, estes terão de ser bastante robustos e capazes de suportar elevados valores de tensão e corrente. Nas sub-secções a seguir apresentadas, serão descritos os componentes adotados para o circuito de potência, apresentado as suas características e explicando as vantagens da sua aplicabilidade quando em comparação com outros que consigam desempenhar uma função semelhante.

### 5.3.1 Condensadores Eletrolíticos e Condensadores de Filme

Em qualquer sistema de EP, a existência de um barramento CC entre estágios de conversão é vista como absolutamente imprescindível. De maneira a que a tensão de referência do barramento seja mantida, é necessário que os condensadores eletrolíticos nele empregues sejam capazes de armazenar uma quantidade de energia considerável. Além do mais, estes elementos passivos são também responsáveis pela diminuição do *ripple* de tensão, ajudando a que, de acordo com as técnicas de controlo adotadas, sejam obtidos elevados valores de eficiência para o conversor. Assim sendo, em conformidade com o valor de tensão de cada um dos barramentos CC, foram selecionados condensadores eletrolíticos com uma capacidade nominal de 560  $\mu\text{F}$ , aptos para suportarem valores tensão até 450 V. De acordo com o espaço

disponível na PCB, cada um dos barramentos CC existente no lado primário e secundário do DAB será composto por 3 destes condensadores conectados em paralelo, totalizando deste modo, uma capacidade de 1680  $\mu\text{F}$ . Na Figura 5.22, encontra-se uma fotografia dos condensadores acima referenciados.



Figura 5.22: Condensador eletrolítico presente nos barramentos CC

Com recurso à imagem 5.23 é possível verificar a existência de uma resistência (ESR) e de uma indutância (ESL) no modelo equivalente de um condensador, pequenos parâmetros que poderão ter um grande impacto no comportamento deste componente passivo face à frequência do sistema e ao modo de conexão dos condensadores, isto é, em série ou em paralelo [143].

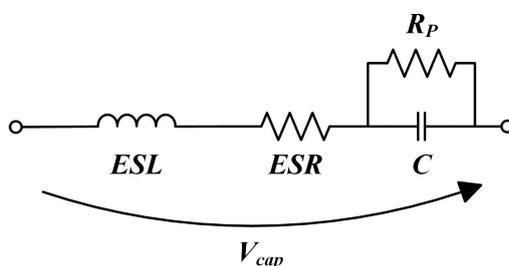


Figura 5.23: Circuito equivalente de um condensador.

Caso a redução do volume do protótipo não fosse um requisito desta Dissertação de Mestrado, para a mesma capacidade de armazenamento, deveria ser colocado em paralelo um grande número de condensadores de menor capacidade no barramento CC, ao invés de somente três conectados de maneira idêntica. Através desta medida, o valor total do *Equivalent Series Inductance* (ESL) será mais reduzido, o que, conseqüentemente, torna superior a frequência de ressonância (SRF) do conjunto. Assim, o conjunto dos condensadores do barramento CC será mais rápido e capaz de suportar maiores variações de tensão ao longo do tempo. Além da diminuição de ESL, também o *Equivalent Series Resistance* (ESR) fica mais reduzido caso o número de condensadores em paralelo seja superior. Desta maneira, em aplicações de elevada potência, o valor eficaz da corrente do barramento CC ( $I_{RMS}$ ) será aumentando e as as perdas

passarão a ser menores. Ademais, mediante o decréscimo de ESL e de ESR, será constituído um filtro passa-baixo, capaz de diminuir o *ripple* existente no barramento. Em contrapartida, para além do grande espaço ocupado numa PCB, esta solução irá ser mais dispendiosa sob o ponto de vista monetário.

Perante este cenário, é possível concluir que a frequência de ressonância de um condensador o torna mais ou menos adequado para certas funções. Este fenómeno físico ocorre quando o valor de  $X_C$  é anulado pelo valor de  $X_L$ , marcando o momento em que este elemento passivo deixa de se comportar como um condensador e se começa a tornar mais indutivo a partir de uma certa frequência [144]. Em conclusão, face às elevadas frequências de comutação praticadas nos mais recentes sistemas de EP, será ideal que o valor de SRF seja o mais elevado possível, característica essa que é mais acentuada em condensadores cerâmicos ou de polipropileno. Atualmente, de acordo com as contrapartidas apresentadas pelos condensadores eletrolíticos, começa a ser cada vez mais usual a adoção de condensadores de filme nos barramentos CC, que, quando bem empregues, poderão até ser uma solução menos dispendiosa [145]. Sob outro ponto de vista, de modo a que seja obtido o melhor dos dois mundos, ou seja, elevada capacidade de carga e frequência de ressonância, uma solução híbrida pode ser adotada, empregando condensadores eletrolíticos e de filme nos barramentos CC de forma simultânea [146].

Como se pode ver na Figura 5.24 (a), em paralelo com cada um dos braços dos conversores CC/CC está presente um condensador de filme (polipropileno) com a função de proteger os MOSFETs contra elevados picos de tensão que surgem nos momentos de comutação dos semicondutores. Fundamentalmente, estes condensadores de desacoplamento apresentam valores de capacidade na ordem dos 100 nF e são ainda capazes de suportar tensões até os 1000 V [147]. O seu encapsulamento está representado na Figura 5.24 (b).

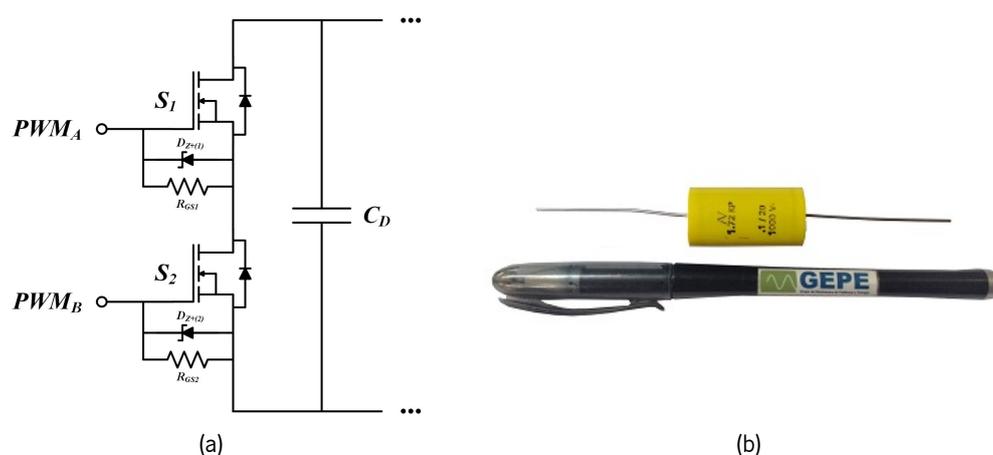


Figura 5.24: Condensador de desacoplamento colocado em paralelo com os braços dos conversores: (a) esquemático de ligações; (b) fotografia do condensador de polipropileno.

Para além de serem utilizados em funções de desacoplamento, alguns destes condensadores de filme estão colocados em paralelo com os barramentos CC. Apesar de não influenciarem de forma relevante o valor da sua capacidade, pelo facto de serem considerados rápidos, são fundamentais no aumento da frequência de ressonância do conjunto de condensadores presentes em cada um dos barramentos. Na Figura 5.25 é possível verificar a colocação dos condensadores eletrolíticos e de polipropileno na PCB unificada. A localização dos condensadores de desacoplamento não é considerada, de todo, aleatória. De modo a que possam cumprir o seu desígnio, é essencial que estes últimos estejam junto dos semicondutores de potência, isto é, em paralelo com cada um dos braços dos conversores. Por sua vez, os condensadores eletrolíticos, constituintes dos barramentos CC, estão localizados em zonas menos influenciáveis pela temperatura, justificando deste modo a sua colocação na extremidade da PCB.

Todavia, a maior parte dos condensadores existentes nas PCBs são considerados de desacoplamento e o seu posicionamento não pode ser, de todo, aleatório. A colocação dos mesmos deve ser efetuada o mais próximo possível dos pinos de alimentação dos componentes, aumentando assim a sua eficiência [148]. Por norma, o valor da impedância nestas pistas é considerado mais elevado e, no plano de massa da PCB, o ruído provocado pelas comutações dos semicondutores tende a ser acumulado. Tais fatores provocam problemas de estabilidade e integridade a um circuito de EP, como é o caso de quedas de tensão, emissão de radiação eletromagnética e perdas de energia [149].

No processo de desacoplamento são empregues dois tipos de condensadores de baixa capacidade: um eletrolítico e um cerâmico. Cada um destes condensadores terá uma função diferente durante este processo, suprimindo assim os problemas acima referidos. As características físicas destes elementos passivos são inerentes ao seu processo de fabrico, perfazendo-os mais ou menos aptos para aplicações de elevada frequência.

Dado que os condensadores de desacoplamento cerâmicos apresentam um SRF mais elevado, estes têm a função de suprimir os ruídos de alta frequência existentes no circuito, sendo conectados o mais próximo possível entre os pinos de *ground* e de alimentação de um circuito integrado (+5V, +15 V e -15 V) [148],[149]. Por outro lado, os condensadores de desacoplamento eletrolíticos irão funcionar como um elemento armazenador de energia temporário, de modo a que, nos breves momentos em que a tensão aos terminais dos componentes varie ligeiramente, essa mesma energia armazenada seja capaz de compensar a queda de potencial verificada. Uma vez que o condensador cerâmico apresenta uma resposta mais rápida face à variação da tensão ao longo do tempo (ou seja, é mais rápido), a energia previamente armazenada será gradualmente transferida para si e de forma posterior entregue ao circuito integrado.

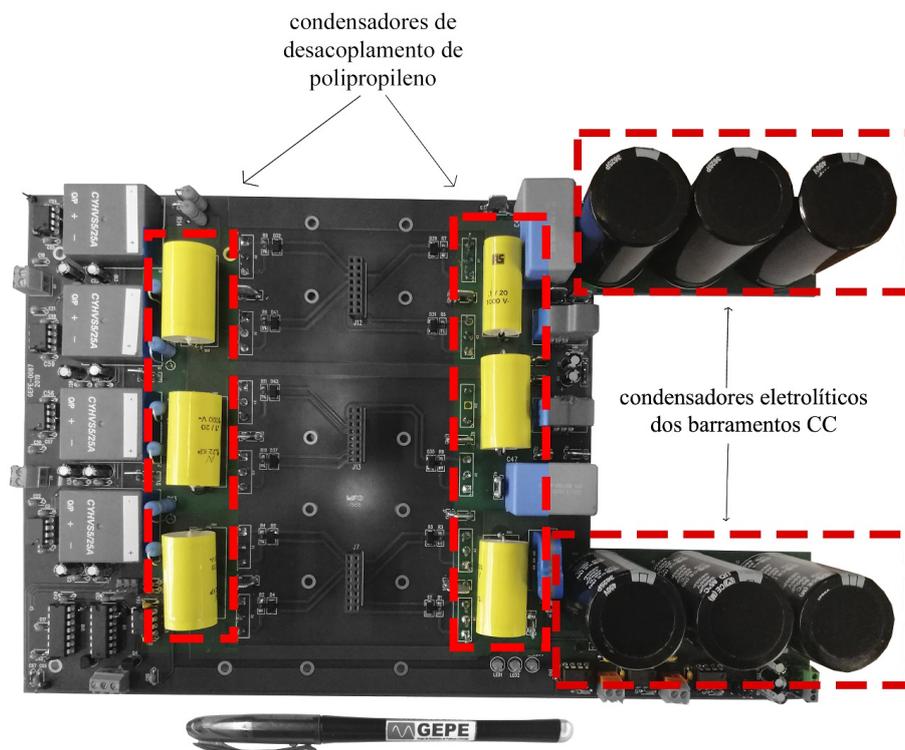


Figura 5.25: Localização dos condensadores eletrolíticos e de polipropileno na PCB unificada.

Um condensador eletrolítico apresenta uma indutância interna maior quando em comparação com um de filme. Deste modo, maior será o tempo necessário para carregar ou descarregar ESL, tornando este componente mais lento ou, por outras palavras, com uma frequência de ressonância mais baixa. Contudo, o valor de  $C$  de um condensador eletrolítico será muito elevado o que, conseqüentemente, representa uma maior capacidade de armazenamento de energia. A junção destes dois condensadores é tomada como vital neste tipo de aplicações, aproveitando as melhores características de cada um deles.

$$i_C = C \frac{dv}{dt} \quad (5.6)$$

### 5.3.2 Elementos Passivos dos Conversores CC/CC Back-End

Como visto nas secções 3.2 e 3.3, os conversores CC/CC *back-end* serão sempre constituídos por 3 elementos base: um diodo, um semiconductor totalmente controlado e uma bobina. Além do mais, existe frequentemente um condensador de baixa capacidade na saída destes estágios de conversão, responsável

por fornecer, em conjunto com o indutor, um pequeno valor de energia à carga e reduzir o valor do *ripple* de tensão neste ponto do circuito [99]. Com a finalidade de atingir este mesmo objetivo, e de acordo com a arquitetura adotada para o conversor de EP, foram utilizados condensadores de filme para realizar a interface dos módulos solares fotovoltaicos e do conjunto de baterias com os respectivos conversores CC/CC *back-end*. Como se pode ver na Figura 5.26, estes são fabricados pela *Vishay BCcomponents* e têm a referência *MKP/MKP 378*. Através das marcações do seu encapsulamento e de acordo com o datasheet referente, é possível verificar que a sua capacidade nominal é de 220 nF, sustentam valores de tensão até os 1000V e apresentam uma frequência de ressonância na ordem dos 4 MHz [150]. Previsivelmente, e tal como se pode observar na Figura 5.27, estes condensadores de filme foram colocados o mais próximo possível dos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos e das baterias, filtrando o *ripple* de tensão com melhor performance.



Figura 5.26: Condensador de filme empregue nos conversores CC/CC *back-end*

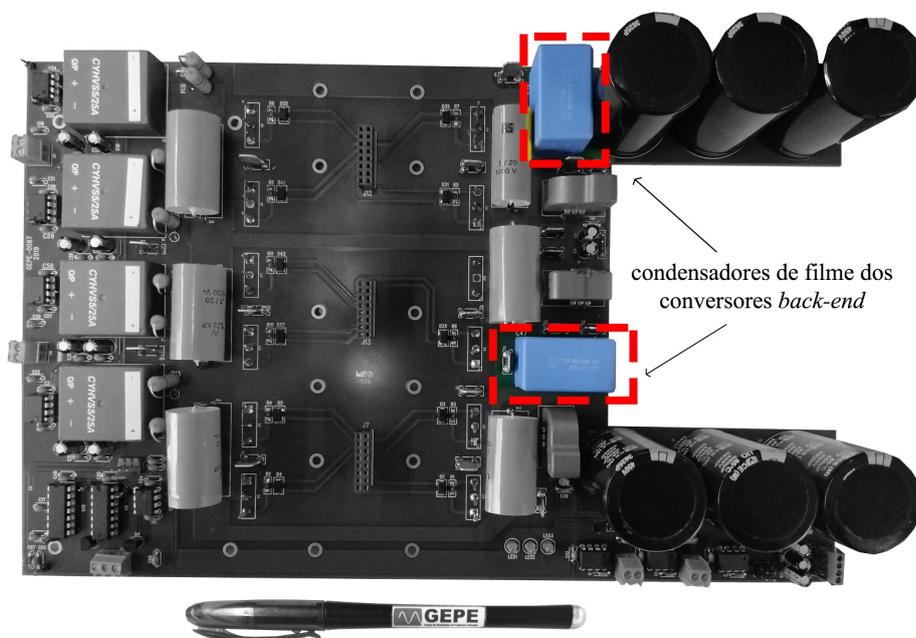


Figura 5.27: Colocação dos condensadores de filme na PCB unificada.

Por sua vez, as bobinas adotadas teriam de possuir um valor de indutância mínimo de modo a que o conversor não entrasse em modo de condução descontínua. Para tal, nos testes efetuados ao protótipo foram selecionadas bobinas de 550  $\mu\text{H}$  com núcleo de pó de ferro, empregues nos conversores *back-end* e visíveis na Figura 5.28. Uma vez que o volume do indutor ainda é considerado razoavelmente elevado, foi efetuada a sua ligação à PCB através de linguetas e, por este mesmo motivo, a propagação do ruído eletromagnético produzido por este elemento acaba por ser menos notória.



Figura 5.28: Bobina empregue nos conversores *back-end*.

### 5.3.3 Semicondutores de Potência

Um dos requisitos impostos nesta Dissertação de Mestrado foi a redução do tamanho e do volume de todas as PCBs e componentes passivos que constituem este protótipo. De modo a atingir os objetivos propostos, a frequência de comutação dos três conversores CC/CC teria de ser a mais elevada possível o que, só por si, constitui uma limitação tecnológica e monetária. Para uma frequência de comutação de 100 kHz, e de modo a que os resultados práticos sejam bastante satisfatórios, os semicondutores de potência adotados terão de apresentar tempos de comutação bastante reduzidos.

Ao longo das últimas duas décadas, face às limitações apresentadas pelos semicondutores construídos à base de silício (por exemplo, os usuais MOSFETs e IGBTs), foi estudado o desenvolvimento e a fiabilidade deste tipo de componentes com carboneto de silício (SiC - *Silicon Carbide*) na sua génese. Tais entraves estão diretamente relacionados com as características inerentes ao material de fabrico do semiconductor, isto é, nos últimos anos, a grande diferença que permitiu o aumento da tensão e da frequência de comutação em sistemas de EP foi a permuta para elementos baseados em SiC [151]. Daqui em diante, o objetivo passa por desenvolver equipamentos de menor dimensão e com grande densidade de potência, tal como acontece nesta Dissertação de Mestrado. Para tal, estes sistemas têm de operar a elevada frequência

e apresentar menores perdas, garantindo assim uma melhor performance. Dentro deste contexto, os componentes fabricados com carboneto de silício terão um papel fundamental, suprimindo as falhas apresentadas pelos habituais IGBTs e MOSFETs [152]. A par dos avanços verificados na tecnologia SiC, também recentemente começaram a ser desenvolvidos elementos a partir de nitreto de gálio (GaN). Estes, são ideias para aplicações de elevadíssima frequência de comutação, contudo, os valores de tensão e de corrente por si suportados ainda são inferiores aos apresentados pelos componentes construídos à base de SiC.

Como será de esperar, de acordo com o valor das potências praticada neste protótipo, este componente terá de suportar nos seus terminais, no pior dos casos, o valor da tensão existente no barramento CC da rede, ou seja, valores ligeiramente superiores a 400 V. Para além do mais, este semiconductor terá também que apresentar um valor elevado de  $I_D$  (*Continuous Drain Current*), suportando desta maneira o valor de corrente que o irá atravessar no momento de condução. Na maioria das situações, quando em comparação com as restantes tecnologias de semicondutores, os MOSFETs com tecnologia SiC são adequados para este tipo de aplicações: sistemas de elevada tensão e frequência de comutação.

Através de uma pesquisa de mercado e de acordo com as especificações inerentes à topologia adotada, foram selecionados MOSFETs SiC com a referência *C3M0120090D*, fabricados pela *CREE Inc.* e que, de acordo com [153], possuem um tempo de comutação sempre inferior a 80 ns. A tensão e a corrente *drain-source* máximas serão, respetivamente, de 900 V ( $V_{DS}$ ) e de 23 A ( $I_{DS(on)}$ ). A escolha deste componente terá um contributo bastante significativo no valor de eficiência apresentado pelo sistema, uma vez que a resistência de condução,  $R_{DS(on)}$ , apresenta um valor bastante reduzido: somente 120 m $\Omega$ . Por este mesmo motivo, é de esperar que as perdas sejam também de baixo valor. Na Figura 5.29 é possível observar o MOSFET em questão, apresentando um encapsulamento do tipo TO-247-3.

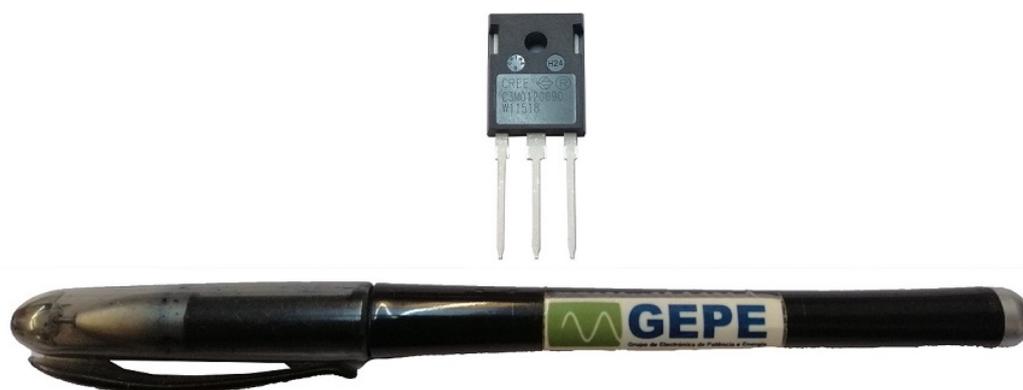


Figura 5.29: Semicondutor empregue no conversor DAB e no conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* - MOSFET do tipo SiC *C3M0120090D*.

Como é boa prática neste tipo de aplicações, de modo a que os semicondutores de potência não sejam danificados, é usual empregar um circuito de proteção entre os terminais *gate* e *source*. Por norma, como se pode verificar na Figura 5.30 (a), esta montagem será constituída pelos díodos  $D_{Z-}$  e  $D_{Z+}$  e pelas resistências  $R_{GS}$  e  $R_G$ , componentes fundamentais para manter a integridade do semiconductor. O tempo de resposta destes elementos a condições de operação danosas terá de ser o mais curto possível, uma vez que, na realização dos testes práticos a cada um dos conversores, é frequente a existência de diversas anomalias. De referir ainda que o preço de cada um dos semicondutores ainda é considerado elevado, motivo adicional pelo qual estes circuitos de proteção tomam importância vital no protótipo desenvolvido.

A resistência de *gate*  $R_G$  tem a função de suprimir os picos de corrente verificados no momento de entrada em condução do semiconductor. Caso a sua existência fosse desconsiderada, um circuito ressonante iria ser formado, aumentando desta forma o ruído eletromagnético de todo o sistema e provocando *ringing* no sinal de PWM aplicado ao MOSFET. Por outro lado, é necessário salvaguardar a *gate* contra tensões excessivas e, com base na configuração presente na Figura 5.30 (a), seriam utilizados dois díodos de zener de 16 V com ligação em ânodo comum para o efeito. A *gate* estaria assim protegida contra tensões superiores a +16 V e inferiores a -16 V. Não obstante, é bastante comum a existência de ruído neste terminal, provocando por vezes comutações indesejadas nos semicondutores. Tal facto acaba por justificar a existência da resistência de *pull-down*,  $R_{GS}$ , neste circuito de proteção.

Contudo, tendo em conta as características do *C3M0120090D* e de acordo com o valor da tensão *gate-source*, foi eliminada a resistência  $R_G$  e o diodo  $D_{Z-}$  do circuito de proteção, como se pode ver na Figura 5.30 (b). Segundo [153], este MOSFET possui uma resistência de *gate* interna de 16  $\Omega$ , valor esse que será suficiente para eliminar os picos de corrente que se verificam na *gate* aquando da entrada em condução do semiconductor. O valor escolhido para  $R_{GS}$  foi de 4,7 k $\Omega$ .

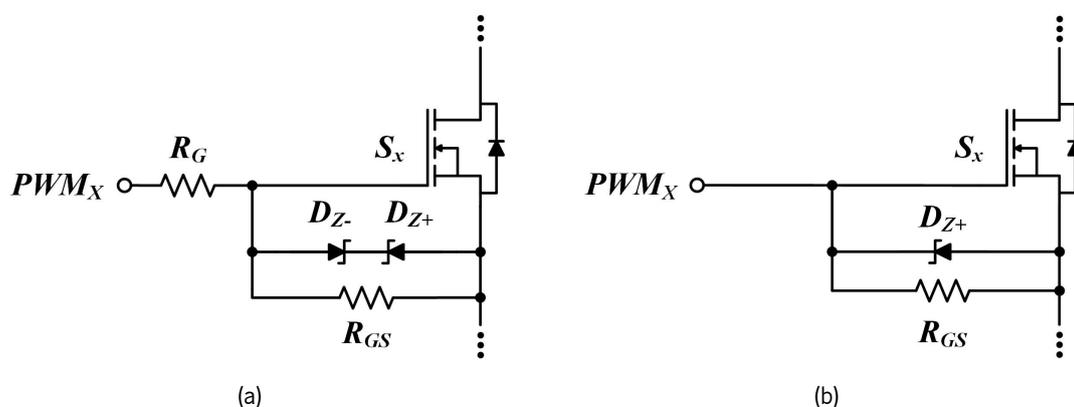


Figura 5.30: Circuitos de proteção *gate-source* dos MOSFETs: (a) esquema elétrico usual; (b) esquema elétrico adotado.

De acordo com a topologia adotada para o hardware, um conversor *CC/CC back-end* do tipo *boost* será utilizado para realizar a interface entre os painéis solares fotovoltaicos e o barramento CC secundário. Como visto em 3.2.1, este conversor, tal como os restantes *CC/CC* unidirecionais não isolados, é constituído por uma bobina, por um semiconductor totalmente controlado e por um diodo de potência. Este último terá de suportar a tensão do barramento CC e apresentar perdas de comutação e de condução reduzidas, seleccionando-se para tal um diodo de potência com a referência *STTH3012*, fabricado pela *STMicroelectronics* e que tem as suas principais características apresentadas na tabela 5.2.

Tabela 5.2: Principais características físicas do diodo *STTH3012*.

$I_{F(AV)}$	30 A
$I_{F(RMS)}$	50 A
$V_{RRM}$	1200 V
$T_j$	175 °C
$V_F(typ)$	1.30 V
$t_{rr}(typ)$	57 ns
Encapsulamento	DO-247

De acordo com os valores apresentados nesta tabela, é possível verificar que este diodo apresenta uma elevada temperatura de junção ( $T_j$ ), permitindo assim que a sua performance não seja afetada com o aumento da temperatura do sistema. Em sistemas de EP, tal característica constitui uma grande vantagem competitiva [154]. Na Figura 5.31 encontra-se uma fotografia do diodo *STTH3012*.



Figura 5.31: Semiconductor não controlado empregue no conversor *CC/CC* unidirecional não isolado do tipo *boost* - diodo *STTH3012*.

Um dos maiores problemas em sistemas de EP é, inevitavelmente, o aumento da temperatura dos

seus componentes, levando a que, na maioria dos casos, estes apresentem um rendimento muito inferior ao esperado. Para o caso específico dos semicondutores de potência, existem dois tipos de perdas que levam ao seu aquecimento: as perdas de comutação, que serão tanto maiores quanto a frequência de comutação do sistema, e as perdas em condução, agravadas com o aumento da corrente que percorre o semicondutor. De modo a que este problema seja minimizado, um dissipador de calor e uma mica de isolamento terão de ser empregues junto da carcaça dos semicondutores. Consequentemente, a temperatura destes componentes passará a ser mais reduzida e a eficiência do sistema aumentada. Uma vez que será a própria PCB a realizar pressão sobre os semicondutores de potência contra o dissipador, foi necessário proceder à realização de furos roscados neste elemento, tal como se pode comprovar na Figura 5.32. O dissipador escolhido é fabricado pela *HS Marston Aerospace Ltd.*, tem como referência *890SP-02000-A-100* e apresenta uma resistência térmica de  $0,07 \text{ }^\circ\text{C/W}$  na condição de ser ventilado.



Figura 5.32: Dissipador de calor adotado - *890SP-02000-A-100*.

#### 5.3.4 Design e Implementação do Transformador de Alta Frequência

De modo a que o transformador de alta frequência apresente perdas reduzidas e, consequentemente, um rendimento mais elevado, é necessário que este seja projetado com especial atenção e com recurso a referências específicas sobre o tema [114],[115]. O melhor desempenho do transformador está diretamente relacionado com o número de espiras presentes em cada um dos seus lados, bem como com o valor escolhido para a secção destes condutores.

Este estágio está dimensionado para uma potência de 3600 W e irá operar a uma frequência de comutação de 100 kHz. Com base neste facto, será possível reduzir o tamanho (e o custo) de todos

os elementos passivos do conversor, como é o caso do transformador de alta frequência. A escolha do material a utilizar no seu núcleo será efetuada com base em três fatores: custo, eficiência e dimensão. Atualmente, os materiais mais utilizados são a ferrite, os metais amorfos e os metais nanocristalinos. Esta escolha é justificada pelo facto de os mesmos apresentarem alta resistividade, o que se traduz em valores mais baixos de correntes parasitas a altas frequências. Ainda sob este ponto de vista, quanto maior for a permeabilidade relativa destes materiais, também maior será o seu rendimento. Na Tabela 5.3 são indicadas as características físicas da ferrite, nos metais amorfos e dos metais nanocristalinos.

Tabela 5.3: Características dos diferentes tipos de materiais usados nos núcleos do transformador.

Características	Materiais		
	Ferrite (N87)	Metais Amorfos	Metais Nanocristalinos
Permeabilidade Relativa	$10^4$	$8 \times 10^3$	$2 \times 10^5$
Resistividade ( $\mu\Omega\text{m}$ )	$10^7$	130	1,2
$B_{sat}$ (T)	0,3 - 0,45	1,56	0,4 - 1,7
Temperatura de Curie	>210	373	600
Máx. Temperatura de Operação	100	120	180
Frequência Máxima de Operação (kHz)	$10^5$	250	$600 - 10^4$
Magnetostricção ( $10^6$ )	21	0,1	<0,2
Densidade	$4,85 \times 10^3$	$7,7 \times 10^3$	$7,3 \times 10^3$
Custo	Intermédio	Mais barato	Mais caro

Tendo em conta os componentes disponíveis no GEPE, foi escolhido um par de núcleos de ferrite fabricados pela *Epcos*, apresentados na Figura 5.33. Estes, têm o modelo *B66397G0000X187* e apresentam como parâmetros dimensionais os valores indicados na Tabela 5.4 [155],[156]. Contudo, também a ferrite apresenta desvantagens: apesar de ser ideal para aplicações de alta frequência, não será a melhor solução para sistemas a operar a potências muito elevadas. Mais ainda, este material apresenta também um baixo valor de saturação.



Figura 5.33: Núcleos de ferrite *B66397G0000X187*.

Tabela 5.4: Dimensões dos núcleos ETD 59/31/22.

<b>Parâmetro</b>	<b>Designação</b>	<b>Valor</b>
$MLT$	Comprimento médio de uma espira (Mean Length Turn)	12,9 ( <i>cm</i> )
$MPL/l_m$	Comprimento magnético (Magnetic Path Length)	13,9 ( <i>cm</i> )
$A_e$	Área efetiva do núcleo	3,68 ( $cm^2$ )
$V_e$	Volume efetivo do núcleo	51,2 ( $cm^3$ )
$W_A$	Área da janela do núcleo	5,186 ( $cm^2$ )

Como referido anteriormente, de modo a que o transformador de alta frequência apresente elevada eficiência, é necessário que o seu dimensionamento seja efetuado de forma precisa, tentando reduzir ao máximo as suas perdas no cobre e no ferro. Num primeiro caso, as perdas no cobre são fundamentalmente derivadas do comprimento e da secção de cada um dos enrolamentos que constituem o primário e o secundário do transformador. Quanto maior for o condutor, maior será a sua resistividade, ou seja, este tipo de perdas tem um valor tanto maior quanto o número de espiras presentes neste elemento passivo, como se pode verificar na equação (5.7).

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot (I_{tot})^2 \cdot MLT \cdot n_1^2}{W_A \cdot k_u} \quad (5.7)$$

Porém, sabendo que o número de espiras do lado primário é fornecido pela equação (5.8), podemos chegar a uma expressão equivalente para as perdas no cobre (5.9).

$$n_1 = 10^4 \frac{\lambda_1}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B} \quad (5.8)$$

$$P_{cu} = 10^8 \frac{\rho \cdot (I_{tot})^2 \cdot MLT \cdot \lambda_1^2}{4 \cdot k_u \cdot W_A \cdot A_e^2 \cdot (\Delta B)^2} , \quad (5.9)$$

onde:

- $\rho$  - Resistividade efetiva do cobre;
- $I_{tot}$  - Corrente total;
- $\lambda_1$  - Integral da tensão aplicada ao primário do transformador num semiciclo;
- $k_u$  - Fator de preenchimento da janela;
- $\Delta B$  - Densidade de fluxo magnético.

Contudo, se o número de enrolamentos aumentar, menor será a variação do fluxo magnético. Este facto irá ter repercussões positivas no valor das perdas no ferro. Estas, tal como o próprio nome sugere, estão relacionadas com o núcleo do transformador. Fatores como a densidade de fluxo, a frequência de operação, o volume e o tipo de material, influenciam diretamente o valor deste parâmetro. Quanto menor for a variação da densidade de fluxo, também menor será o valor deste tipo de perdas, tal como a equação (5.10) sugere.

$$P_{fe} = k_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot A_e \cdot l_m , \quad (5.10)$$

sendo  $k_{fe}$  designado por coeficiente de perda do núcleo e  $\beta$  por expoente de perda do núcleo. O primeiro parâmetro acima referido é expresso em  $W/cm^3T^\beta$  e apresenta valores que diferem consoante a frequência, a temperatura e a densidade de fluxo do sistema. Desta forma, os valores escolhidos para estas variáveis foram 100 kHz, 50°C e 100 mT de forma respetiva. Com recurso ao *datasheet* referente ao material do núcleo e realizando uma simples conta matemática,  $k_{fe}$  toma como valor 39,81  $W/cm^3T^\beta$  [156]. Num segundo caso, o expoente de perda do núcleo,  $\beta$ , está classificado entre 2,6 e 2,7 para núcleos de ferrite, sendo opcionalmente escolhido o primeiro valor.

Em conclusão, se o número de espiras for elevado, maiores serão as perdas no cobre e menores serão as perdas no ferro. Se o número de enrolamentos baixar, o oposto irá acontecer. Perante esta situação, e de modo a que as perdas totais,  $P_{tot}$ , sejam as menores possíveis, é fundamental encontrar um valor

ótimo para a variação da densidade de fluxo magnético, atingindo assim um ponto de equilíbrio entre os dois tipos de perdas acima explanadas. Tal valor pode ser calculado com recurso à equação (5.11).

$$\Delta B_{otimo} = \left[ 10^8 \frac{\rho \cdot (I_{tot})^2 \cdot MLLT \cdot \lambda_1^2}{2 \cdot k_u \cdot W_A \cdot A_e^3 \cdot l_m \cdot \beta \cdot k_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \quad (5.11)$$

Porém, é ainda necessário calcular o valor de  $\lambda_1$  e de  $I_{tot}$ . Sabendo que nos terminais do transformador de alta frequência estão presentes ondas quadradas (resultantes da inversão do sinal CC para CA), podemos simplificar o integral da tensão aplicada ao primário, obtendo assim uma nova expressão para esta variável:

$$\lambda_1 = D \cdot T_s \cdot V_1 \quad , \quad (5.12)$$

onde as variáveis  $D$ ,  $T_s$  e  $V_1$  são representativas do *duty cycle*, do período de comutação e da amplitude de onda, de forma correspondente.

A uma frequência de comutação de 100 kHz, o período toma como valor 10  $\mu$ s. Dado que a rede CC tem como amplitude 400 V e atribuindo um valor de 50% ao *duty cycle* (a técnica de modulação utilizada foi o *phase-shift*), temos  $\lambda_1$  igual a 0,002 Vs. De referir ainda que a razão de transformação,  $n$ , é igual a 2, obtendo-se assim uma tensão constante de 200 V no barramento CC partilhado com as baterias e os painéis solares fotovoltaicos.

O fator de preenchimento da janela a 100kHz, segundo McLyman, toma como valor ideal 0,3, ao passo que a resistividade efetiva do cobre é aproximadamente  $1,724 \times 10^{-8} \Omega m$  [115]. A corrente total, sob o ponto de vista do lado primário do transformador, pode ser calculada através da equação (5.13), onde as correntes do lado primário e secundário,  $I_1$  e  $I_2$ , tomam como valores respetivos 10 A e 20 A.

$$I_{tot} = I_1 + \frac{I_2}{n} \quad (5.13)$$

Com recurso à ferramenta *Microsoft Office Excel*, foram efetuados os cálculos necessários para obter o número de espiras presentes em cada um dos lados do transformador de alta frequência. A variação de fluxo magnético que reduz ao máximo as perdas totais do sistema,  $\Delta B_{otimo}$ , toma como valor aproximado 0,0906 T, tal como indicado na equação (5.11). Este valor pode agora ser substituído na equação (5.8), perfazendo um total de 30 espiras no primário do transformador. De acordo com a relação de transformação, no secundário, lado de menor tensão, o número de enrolamentos passará a ser de 15.

A partir destes dados, e com auxílio às equações (5.10) e (5.9), as perdas no ferro e no cobre têm valor

de 3,957 W e 5,144 W, de forma respetiva. Assim, de forma teórica, as perdas totais no transformador de alta frequência ( $P_{fe} + P_{cu}$ ) serão de 9,101 W.

De modo a que o dimensionamento do transformador seja concluído, é requerido ainda definir a secção transversal do condutor que constitui cada uma das suas espiras. Recorrendo à *American Wire Gauge* (AWG) e, tendo em conta a frequência de operação em questão, a escolha recairia no AWG 26, uma vez que, idealmente, seria a partir desta secção de fio que o efeito pelicular não se iria manifestar [157]. O efeito pelicular (ou *Skin Effect*) trata-se de um fenómeno físico que se traduz na distribuição não uniforme da corrente eléctrica alternada à medida que esta percorre um condutor. Com o aumento da frequência, a reactância e o campo magnético irão apresentar valores mais elevados, levando a que a corrente comece a fluir à superfície do condutor. Deste modo, a sua resistência aparente será maior e começarão a surgir condições de operação indesejadas nos circuitos electrónicos.

No laboratório do GEPE, face à não existência do condutor AWG 26, foi escolhido o AWG 25, sendo este o que apresenta um valor mais próximo do que inicialmente seria escolhido. Com uma secção de somente 0,159 mm<sup>2</sup>, este condutor irá suportar correntes com um valor máximo de 2,7 A, o que constitui um pequeno problema para o transformador em questão. De modo a suplantar esta situação, é necessário colocar diversos condutores em paralelo, suportando assim os 10 A e 20 A presentes em cada um dos lados do transformador, tal como indicado na tabela seguinte:

Tabela 5.5: Corrente máxima admissível e número de condutores em paralelo de cada um dos lados do transformador de alta frequência.

	Primário	Secundário
Corrente Máxima Admissível (A)	10	20
Nº de Condutores em Paralelo	4	8

Tido em conta como um elemento fulcral, o transformador de alta frequência será responsável por garantir o isolamento galvânico entre a rede CC e os elementos produtores e armazenadores de energia. Contudo, de acordo com a topologia escolhida, é ainda possível regular o valor da tensão do barramento partilhado com os painéis solares fotovoltaicos e as baterias para um valor previamente estabelecido no controlo do sistema.

Depois de delineados todos os parâmetros, a última etapa do design do transformador será a sua implementação física. Tendo em conta os núcleos de ferrite escolhidos (com forma em E), existe a possibilidade de enrolar as espiras do lado primário e secundário de forma sobreposta. Com esta medida, é possível reduzir o volume do transformador e, mais importante, permitir que o campo eléctrico deste elemento passivo tenda a se cancelar e concentrar nas suas proximidades, reduzindo as interferências

eletromagnéticas do circuito. Este passo é tomado como crucial para a obtenção de elevados valores de eficiência neste elemento passivo, contudo, pequenos cuidados devem ser tomados em atenção. A título de exemplo, a sobreposição de espiras deve ser evitada no momento em que os fios são enrolados, situação que traria mais uma vez os problemas atrás referidos: problemas de EMI, aumento do volume do transformador de alta frequência e imprecisão no real valor da relação de transformação.

Uma forma de plástico, à medida do núcleo de ferrite, foi utilizada com o propósito de manter unidas as duas peças que o constituem. Contudo, o grande motivo para o uso desta forma passa por não permitir que as espiras estejam em contacto direto com o núcleo. Sob a mesma linha de pensamento, foi utilizada fita isoladora sobre os enrolamentos exteriores, evitando assim a existência de arcos elétricos entre a ferrite e as espiras. Dado que os enrolamentos de cada um dos lados do transformador se encontram sobrepostos, será vital garantir que estes sejam separados através de fita isoladora de maneira a que não existam quebras de isolamento entre eles.

Como se pode observar na Figura 5.34 (a), a forma de plástico contém pinos na sua parte inferior. Neles, podem ser soldados os enrolamentos de cada um dos lados do transformador e, de forma posterior, colocados sobre uma placa de cobre. A vista superior do protótipo final do transformador é apresentada na Figura 5.34 (b).



Figura 5.34: Protótipo do transformador de alta frequência: (a) vista frontal; (b) vista superior.

Em suma, todos os passos necessários à implementação do transformador de alta frequência estão enumerados na Figura 5.35. Como referido anteriormente, o design e a atribuição dos parâmetros a este componente deve ser o mais cuidadosa possível, isto é, as perdas totais neste estágio devem ser reduzidas ao máximo, garantindo assim valores mais elevados de eficiência e rendimento.

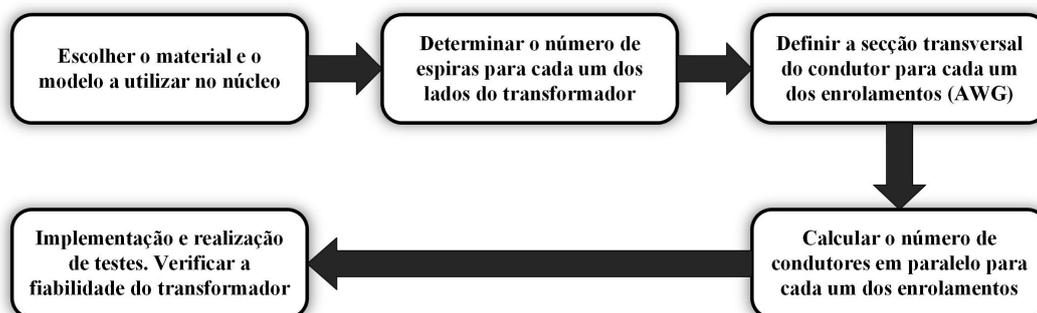


Figura 5.35: Etapas da implementação de um transformador de alta frequência.

Após a implementação física deste elemento magnético, foram efetuados testes em vazio para verificar a sua polaridade e razão de transformação ( $n$ ). Uma irregularidade no valor de  $n$  poderia ocorrer no momento em que se enrolaram as espiras do lado primário e secundário, trazendo como consequência a existência de valores erróneos na transformação do sinal presente na entrada do transformador. Num gerador de sinais, foi concebida uma onda sinusoidal e uma onda quadrada com uma frequência de 100 kHz, o mesmo valor utilizado para o dimensionamento deste componente e que é referente ao valor da frequência de comutação dos semicondutores do DAB. Na Figura 5.36 estão visíveis as formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador, comprovando deste modo o valor da razão de transformação previamente escolhida para este elemento passivo.

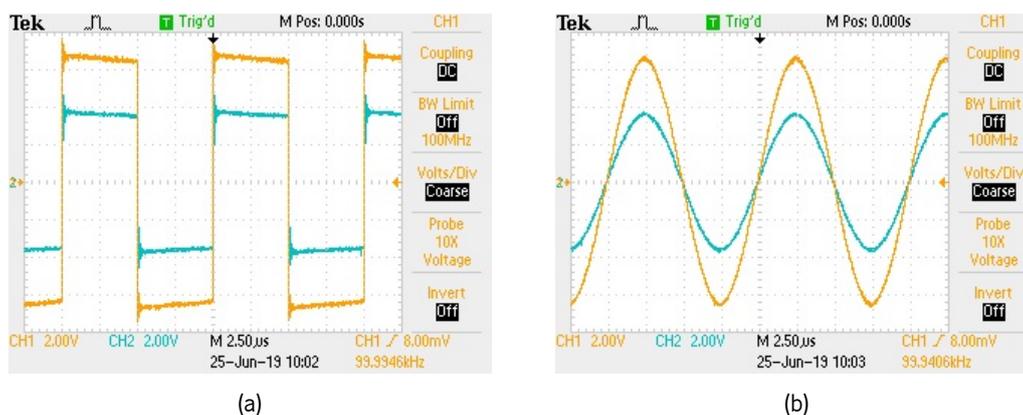


Figura 5.36: Formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador de alta frequência: (a) aplicação de uma onda quadrada; (b) aplicação de uma onda sinusoidal.

Num fase mais precoce desta Dissertação de Mestrado, de modo a que as metas da diminuição do volume global e do aumento da densidade de potência do protótipo fossem atingidas, foi ponderado adquirir um transformador planar para empregar no conversor DAB. A sua montagem seria efetuada na própria PCB,

o mais próximo possível dos semicondutores de potência, evitando deste modo a propagação de ruídos eletromagnéticos para os seus terminais. Por outro lado, o objetivo da aquisição deste componente seria justificado com a sua elevada eficiência e rendimento, o que, na prática se iria traduzir na diminuição das perdas totais do transformador [158]. Todavia, tendo em conta o (ainda elevado) valor da potência nominal a praticar neste estágio de conversão, foi impossibilitada a compra deste componente passivo. De acordo com os catálogos dos principais fabricantes, são apresentados dois exemplos de transformadores planares em [159] e [160].

## 5.4 Integração do Sistema

Depois de apresentados cada um dos componentes que constituem os circuitos de controlo e de potência, é apresentado na Figura 5.37 o aspeto final do conversor de EP desenvolvido.

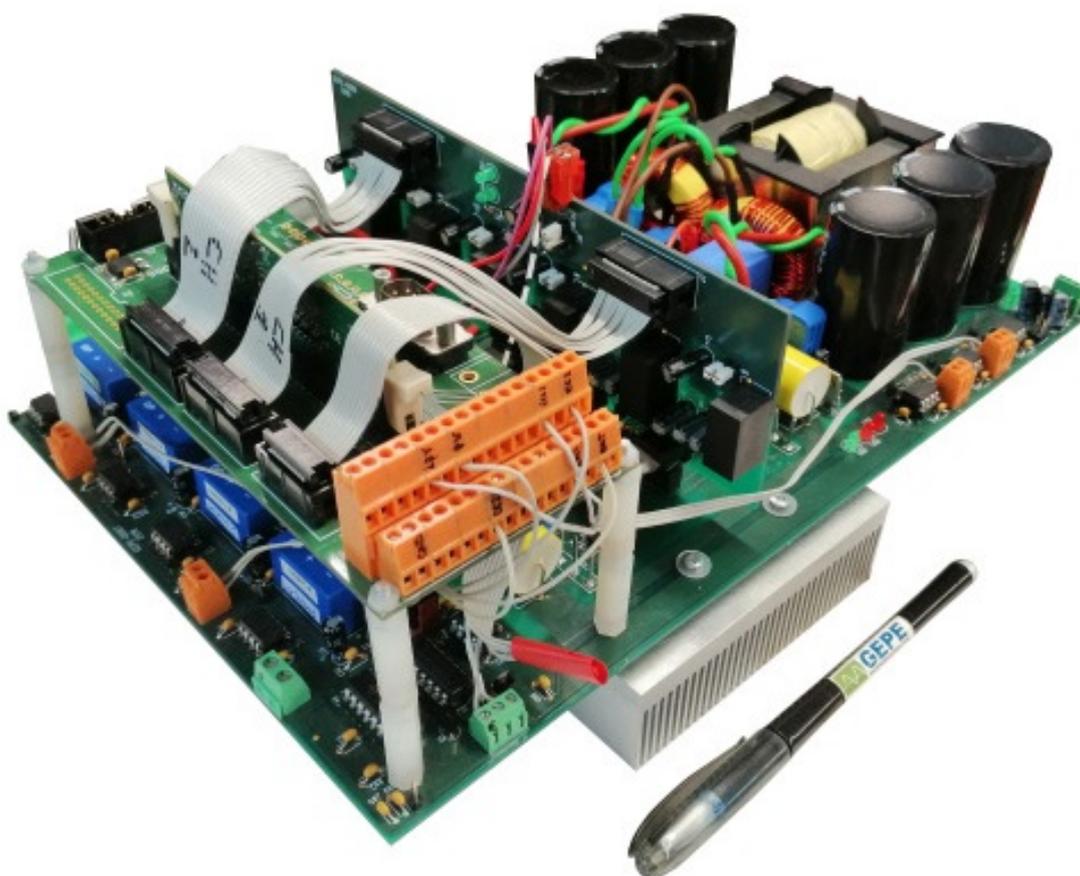


Figura 5.37: Aspeto final do protótipo desenvolvido para o conversor de EP.

Como se pode observar, é bastante evidente a grande compactação apresentada pelo sistema, um objetivo traçado desde o início desta Dissertação de Mestrado. É ainda possível concluir que as soluções modulares foram definitivamente abandonadas e acabaram por dar lugar a esta solução totalmente unificada e incorporada em somente duas PCBs. Se por um lado esta mesma compactação acaba por fornecer vantagens sob o ponto de vista comercial e é considerada bastante vanguardista, por outro, acaba por agravar a influência de ruídos eletromagnéticos na operação do sistema, uma característica que deve ser sempre tomada em consideração e que condiciona a eficiência do protótipo.

A estrutura deste protótipo foi ponderada com bastante cuidado e pensada mesmo antes de se ter procedido ao design das PCBs. Uma vez que a PCB que contém os circuitos de *driver* se encontra perpendicular à PCB inferior, foi pretendido que o protótipo crescesse em altura e não em comprimento, motivo pelo qual a placa que contém o DSP se encontra sobre os sensores de tensão. A posição mais elevada desta última, acaba também por ser justificada com base na sua proximidade à placa de *driver* e às saídas dos circuitos de condicionamento de sinal. Por este mesmo motivo, será de esperar que o controlo seja bastante otimizado e mais imune a interferências eletromagnéticas.

A posição dos sensores de corrente é também ela considerada fundamental. Estes encontram-se junto às bobinas dos conversores *CC/CC back-end* de modo a que a aquisição dos sinais seja a mais precisa possível. Por sua vez, as bobinas foram colocadas junto ao transformador de alta frequência para que a propagação do ruído EMI proveniente destes elementos magnéticos não afete os restantes componentes do circuito, concentrando-se num único ponto do circuito. É ainda possível observar a posição do dissipador e dos semicondutores de potência, uma vez que os mesmos se encontram na parte inferior da placa e são pressionados contra o dissipador por esta última.

## 5.5 Conclusões

O presente capítulo foi dividido em duas secções distintas, sendo a primeira referente ao circuito de controlo implementado e a segunda ao andar de potência desenvolvido. Após a validação dos quatro modos de operação em ambiente de simulação, é fundamental realizar uma análise de mercado muito cuidadosa aos componentes necessários à implementação do sistema. Deste modo, poderá ser possível obter uma ideia muito clara acerca da arquitetura e da organização atribuída ao hardware conversor de EP, um passo considerado fundamental antes de se dar início ao design das PCBs.

Assim, ao longo deste capítulo são apresentados todos os componentes escolhidos, tanto para o circuito de controlo (DSP, sensores e *drivers*) como para o circuito de potência (semicondutores, condensadores do

barramento CC, elementos passivos dos conversores *back-end*, dissipador e transformador), justificando os motivos inerentes à sua adoção e explicando o princípio de operação de cada um deles. Uma vez que as PCBs foram desenvolvidas de raiz e implementadas de acordo com a estrutura pensada para o hardware, são também mostrados os esquemas em PADS e as fotografias do aspeto das mesmas após a soldadura de todos os seus componentes. Contudo, no momento em que as PCBs começaram a ser idealizadas, foi considerada a influência de ruídos e de interferências eletromagnéticas na performance global do sistema, condicionantes que limitaram de forma direta a localização dos componentes na PCB.

Adicionalmente, são apresentados todos os circuitos complementares aos componentes adotados neste protótipo, como é o caso dos circuitos de proteção de *gate*, de condicionamento de sinal e de deteção e proteção contra erros. Estes são considerados fundamentais na operação e na validação dos quatro modos de operação do sistema, sendo capazes de garantir a sua integridade e lhe atribuir elevados valores de eficiência e rendimento.

São duas as PCBs que constituem a arquitetura final do conversor de EP, sendo uma delas constituída unicamente pelo circuito de *driver*. Como referido, este último é responsável por fornecer isolamento entre o andar de potência e o circuito de controlo, um estágio que, no caso de uma sobretensão ou sobrecorrente, é considerado crucial para a integridade física do circuito de controlo. De modo a que a PCB mostrada na Figura 5.19 apresentasse dimensões bastante reduzidas, foi adotado um *driver* capaz de receber dois sinais de PWM complementares, desde que acompanhado com um circuito de *bootstrap*. Com esta medida, para além da diminuição do tamanho da PCB, é possível reduzir os custos associadas à implementação deste circuito, uma vez que, normalmente, cada um dos semicondutores tem um *driver* dedicado, como é o caso de um HCPL.

Na secção 5.3.1 é realizado um importante estudo comparativo entre condensadores de filme e condensadores eletrolíticos, referindo as principais virtudes e desvantagens de cada um deles através da análise do seu circuito equivalente. De acordo com a elevada frequência de comutação adotada para os conversores de potência, é fundamental que soluções híbridas sejam adotadas, aumentando deste modo os tempos de resposta, a capacidade de armazenamento e a frequência de ressonância dos mesmos. Este tipo de solução tem como objetivo retirar as mais valias de cada um dos tipos de condensador, fornecendo uma performance mais otimizada ao protótipo.

Posteriormente, é apresentado o design e a implementação do transformador de alta frequência empregue no conversor DAB, um elemento magnético que tem como função providenciar isolamento galvânico ao sistema e, através da sua relação de transformação, regular os níveis de tensão entre o barramento CC secundário e a rede CC. De modo a que as perdas neste estágio sejam as mais reduzidas possíveis, foi necessário realizar um estudo prévio aos parâmetros que sejam capazes de as aumentar e

diminuir, tendo em conta aspetos como a frequência de comutação do conversor DAB, a corrente que irá fluir nos seus enrolamentos e o material que constitui o núcleo.

Por fim, na secção 5.4, foi mostrado o aspeto final do conversor de EP desenvolvido no laboratório do GEPE, um protótipo bastante compacto e que assim cumpre um dos grandes objetivos iniciais.

## **6 | Resultados Experimentais**

### **6.1 Introdução**

Após a implementação de todo o sistema, é fundamental proceder à sua validação e posterior obtenção de resultados práticos. Neste capítulo, num momento inicial, serão apresentados os ensaios efetuados a cada um dos conversores de forma isolada, validando a sua operação e os algoritmos de controlo a si aplicados. Garantir o correto funcionamento de cada topologia é tomado como essencial de modo a que, subsequentemente, seja corroborada a operação do sistema como um todo.

De forma estruturada, serão obtidos os resultados para cada modo de operação, contrastando-os em seguida com as simulações efetuadas no capítulo 4 desta Dissertação de Mestrado. Contudo, tendo em conta a grande influência do conversor DAB na transferência de energia entre a rede CC, os painéis solares fotovoltaicos e as baterias, serão inicialmente validados os algoritmos de controlo que permitem a bidirecionalidade energética neste estágio de conversão. Como já referido, de modo a se efetuar o controlo da tensão no barramento CC secundário, o DAB terá de se encontrar em constante comutação, motivo pelo qual é absolutamente imprescindível a inexistência de qualquer tipo de falha ou anomalia nesta topologia e no seu controlo. Apenas quando este processo for validado, será possível partir para a legitimação dos modos G2B, B2G, PV2G e PV2B. De referir ainda que, para garantir a integridade de todo o hardware, os valores de potência associados aos testes laboratoriais foram sendo gradualmente aumentados, tentando ao máximo que estes se aproximassem dos valores considerados nominais.

### **6.2 Resultados Experimentais do Conversor DAB e Validação do Algoritmo DPS**

Antes de efetuar os testes práticos a cada um dos conversores de forma individual, é necessário garantir que os restantes estágios de conversão se encontram com as comutações desabilitadas. Deste modo, é evitada a existência de possíveis curto-circuitos nos braços de cada um dos conversores CC/CC, situação provocada pela indefinição no valor lógico dos pinos correspondentes no DSP. É essencial que cada um dos

conversores de potência tenha um sinal de *enable/disable* próprio, uma simples característica que facilita a realização dos ensaios e que garante a integridade de alguns componentes do protótipo, como é o caso de semicondutores.

Num primeiro momento, é necessário validar o algoritmo de controlo *phase-shift* aplicado ao conversor DAB. Pelas condicionantes relacionadas com tempos de simulação e com o número de amostras por segundo, no software PSIM foi utilizada a variante SPS para comprovar e validar três modos de operação: G2B, B2G e PV2G. Contudo, como referido em 4.4, a implementação da variante DPS acaba por apresentar um número mais elevado de vantagens quando em comparação com a SPS, motivo pelo qual a sua implementação no DSP é vista como crucial para melhorar a performance global do sistema. Além do mais, a sincronização e a geração dos sinais de PWM no *IDE Code Composer Studio* acaba por ser mais facilitada do que em ambiente de simulação, outro motivo que acaba por justificar a adoção da modulação DPS no controlo aplicado ao conversor DAB.

A regulação da tensão no barramento CC secundário é efetuada com recurso a um algoritmo de controlo do tipo PI, onde o valor do seu *output* será diretamente aplicado no ângulo existente entre as pontes deste conversor (D1). Contudo, em momentos de desequilíbrio no valor da razão existente entre a tensão no lado primário e no lado secundário do conversor DAB, será fundamental controlar o desfasamento existente entre os braços de cada uma das pontes deste estágio (D2). Variando o valor deste ângulo, a potência transferida de e para cada um dos lados do transformador de alta frequência verá o seu valor aumentado ou diminuído, uma característica que será fundamental para melhorar a robustez, a precisão e a fiabilidade do algoritmo de controlo do barramento em situações anómalas de funcionamento.

Na Figura 6.1 é apresentado o resultado experimental que comprova a eficiência do algoritmo de controlo numa condição de operação irregular. Foi aplicada uma tensão de 50 V nos terminais correspondentes à conexão da rede CC, sendo que, o controlo PI do barramento CC secundário define uma referência de 30 V para a tensão neste ponto do circuito. Deste modo, a relação entre  $V_1$  e  $V_2$  tem valor (5:3), um número distante da razão de transformação do transformador de alta frequência (2:1). Como comprovado, a variação do valor do desfasamento entre pontes foi fundamental no auxílio prestado ao controlo PI, anulando praticamente o valor do erro existente entre a referência fornecida e a tensão medida pelo sensor de tensão do barramento secundário. De referir ainda que a carga presente no lado secundário do conversor de DAB é uma resistência de  $56 \Omega$  e que o valor dos ângulos de desfasamento será sempre limitado, definindo-se um máximo de 20 graus para D1 e um máximo de 90 para D2.

Pela análise da Figura 6.1, é ainda possível verificar a forma de onda da corrente no lado primário do transformador (linha verde do canal 4). Esta, tem valor médio nulo e será em tudo semelhante aos resultados obtidos em ambiente de simulação. O sinal presente no canal 3 é respeitante ao valor médio

da tensão no barramento CC secundário, obtido com base numa técnica de janela deslizante. Através da medição efetuada pelo osciloscópio, facilmente se comprova que  $v_{DC2}$  tem valor de 28,9 V, um número bastante próximo da referência de 30 V adotada no algoritmo de controlo. No canal 1 e no canal 2 são ainda mostradas as formas de onda das tensões em cada um dos terminais do transformador de alta frequência.

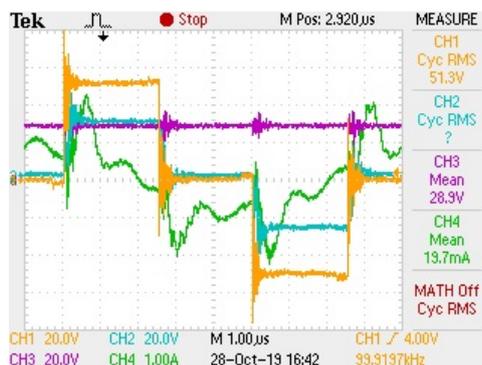


Figura 6.1: Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 1A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado primário para o lado secundário em situação de desequilíbrio comparativamente à razão de transformação.

Nesta situação de desequilíbrio, de modo que a tensão do barramento CC secundário convirja para o seu valor de referência, será de esperar que a corrente no transformador de alta frequência tome valor instantâneo mais elevado quando em comparação com uma situação de equilíbrio relativa à relação existente entre a tensão do primário e a tensão do secundário. Tal situação pode ser observada na Figura 6.2 (a) e, em detalhe, na Figura 6.2 (b). A referência atribuída à regulação da tensão no barramento CC secundário é mantida nos 30 V, todavia, a tensão aplicada nos terminais de conexão da rede CC é agora de 60 V, verificando-se assim uma situação de equilíbrio relativa à relação do transformador de alta frequência (2:1). Como se pode observar pela análise destes resultados, a corrente mantém valor médio nulo e toma um valor instantâneo muito mais reduzido quando em comparação com a situação anterior, justificado pelo aumento do ângulo  $D2$ . Do mesmo modo, a tensão no barramento CC secundário (presente no canal 3) mantém-se regulada nos 30 V, tal como se pode observar nas medições do valor médio efetuadas pelo osciloscópio. De referir ainda que  $v_{DC2}$  apresenta dois valores distintos (30,6 V e 31,5 V) nas duas imagens da Figura 6.2, justificados pela obtenção dos resultados com 7 minutos de intervalo entre ambos, um espaço temporal no qual o protótipo esteve sempre em operação. Mais uma vez, no canal 1 e no canal 2 do osciloscópio são apresentadas as formas de onda da tensão no lado primário e no lado secundário do transformador de alta frequência.

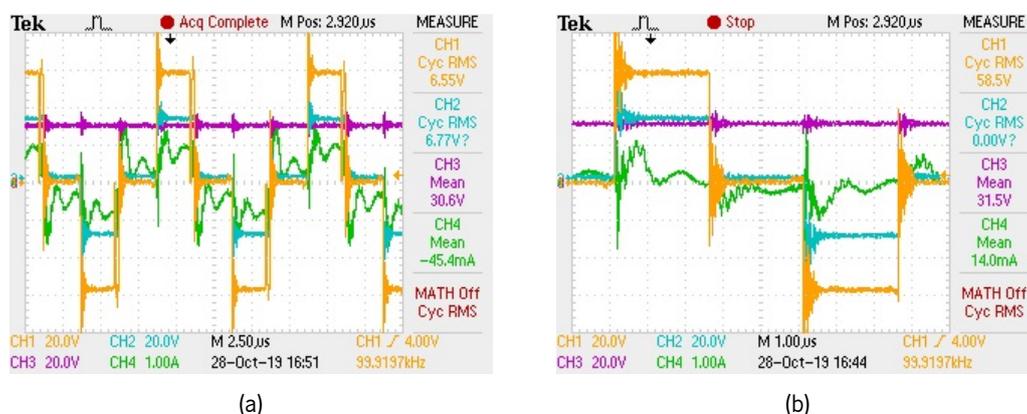


Figura 6.2: Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 1A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado primário para o lado secundário em situação de equilíbrio comparativamente à razão de transformação: (a) visualização de vários períodos; (b) detalhe das formas de onda.

Contudo, um dos grandes motivos que levou à adoção do algoritmo DPS no *IDE Code Composer Studio* passou pelas facilidades de controlo e de implementação obtidas quando é necessário dotar os conversores de potência com a capacidade de transferir energia de forma bidirecional. De acordo com a estrutura de uma *DC microgrid*, é essencial que este tipo de estágios respeite esta característica, tal como acontece nesta Dissertação de Mestrado. Deste modo, procedeu-se à realização de testes que sejam capazes de validar a transferência de energia do lado secundário para o lado primário, conectando-se em paralelo com os condensadores do barramento CC primário a mesma carga de  $56 \Omega$ . Foi aplicada uma tensão de 30 V no lado secundário do conversor DAB e definida uma referência de tensão de 60 V para a regulação do barramento CC primário. Adotando o mesmo algoritmo de controlo, será de esperar que a tensão medida nos terminais do lado secundário do transformador de alta frequência (canal 2) se encontre adiantada em relação à existente nos terminais do lado primário (canal 1), uma situação que pode ser comprovada pela Figura 6.3. O resultado demonstrado nesta imagem é semelhante aos resultados de simulação obtidos e mostrados na Figura 4.11 (a), comprovando assim a correta operação deste estágio de conversão. De referir ainda que a forma de onda da corrente (canal 4) está espelhada em relação ao eixo horizontal do gráfico, um facto justificado por se ter respeitado a direção definida para o aparelho de medida de corrente presente no lado primário do transformador. A regulação da tensão do barramento CC primário foi mais uma vez efetuada com recurso a uma técnica de controlo PI, utilizando o valor do seu *output* na implementação do algoritmo DPS. A forma de onda da tensão no lado primário do DAB está presente no canal 3, tendo um valor médio de 56,9 V. Para atingir um valor ainda mais aproximado dos 60 V, os ganhos proporcional

e integral deveriam ser otimizados e o ângulo D2 poderia ser limitado um pouco mais acima que os  $90^\circ$  anteriormente definidos.

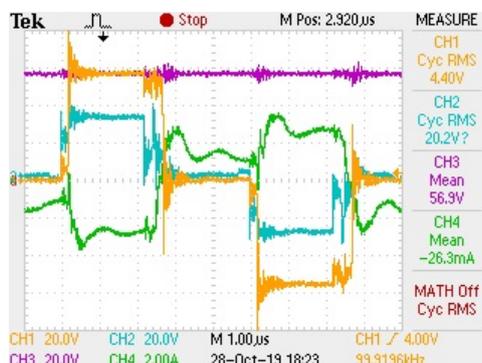


Figura 6.3: Tensão no primário (CH1: 20V/div), tensão no secundário (CH2: 20V/div), tensão no barramento CC primário (CH3: 20V/div) e corrente no primário (CH4: 2A/div) do transformador durante o momento de transmissão de energia do lado secundário para o lado primário em situação de equilíbrio comparativamente à razão de transformação.

### 6.3 Resultados Experimentais do Conversor CC/CC Back-End Unidirecional do Tipo Boost

Em concordância com o efetuado na secção anterior, procedeu-se à realização de ensaios isolados ao conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*. Deste modo, foi aplicada uma tensão contínua no terminal de ligação dos painéis solares fotovoltaicos, medida que tem como objetivo simular a produção de energia através deste componente. Uma vez que o objetivo desta secção passa por somente validar a correta operação do conversor CC/CC do tipo *boost*, a implementação do algoritmo MPPT será deixada para segundo plano, uma vez que, tal algoritmo em nada contribui para a transferência de energia neste mesmo estágio.

No barramento CC secundário foi conectada uma carga resistiva de  $56 \Omega$ , observando-se de seguida o valor da queda de tensão neste ponto do circuito. Empregando um *duty cycle* fixo de 50% ao semiconductor de potência, de acordo com a equação 3.14, será de esperar que a tensão de saída deste conversor seja sensivelmente o dobro da apresentada na entrada, uma situação que pode ser observada na Figura 6.4.

Aplicando uma tensão contínua de 50 V na entrada do conversor e um *duty cycle* de 50% no semiconductor de potência correspondente, surge na saída deste estágio uma tensão contínua de sensivelmente 100 V (99,1 V medidos no osciloscópio). É ainda possível verificar as formas de onda da corrente e da tensão na bobina, representadas nos canais 4 e 3 de forma correspondente. Como visto

na sub-secção 3.2.1, a tensão na indutância durante os tempos de *turn-on* é fornecida por  $V_L = V_{in}$ , ao passo que, durante *turn-off*,  $V_L = V_{in} - V_{out}$ . Considerando uma escala de 20 V por divisão, facilmente se comprova que a tensão na bobina cumpre as equações anteriormente referenciadas: no momento de condução do semiconductor, a tensão em  $L$  toma como valor 50 V, porém, quando o MOSFET se encontra ao corte, a tensão na bobina cai para os -50 V, situação justificada pela subtração da tensão de saída (100 V) à tensão de entrada do conversor (50 V). O valor de corrente neste componente toma como valor médio 3,97 A, cenário já expectável de acordo com os valores de indutância e de frequência de comutação adotados, bem como através das simulações efetuadas em malha aberta para este conversor. Importa ainda referir que a realização deste teste foi efetuada a cerca de metade do valor nominal presente no barramento CC secundário.

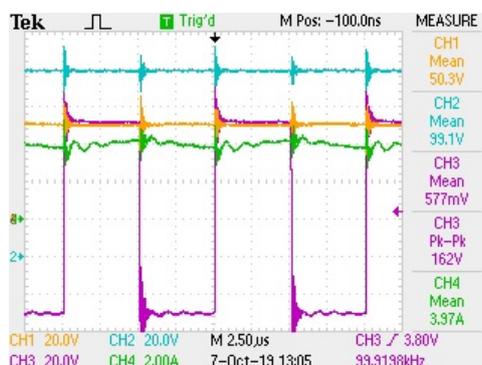


Figura 6.4: Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* quando aplicado um PWM de 50% ao semiconductor de potência correspondente.

Todavia, é ainda necessário validar toda a extensão da gama de PWM aplicável ao MOSFET deste conversor. Tomando as devidas precauções com os valores de potência praticados durante a realização de testes, foram efetuados mais dois ensaios em tudo semelhantes ao anterior. Estes últimos estão apresentados na Figura 6.5 e são respeitantes à aplicação de sinais de PWM com um *duty cycle* de 30% e de 65%.

Num primeiro caso, com recurso à UART, foi possível alterar em tempo real o valor de  $D$  para os 30%. Com esta mudança, foi possível tirar ilações acerca do comportamento e da robustez do conversor, verificando de seguida se o valor da tensão na carga era correspondente com a expressão 3.13, deduzida em 3.2.1. Mantendo uma tensão de 50 V contínuos na entrada, seria de esperar que o valor da saída se encontrasse a rondar os 71,4 V e, através da realização de pequenos ajustes de compensação de *dead time*, foi possível obter o valor pretendido. Por outro lado, a corrente na bobina tem um valor médio de 2 A, um valor que vai de encontro às simulações efetuadas em malha aberta e que comprova a veracidade das

equações 3.6 e 3.8.

Quando o *duty cycle* é alterado para os 65%, os valores de potência associados a este conversor aumentam significativamente. Para garantir a integridade física e operacional de todo o hardware, a tensão aplicada nos terminais de conexão dos painéis solares fotovoltaicos foi reduzida para os 30 V. Mesmo com a adoção desta medida, o valor médio de corrente é de 4,27 A e, tal como calculado na equação 3.13, a tensão no secundário toma como valor 78,1 V.

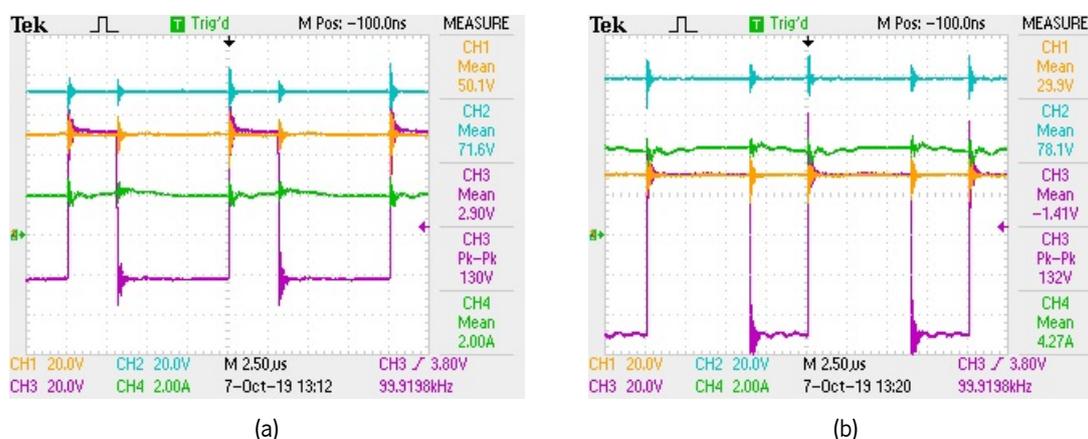


Figura 6.5: Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* quando aplicados PWMs de diferente *duty cycle* ao semiconductor de potência correspondente: (a)  $D = 30\%$ ; (b)  $D = 65\%$ .

## 6.4 Resultados Experimentais do Conversor CC/CC Back-End Bidirecional do Tipo Buck-Boost

Similarmente ao efetuado na secção anterior, foram realizados testes isolados ao conversor CC/CC *back-end* do tipo bidirecional *buck-boost*. Como referido no 3º capítulo desta Dissertação de Mestrado, a transferência de energia em ambos os sentidos é um aspeto considerado fundamental, possibilitando deste modo os processos de carga e descarga das baterias. Caso o modo *buck* seja habilitado, a energia irá fluir do barramento CC secundário para uma carga resistiva de 56 Ω empregue nos terminais de conexão das baterias. Por outro lado, alterando o modo de operação para *boost*, o processo inverso irá decorrer.

### 6.4.1 Operação como Buck

Este conversor CC/CC irá operar em modo *buck* quando forem habilitados os modos PV2G e G2B, isto é, nos momentos em que a energia irá fluir em direção às baterias do sistema. Nesta situação, tal como o próprio nome indica, a tensão de saída será abaixada quando em comparação com o valor de tensão aplicado na entrada deste estágio e dependente do valor de *duty cycle* empregue nos semicondutores. Com base no circuito de *driver* escolhido, é necessário adotar uma técnica de retificação síncrona no controlo do conversor retratado nesta secção. Deste modo, numa fase inicial, será aplicado um PWM de 50% a cada um dos semicondutores, uma medida que tem como objetivo passar para metade o valor de tensão empregue na entrada deste conversor. Tal como se pode observar na Figura 6.6, impondo uma tensão de sensivelmente 100 V no barramento CC secundário (canal 1), a tensão na carga (canal 2) toma como valor médio 52,4 V, cerca de metade do valor existente na entrada. No canal 4 é representada a corrente na bobina, ao passo que, a forma de onda do canal 3 é respeitante à tensão neste mesmo elemento passivo. Como visto na sub-secção 3.3.1, este último parâmetro é fornecido pela expressão  $V_L = V_{in} - V_{out}$  durante os tempos de *turn-on* e por  $V_L = -V_{out}$  nos instantes de *turn-off* do semicondutor, justificando deste modo a sua forma de onda quadrangular. Quando o MOSFET se encontra em condução, a tensão em  $L$  tem como valor 50 V, todavia, quando o semicondutor se encontra ao corte, a tensão no elemento passivo cai para os -50 V, como indicado na equação 3.17.

De referir ainda que a forma de onda da corrente será semelhante para todos os testes realizados neste conversor: crescente no momento em que o respetivo semicondutor se encontra em condução e decrescente quando este esteve ao corte. Neste caso em específico, apresenta um valor médio de 1,04 A.

Mais uma vez, será necessário testar a operação deste conversor ao longo de toda a escala de *duty cycle* passível de ser aplicado aos semicondutores respetivos. Num primeiro momento, foi definido um valor constante de 30% para  $D$ , tal como se pode observar na Figura 6.7 (a). Como seria de esperar, a tensão de saída do conversor apresenta um valor de 33,1 V, um valor muito próximo do que seria calculado com recurso à equação 3.20. De referir ainda que, por questões de uniformidade e facilidade de interpretação de resultados, o valor de tensão aplicado no barramento CC secundário manteve-se nos 100 V. Na Figura 6.7 (b), o *duty cycle* aplicado ao semicondutor superior do braço passa a tomar um valor de 70%. Com esta medida, a tensão na saída do conversor irá, naturalmente, ser superior à apresentada nos testes anteriores, obtendo-se assim um valor médio de 71,6 V neste ponto do circuito no momento em que são aplicados 100 V na entrada deste estágio.

Tanto na Figura 6.7 (a) como na Figura 6.7 (b) a forma de onda da corrente manteve-se semelhante à apresentada durante o teste efetuado com um *duty* de 50%. Contudo, quando a tensão é abaixada para valores mais reduzidos, o seu valor médio é também ele mais reduzido (618 mA). Porém, na situação em

que o *duty* aplicado é mais elevado, o valor médio da corrente cresce para os 1,39 A.

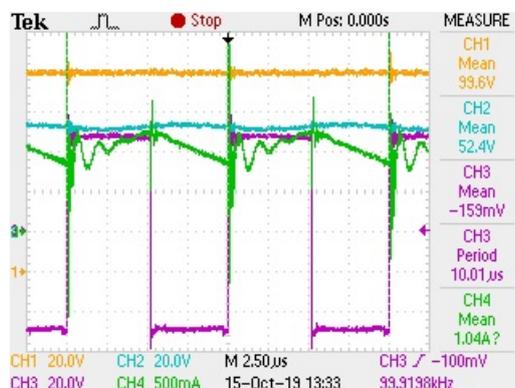


Figura 6.6: Tensão no barramento CC secundário (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *buck-boost* no modo de operação *buck* quando aplicado um PWM de 50% ao semiconductor de potência correspondente.

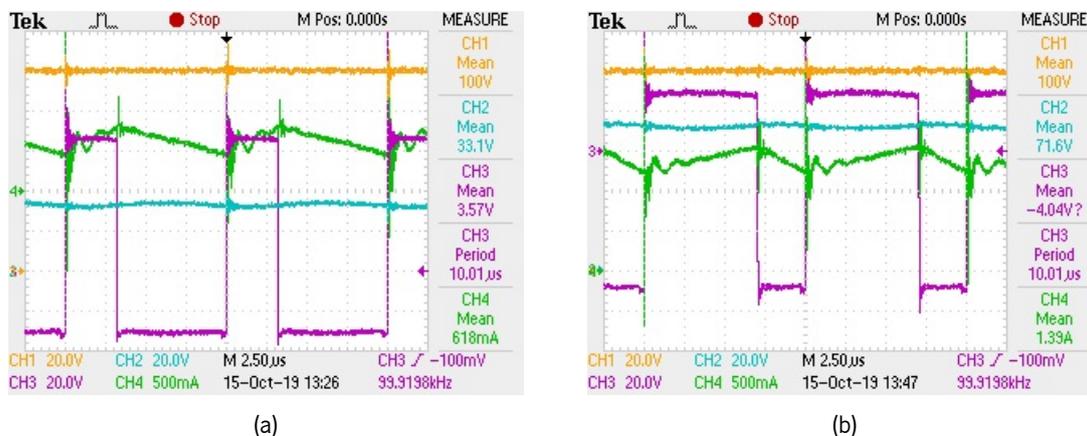


Figura 6.7: Tensão no barramento CC secundário (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 2A/div) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *buck-boost* no modo de operação *buck* quando aplicados PWMs de diferente *duty cycle* ao semiconductor de potência correspondente: (a)  $D = 30\%$ ; (b)  $D = 70\%$ .

### 6.4.2 Operação como Boost

A operação como *boost* será habilitada somente durante o modo B2G, isto é, durante a descarga das baterias no momento em que a energia flui das mesmas para a rede CC. Nesta situação, é possível trocar

as noções de entrada e de saída do conversor, tal como se pode observar na Figura 3.9. Assim sendo, o valor da tensão existente no barramento CC secundário será elevado quando em comparação com o valor de tensão aplicado no terminal de conexão das baterias, isto é, a entrada do conversor durante o modo de operação *boost*. Mais uma vez, de acordo com condicionantes introduzidas pelo circuito de *driver*, será necessário aplicar uma técnica de retificação síncrona nos momentos de comutação dos semicondutores deste conversor CC/CC.

Similarmente ao efetuado nas secções anteriores, um PWM com *duty* de 50% será imposto a cada um dos semicondutores do braço do conversor CC/CC. Como se pode observar na Figura 6.8, aplicando uma tensão de sensivelmente 50 V na entrada do conversor (canal 2), será de esperar que a tensão no barramento CC secundário (canal 1) apresente o dobro deste valor, isto é, cerca de 100 V, tal como se comprova pela medição do valor médio efetuada pelo osciloscópio (103 V). As equações características para este modo de operação são partilhadas com o conversor CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost*, testado e validado na secção 6.3 deste capítulo. Observando a forma de onda da tensão na bobina (canal 3), facilmente se comprova que o valor teórico fornecido por tais equações acaba por se traduzir na prática. De referir ainda que as formas de onda apresentadas no canal 3 e no canal 4 (corrente na bobina) se encontram espelhadas face ao eixo horizontal do gráfico, um facto justificado por se ter respeitado a orientação inicial dos aparelhos de medida. Deste modo, é possível aferir que a forma de onda da corrente na bobina cresce em valor absoluto no momento em que o semicondutor inferior do braço se encontra em condução e decresce no momento em que este último está ao corte, tendo como valor médio absoluto 4,22 A.

Adicionalmente, para aferir acerca do comportamento deste conversor ao longo de toda a excursão de PWM, foram aplicados sinais de 30% e de 70% ao semicondutor inferior do braço, como se comprova, respetivamente, na análise da Figura 6.9 (a) e da Figura 6.9 (b). Num primeiro momento, aplicando uma tensão de 50 V nos terminais de conexão das baterias (entrada do conversor), surge uma tensão de 72,8 V no barramento CC secundário, local onde foi conectada em paralelo com os condensadores do barramento uma carga resistiva de 56  $\Omega$ . O valor médio absoluto da corrente é de 2,04 A, um resultado em tudo semelhante ao obtido nas simulações em malha aberta deste conversor. Tanto no caso (a) como no caso (b), importa mais uma vez referir que as formas de onda presentes nos canais 3 e 4 encontram-se espelhadas face ao seu eixo horizontal.

Na Figura 6.9 (b) é mostrado o momento em que um *duty* de 70% é imposto ao semicondutor inferior do braço. Neste caso, mesmo que a tensão existente na entrada do conversor seja somente de 25,3 V, o valor médio absoluto da corrente é muito mais elevado que o anterior: 4,62 A, segundo as medições efetuadas pelo próprio osciloscópio. Mesmo assim, a sua forma de onda é em tudo condizente com o sucedido nos testes anteriores, crescente quando o semicondutor se encontra em condução e decrescente

quando  $S_2$  está ao corte.

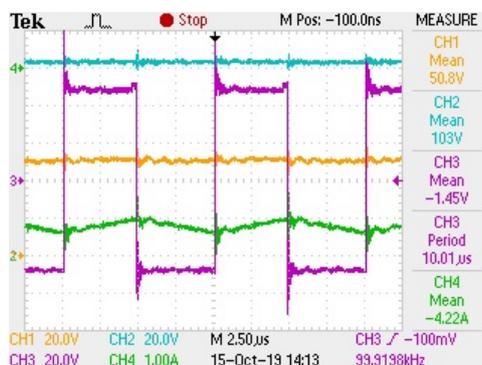


Figura 6.8: Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva colocada em paralelo com o barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 1A/div) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *buck-boost* no modo de operação *boost* quando aplicado um PWM de 50% ao semiconductor de potência correspondente.

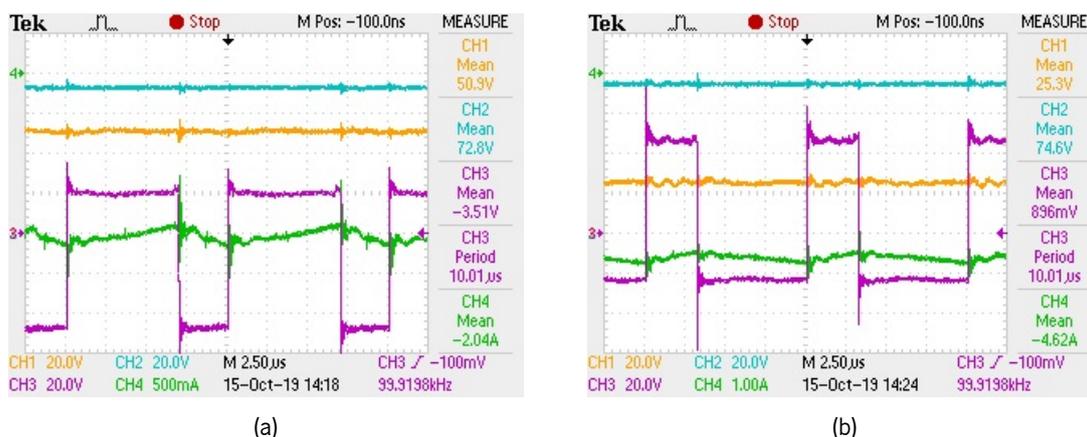


Figura 6.9: Tensão na entrada do conversor (CH1: 20V/div), tensão na carga resistiva colocada em paralelo com o barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão na bobina (CH3: 20V/div) e corrente na bobina (CH4: 500mA/div (a) e 1A/div (b) do conversor CC/CC *back-end* do tipo *buck-boost* no modo de operação *boost* quando aplicados PWMs de diferente *duty cycle* ao semiconductor de potência correspondente: (a)  $D = 30\%$ ; (b)  $D = 70\%$ .

## 6.5 Resultados Experimentais para o modo de operação PV2B

Este modo de operação toma uma importância vital no processo de nivelção dos períodos de cheia e de vazio. Ao longo do dia, as baterias irão ser carregadas com energia produzida pelos módulos solares

fotovoltaicos de modo a que, nos momentos de maior consumo, possam alimentar um determinado conjunto de cargas presentes numa habitação.

Uma vez que o grande objetivo desta Dissertação de Mestrado passa por validar cada um dos modos de operação do sistema de forma individual, a ligação de módulos solares fotovoltaicos e baterias foi deixada para segundo plano. Ao invés, fontes CC e cargas resistivas foram os componentes utilizados durante a realização dos ensaios laboratoriais, uma medida que, conseqüentemente, acabou por os facilitar. No modo PV2B, a carga das baterias acabaria mesmo por ser bastante prolongada, um facto incomportável com o tempo disponível para a realização de todos os testes práticos. Adicionalmente, em ambiente laboratorial, seria ilusório produzir energia com recurso a módulos fotovoltaicos. Tais condições não são fáceis de se obter e o material em questão acaba por não existir no laboratório do GEPE.

Deste modo, uma fonte CC desempenhou o papel dos módulos solares fotovoltaicos e uma carga resistiva de  $13 \Omega$  foi conectada nos terminais de ligação das baterias. A energia irá fluir através dos conversores CC/CC *back-end*, encontrando-se desabilitadas as comutações no conversor isolado DAB. Dois algoritmos de controlo PI foram adotados para controlar a tensão no barramento CC secundário e a corrente existente na carga resistiva, atuando os seus *outputs* no conversor unidirecional do tipo *boost* e no conversor bidirecional do tipo *buck-boost* de forma correspondente. Contudo, a técnica de controlo implementada difere um pouco da que se encontra presente nas simulações efetuadas para este modo de operação, presentes na sub-secção 4.5.3 do capítulo 4: um algoritmo MPPT controlava a extração da máxima potência dos painéis e a corrente nas baterias seria variável ao longo do tempo e delimitada consoante o valor da tensão no barramento CC secundário (através de um controlo PI em cascata).

Dado que os painéis solares fotovoltaicos foram substituídos por uma fonte CC, somente faria sentido implementar o algoritmo MPPT caso a carga resistiva fosse variável, o que não é o caso. Como referido, o objetivo primordial desta Dissertação de Mestrado passa por validar o fluxo de energia nos conversores de potência, deixando-se para segundo plano a real aplicabilidade do protótipo em contexto residencial. Caso a carga fosse variável, uma outra abordagem para o controlo deste modo de operação iria consistir na regulação da tensão no barramento CC secundário com um controlo PI a ser aplicado no conversor DAB, na extração da máxima potência através de uma técnica de MPPT e na regulação da corrente na carga resistiva (baterias) através de um outro controlo PI em que o seu valor de saída seria empregue no respetivo conversor *back-end*.

Após o estudo das diversas técnicas de controlo que poderiam aqui ser aplicadas, foi definida uma referência de corrente de 500 mA para a carga resistiva e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário. Como se pode observar na Figura 6.10 (a), os valores medidos na realização do primeiro ensaio (canal 4 e canal 2, respetivamente) convergem para a marca estabelecida. De notar que

a tensão na fonte CC que simula os módulos solares fotovoltaicos é de 20 V (canal 1) e a tensão na carga é de 7,31 V (canal 3), um valor bastante aproximado do que seria teoricamente esperado. Na Figura 6.10 (b), é apresentada a tensão *gate-source* em cada um dos semicondutores de potência totalmente controlados que constituem o conversor bidirecional *buck-boost*, validando a técnica de retificação síncrona aqui aplicada. A adoção desta medida foi baseada na própria arquitetura do circuito de *driver* e na necessidade de melhorar a eficiência e reduzir as perdas por comutação neste conversor.

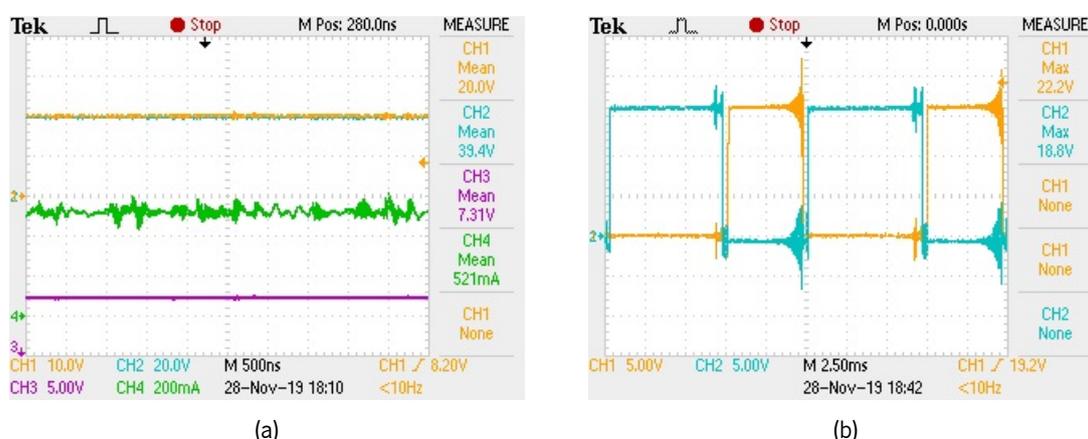


Figura 6.10: Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 500 mA para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 10V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 5V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 200mA/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div).

Uma vez que os valores de tensão e de corrente adotados no primeiro ensaio laboratorial seriam considerados relativamente baixos, a referência de corrente foi aumentada para os 1,5 A. Alterando este mesmo valor, as componentes proporcional e integral tiveram de voltar a ser calibradas, um processo que se repetiu sempre que as condições de operação variavam e que acabou por se tornar bastante moroso.

Comparando os resultados da Figura 6.11 (b) com os obtidos na 6.10 (b), facilmente se comprova que o valor do *duty cycle* do PWM aplicável ao semicondutor superior do braço é razoavelmente superior. Dado que a corrente na carga aumentou, para um valor de resistência fixo, também a tensão irá aumentar, comprovando assim a veracidade da equação 3.21. De referir ainda que na Figura 6.11 (a) são novamente apresentados os valores de tensão na fonte que simula os painéis fotovoltaicos, no barramento CC secundário e na carga resistiva de 13  $\Omega$ , bem como o valor de corrente que atravessa esta última. Os valores são em tudo similares aos obtidos na Figura 6.10 (a), alterando somente o valor da tensão e da

corrente na carga, condizente com a referência de 1,5 A adotada no algoritmo de controlo.

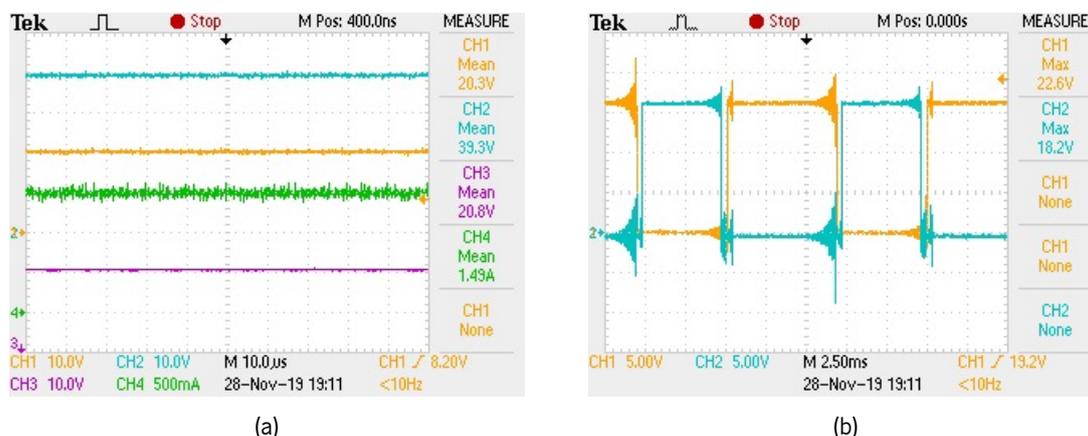


Figura 6.11: Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1.5 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 10V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 500mA/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div).

O mesmo procedimento foi efetuado no terceiro ensaio laboratorial para o modo de operação PV2B. A referência de corrente para a carga foi novamente aumentada, desta vez para os 2 A. Com esta medida, seria de esperar observar um novo aumento no valor do *duty cycle* do PWM aplicável no semicondutor superior do braço do conversor *buck-boost*, originado de forma consequente pelo aumento da tensão na carga resistiva. Este mesmo resultado pode ser observado na Figura 6.12 (b), onde a tensão *gate-source* do MOSFET em questão se encontra representada a laranja no canal 1 do osciloscópio.

Na Figura 6.12 (a) voltam a ser representados os valores de tensão e de corrente nos pontos do circuito anteriormente referenciados. Uma vez que a corrente na carga converge para a sua referência de 2 A, o valor de tensão neste ponto (26.8) estará cada vez mais próximo do existente no barramento CC secundário, isto é, a situação limite (39 V). De modo a que os valores aqui medidos fossem ainda mais precisos, os ganhos deveriam ser ajustados com maior cuidado, um processo que iria despende uma grande quantidade de tempo. Por outro lado, mesmo com uma cuidada calibração dos aparelhos de medida (apresentada nas sub-seções 5.2.2 e 5.2.3), a leitura dos valores de tensão e de corrente por parte dos ADC não é 100% fidedigna, existindo pequenas discrepâncias entre o valor lido e o real valor existente no circuito.

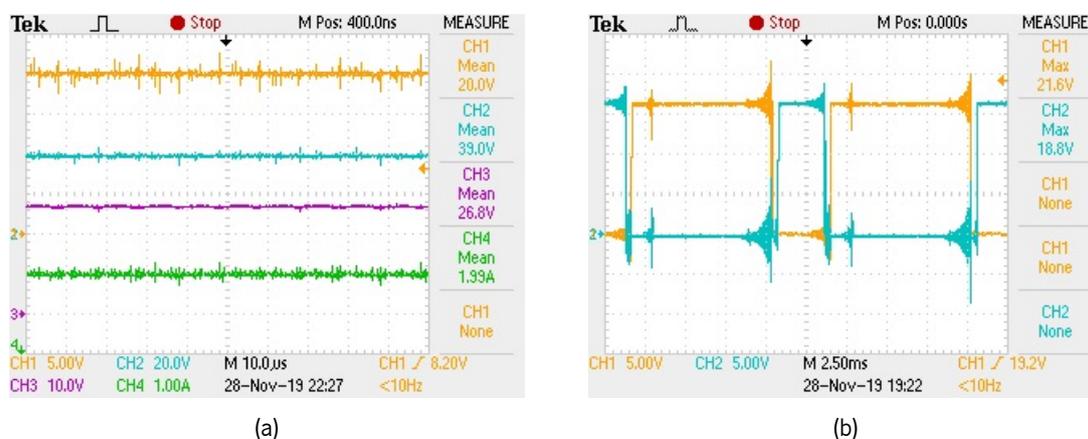


Figura 6.12: Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div).

De modo a aumentar cada vez mais os valores de potência durante este modo de operação, foi ajustado o valor de referência da tensão no barramento CC secundário para os 50 V, optando por se manter uma referência de corrente de 2 A na carga resistiva. Como se pode ver na Figura 6.13 (a), os valores medidos neste teste prático acabam por ser mais uma vez bastante satisfatórios, uma vez que, as oscilações de sinal são bastante reduzidas, mantendo-se o valor medido constante e em torno da marca estabelecida no controlo. Similarmente, na Figura 6.14 (a), é possível constatar um novo aumento da referência de tensão do barramento CC secundário, desta feita para os 60 V. O objetivo desta medida passou por afastar cada vez mais o valor da tensão neste ponto do circuito do valor existente na fonte CC que simula a injeção de energia por parte dos módulos solares fotovoltaicos (20 V), observando de seguida o comportamento do conversor CC/CC unidirecional do tipo *boost*.

A técnica de retificação síncrona é mais uma vez observada nas Figuras 6.13 (b) e 6.14 (b). Tendo em conta que a tensão na carga é a mesma para estes dois ensaios, será a tensão no barramento CC secundário a variável que acaba por influenciar o valor de *duty cycle* do sinal de PWM a aplicar aos semicondutores do respetivo conversor *back-end*. Comparando estas duas figuras e de acordo com a mudança verificada nas condições de operação, facilmente se comprova um ligeiro aumento deste parâmetro, tal como esperado através do estudo efetuado na sub-secção 3.2.3.

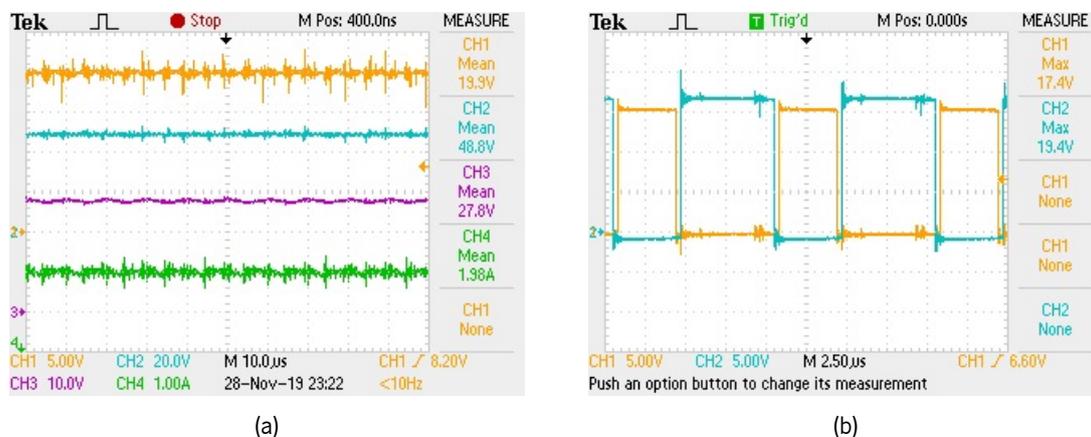


Figura 6.13: Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 50 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div).

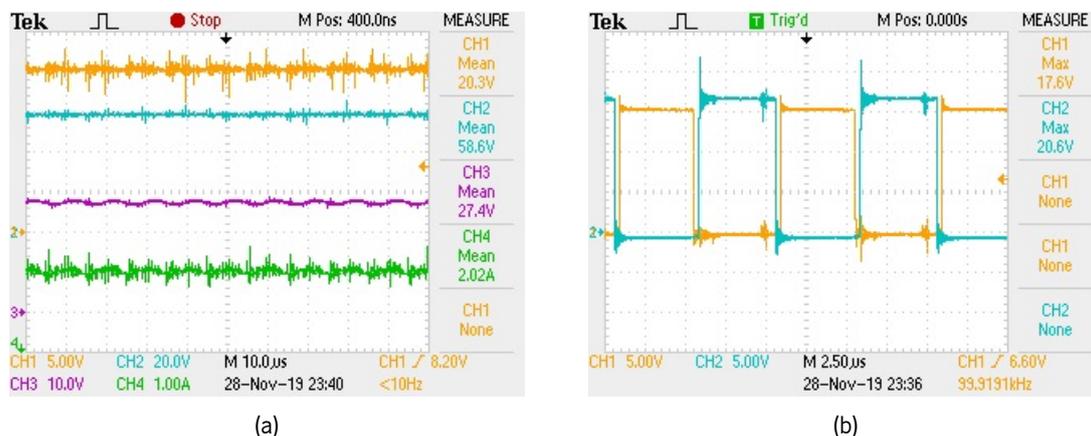


Figura 6.14: Modo de operação PV2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 60 V para o barramento CC secundário: (a) tensão nos painéis solares fotovoltaicos (CH1: 5V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nas baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 1A/div); (b) tensão nos semicondutores totalmente controlados do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost* (CH1: 5V/div) e (CH2: 5V/div).

## 6.6 Resultados Experimentais para o modo de operação G2B

Durante o modo de operação G2B, um conjunto de baterias será carregado com energia proveniente da rede CC. Para quem possui um VE, esta situação é particularmente proveitosa, uma vez que, não faz sentido realizar a carga do mesmo através da energia armazenada nas baterias que se encontram acopladas ao painel solar fotovoltaico.

Pelos motivos anteriormente referidos, durante a realização dos testes práticos no modo de operação G2B, uma carga resistiva de  $13 \Omega$  voltará a desempenhar o papel das baterias. A energia flui em direção às mesmas a partir da rede CC, simulada com recurso a uma fonte CC disponível no laboratório do GEPE. Mais uma vez, é fundamental que a tensão no barramento CC secundário e a corrente na bobina do conversor CC/CC do tipo *buck-boost* convirjam em direção a uma referência constante, previamente estabelecida nos algoritmos de controlo PI.

Neste caso em específico, foi observada a influência do algoritmo DPS no controlo do fluxo de energia proveniente da fonte CC e consumida pela carga resistiva, fundamental para que a transferência energética no conversor DAB seja efetuada de forma controlada e com elevada eficiência. De referir ainda que o desfasamento existente entre as formas de onda presentes em cada um dos lados do transformador será automaticamente ajustado pelo algoritmo de controlo PI, permitindo, de forma consequente, a regulação da tensão no barramento CC secundário. Quando o valor de  $v_{DC2}$  estiver próximo da sua referência, as comutações do conversor *back-end* do tipo *buck-boost* são habilitadas, evitando assim a ocorrência de picos de corrente e de tensão neste ponto do circuito.

Para validar o hardware e os algoritmos de controlo implementados, foram efetuados ensaios em baixa potência, definindo-se uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário e uma referência de corrente de 1 A para a carga resistiva, representativa das baterias que seriam acopladas ao sistema de geração de energia para autoconsumo. Como se pode observar na Figura 6.15 os valores adquiridos pelos aparelhos de medição convergem para as referências previamente estabelecidas, representados no canal 2 e no canal 4 do osciloscópio de forma correspondente. Mais uma vez, o conversor CC/CC bidirecional do tipo *buck-boost* opera em modo *buck*, verificando-se uma tensão de 13,1 V na carga resistiva, De referir ainda que a tensão presente na fonte CC que simula a rede CC é de 60 V, tal como se pode observar no canal 1 do osciloscópio.

As formas de onda da tensão *gate-source* de cada um dos semicondutores do conversor *buck-boost* não são aqui representadas, uma vez que, na sub-secção anterior já foi realizado um estudo acerca do valor de *duty cycle* dos sinais de PWM face a variações nas condições de operação do sistema. Contudo, na Figura 6.16 são apresentadas as formas de onda da tensão no transformador de alta frequência no

momento em que a energia flui do lado primário para o lado secundário. Porém, estas imagens acabam por apresentar ligeiras diferenças: a Figura 6.16 (a) é referente a uma situação de equilíbrio face à razão de transformação do transformador (2:1) e a Figura 6.16 (b) demonstra o momento em que esta razão não é respeitada, mesmo que o barramento CC secundário apresente o mesmo valor que a sua referência de controlo (canal 3).

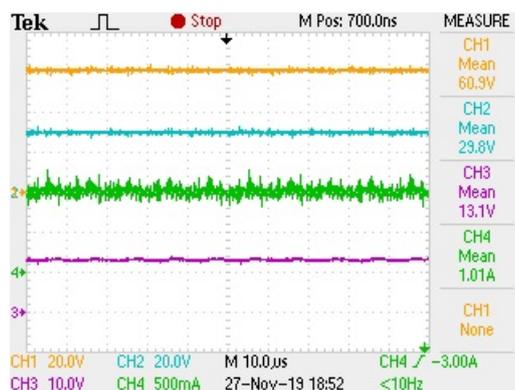


Figura 6.15: Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário.

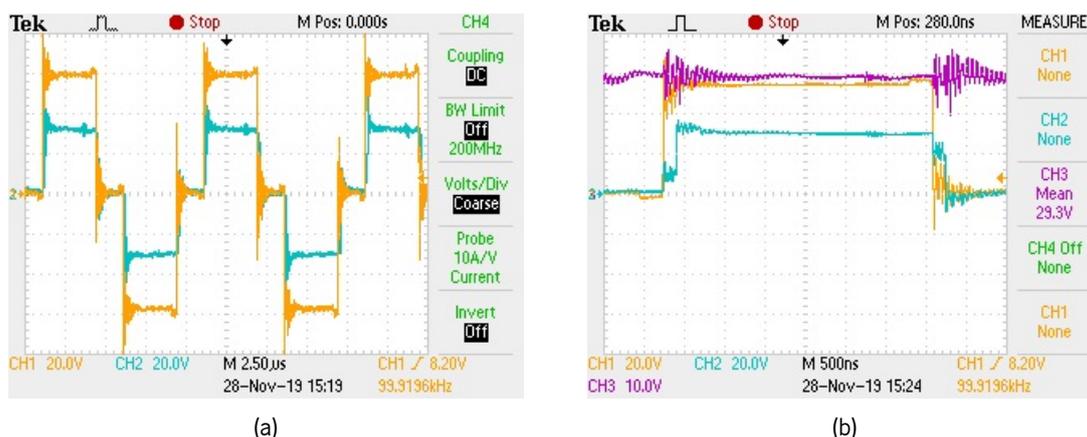


Figura 6.16: Modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante dois ciclos e meio; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe durante uma situação de desequilíbrio e tensão no barramento CC secundário (CH3: 10V/div).

Através da cuidada análise da Figura 6.16, facilmente se comprova que a diferença reside no valor do desfasamento entre as ondas representadas no canal 1 e no canal 2 do osciloscópio. Quando o equilíbrio é estabelecido, o desfasamento acaba por ser praticamente nulo, ao passo que, quando a razão entre os valores de tensão em cada um dos lados do conversor DAB diverge da razão de transformação do transformador, este mesmo desfasamento acaba por ser bastante superior. Para este teste prático, o ângulo máximo entre cada uma das pontes completas do conversor era de  $30^\circ$ , um valor que pode ser observado na Figura 6.17. Aqui, é apresentada a forma de onda da tensão *gate-source* nos semicondutores superiores do primeiro braço de cada uma das pontes completas do conversor DAB numa situação de desequilíbrio máximo, verificando-se um desfasamento de  $30^\circ$  entre estas duas tensões, isto é, o limite máximo para este mesmo ângulo. Uma vez que o sinal adquirido na segunda ponte (canal 2) se encontra atrasado em relação ao existente no lado primário (canal 1), mais uma vez se consegue comprovar a direção do fluxo de energia neste estágio de conversão, isto é, do lado primário para o lado secundário.

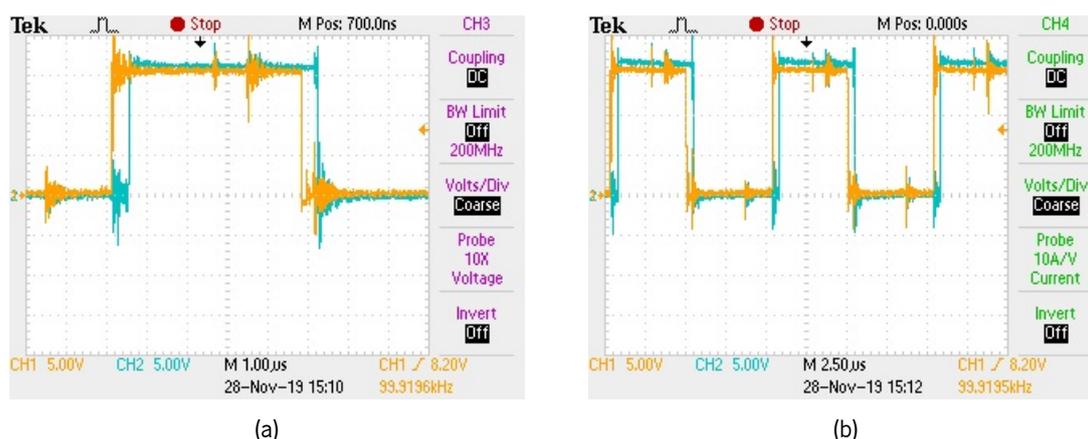


Figura 6.17: Modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no semicondutor superior do primeiro braço da primeira ponte completa do conversor DAB (CH1: 5V/div) e tensão no semicondutor superior do primeiro braço da segunda ponte completa do conversor DAB (CH2: 5V/div) durante dois ciclos e meio; (b) tensão no semicondutor superior do primeiro braço da primeira ponte completa do conversor DAB (CH1: 5V/div) e tensão no semicondutor superior do primeiro braço da segunda ponte completa do conversor DAB (CH2: 5V/div) em detalhe.

Por fim, de modo a aumentar ligeiramente o valor da potência no conversor DAB, foi redefinido o valor da referência de tensão para o barramento CC secundário, situando-se neste caso nos 40 V. Como se pode observar na Figura 6.18, a tensão na rede CC (canal 1) é agora de 80 V, respeitando deste modo a razão de transformação do transformador de alta frequência. Por outro lado, acabou por se manter as condições de operação na carga, referenciado-se a corrente a 1 A.

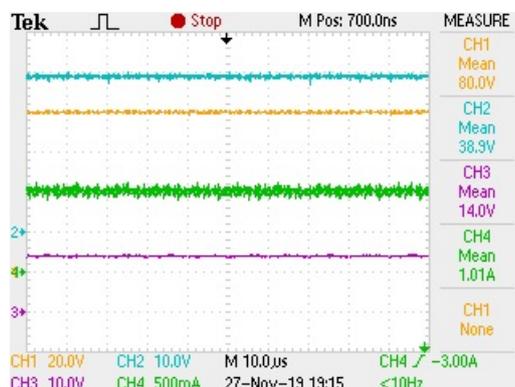


Figura 6.18: Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação G2B no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário.

## 6.7 Resultados Experimentais para o modo de operação B2G

O modo de operação B2G, como já referido ao longo deste documento, é respeitante ao momento em que as baterias injetam a energia nelas armazenada na rede CC, suplantando situações de falha energética numa habitação ou, por outro lado, quando a potência contratada é inferior à consumida. Tal como sucedeu nos resultados experimentais obtidos para os modos de operação PV2B e G2B, também aqui os valores de tensão e de corrente foram subidos de forma gradual de modo a se garantir a integridade do hardware.

Visto que o objetivo primordial desta Dissertação de Mestrado passou pela validação do hardware e dos algoritmos de controlo de cada um dos modos de operação, as baterias foram substituídas por uma fonte CC, facilitando deste modo a realização dos mais diversos ensaios laboratoriais. Similarmente, a rede elétrica CC será também simulada com recurso a uma fonte CC colocada em paralelo com uma carga resistiva de  $56 \Omega$ . Neste modo de operação, é fundamental que as baterias descarreguem a uma potência constante (e conseqüente corrente constante) e que a tensão no barramento CC secundário se mantenha próxima do seu valor de referência, fornecido na técnica de controlo *phase-shift* aplicada ao conversor DAB.

Primeiramente, é necessário que as comutações dos respetivos conversores sejam habilitadas ou desabilitadas, tal como praticado anteriormente. Assim, é garantida a inexistência de curto-circuitos e de situações anómalas que podiam conduzir à danificação de todo o sistema, providenciando ainda maior segurança ao utilizador no momento da realização de testes práticos. Seguidamente, com o objetivo de validar este modo de operação, foram empregues baixos valores de potência ao hardware, observando

posteriormente as formas de onda da tensão e da corrente em diversos pontos do circuito.

Numa fase inicial, a fonte CC que tem como objetivo simular a descarga das baterias, toma um valor fixo de 15 V para uma potência de referência de 15 W, injetando deste modo uma corrente de valor unitário numa rede CC de 50 V. Como se pode observar na Figura 6.19, as tensões no barramento CC primário (canal 1) e nos terminais de ligação das baterias (canal 3) tomam os valores anteriormente referidos, sendo somente necessário regular os valores de tensão no barramento CC secundário (canal 2) e de corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* do tipo *buck-boost* (canal 4). Para tal, uma técnica de controlo PI será utilizada em ambas as situações. O valor do *output* de cada uma delas será aplicado, de forma correspondente, na implementação do algoritmo DPS e na geração dos sinais de PWM a aplicar no conversor CC/CC unidirecional do tipo *buck-boost*. De referir ainda que a tensão de referência adotada para o barramento CC secundário é de 25 V, um valor bastante aproximado do valor médio calculado pelo osciloscópio (26,4 V).

Na Figura 6.20 são mostradas as formas de onda da tensão no lado primário e no lado secundário do transformador de alta frequência em regime permanente durante este modo de operação. Através da sua análise, é comprovada a correta implementação do algoritmo DPS uma vez que a forma de onda da tensão no lado secundário se encontra adiantada em relação à existente no primário, um facto que corrobora a transferência de energia da fonte CC conectada aos terminais da bateria para a carga resistiva conectada em paralelo com o barramento CC primário.

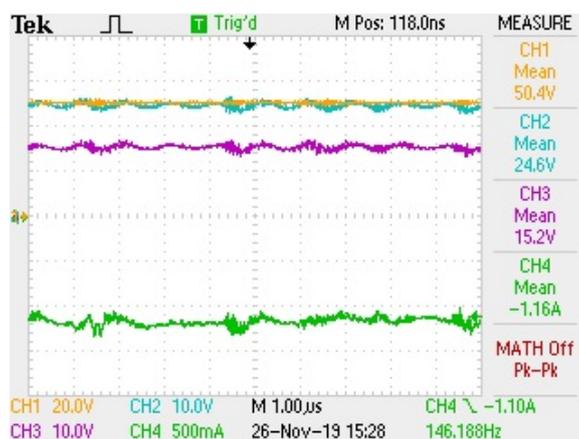


Figura 6.19: Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário.

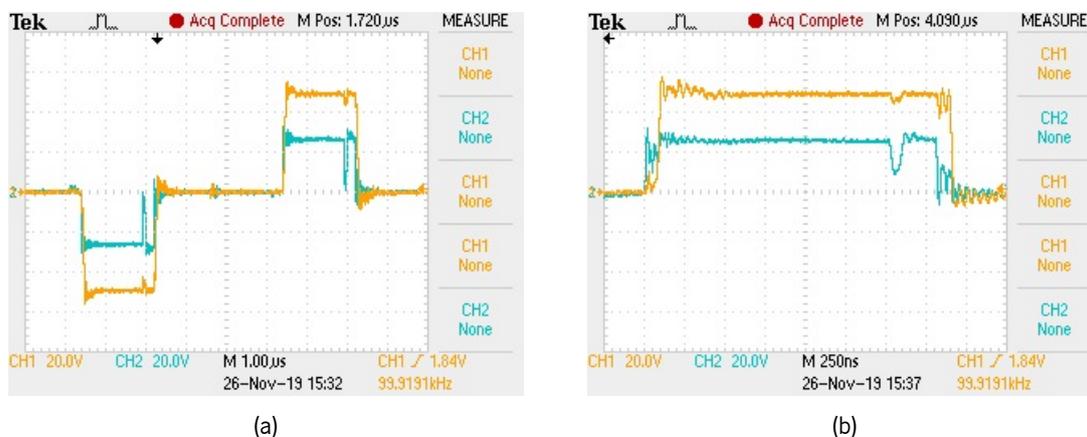


Figura 6.20: Tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário: (a) durante um ciclo completo; (b) em detalhe.

Com vista a aumentar os valores de potência, a referência de potência foi alterada para 30 W, isto é, a corrente de descarga das baterias toma agora um valor de referência constante de 2 A, o dobro do existente no resultado prático atrás apresentado. Os resultados obtidos para este ensaio laboratorial são apresentados na Figura 6.21.

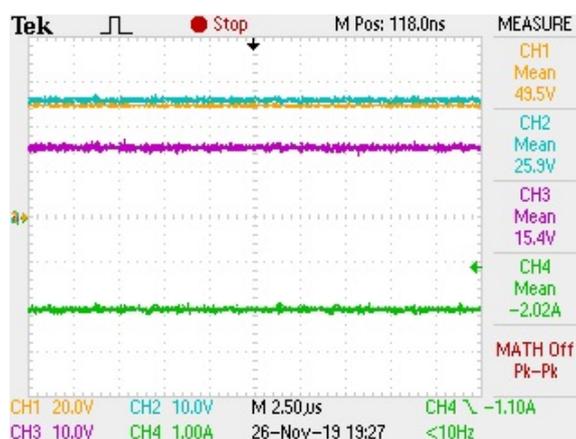


Figura 6.21: Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 1A/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 2 A para as baterias e uma referência de tensão de 25 V para o barramento CC secundário.

De modo a que os valores de tensão em cada um dos barramentos CC sejam cada vez mais elevados, o algoritmo de controlo foi otimizado para a injeção de uma corrente constante de 1 A na rede CC no momento em que a tensão no terminal de ligação das baterias é de 25 V. Observando a Figura 6.22 facilmente se comprova que o valor de tensão no barramento CC secundário é agora de 41,6 V e, respeitando a razão de transformação do transformador de alta frequência, no lado primário é de 79,3 V. Estes devem ser aumentados de forma gradual de modo a que a integridade do hardware não seja comprometida. Assim sendo, os barramentos CC primário e secundário apresentam referências de tensão de 80 e de 40 V de forma respetiva, esta última controlada com recurso a um algoritmo PI. Nos terminais de ligação das baterias, a tensão é de 25 V, um valor definido como fixo na fonte CC.

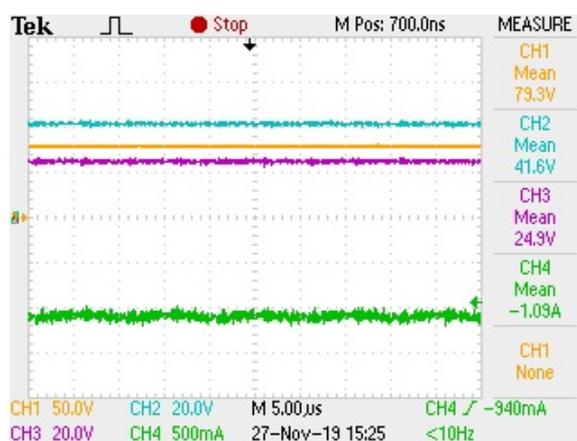


Figura 6.22: Tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação das baterias (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com as baterias (CH4: 500mA/div) durante o modo de operação B2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para as baterias e uma referência de tensão de 40 V para o barramento CC secundário.

Transversalmente a todos os modos de operação, durante a realização dos testes práticos, foi sempre tomada em consideração a reduzida robustez apresentada pelos semicondutores de potência quando acionados com recurso ao *driver* anteriormente estudado e selecionado. Quando o valor da tensão *drain-source* se aproxima da centena de volt, o sinal de PWM presente à saída do *driver* começa a ser distorcido, uma característica que poderia danificar todo o sistema a partir deste mesmo valor de tensão. Por outro lado, o constante ajuste das componentes proporcional e integral do algoritmo PI foi mais um entrave para a obtenção de valores muito mais aproximados dos nominais. Sempre que as condições de operação variavam, o valor de tais componentes teria também de ser modificado.

## 6.8 Resultados Experimentais para o modo de operação PV2G

O modo de operação PV2G é fundamental sob o ponto de vista económico do consumidor energético. No momento em que as baterias se encontram totalmente carregadas e o painel ainda é capaz de produzir energia, esta pode ser vendida à rede a preços considerados bastante atrativos, quer do ponto de vista do vendedor, quer do ponto de vista da entidade reguladora.

Contudo, como visto na secção 6.5, em ambiente laboratorial seria bastante complicado efetuar os ensaios de validação deste modo de operação utilizando painéis solares fotovoltaicos. Para tal, a injeção de energia na rede será efetuada com recurso a uma fonte CC, ao passo que, uma outra fonte CC será colocada em paralelo com uma carga resistiva e com o barramento CC primário para que a rede CC possa ser simulada. Deste modo, a implementação do algoritmo de controlo no DSP da *Texas Instruments* terá ligeiras alterações face ao simulado com recurso à ferramenta PSIM. Neste caso, ao invés de adotar um algoritmo MPPT para a extração da máxima potência de um conjunto de módulos fotovoltaicos, foi implementado um controlo PI para a regulação da corrente que percorre a bobina do conversor CC/CC unidirecional do tipo *boost*, isto é, a corrente que, em caso real, iria ser extraída de um painel solar fotovoltaico.

Como sucede nas três secções anteriores, foi necessário obter um controlo completo sobre as comutações dos semicondutores de cada um dos conversores de potência, evitando situações de curto-circuito e de picos de corrente/tensão através da habilitação das mesmas em momentos oportunos. A título de exemplo, o *enable* ao estágio de conversão que realiza a interface com os módulos fotovoltaicos só é atribuído no momento em que o barramento CC secundário está carregado com um valor de tensão muito próximo da sua referência, uma medida que acaba por providenciar maior segurança a quem realiza os ensaios laboratoriais e que contribui de forma evidente para a integridade do sistema. De referir ainda que o código implementado no DSP protege o sistema contra sobretensões e sobrecorrentes através do envio de um sinal de *disable* na ocorrência destas situações.

Deste modo, como se pode analisar na Figura 6.23 (c), a fonte CC que tem como função simular o papel dos painéis solares fotovoltaicos está regulada com uma tensão de 20 V (canal 3) e fornece uma corrente de 500 mA (canal 4) à carga resistiva de 13  $\Omega$  (canal 1) que se encontra ligada em paralelo com o barramento CC primário do sistema. Ao mesmo tempo, o barramento CC secundário (canal 2) encontra-se carregado com uma tensão de 30 V, um valor estipulado aquando da implementação do algoritmo de controlo PI. Mais uma vez, os valores medidos estão sujeitos a pequenas oscilações face ao seu valor de referência, causadas pelas (reduzidas) imprecisões de leitura por parte dos ADCs e pela obrigatoriedade de ajustar as componentes proporcional e integral sempre que as condições de operação eram alteradas, um processo que requer bastante tempo e um número muito elevado de ensaios laboratoriais. Na Figura 6.23 (a) e na Figura 6.23 (b) são apresentadas as formas de onda da tensão no primário (canal 1) e no secundário (canal

2) do transformador de alta frequência, verificando-se a existência de um desfasamento entre estes dois sinais. Uma vez que a tensão no secundário se encontra adiantada face à existente no lado primário, é validado o sentido do fluxo de energia pretendido para este modo de operação, isto é, dos painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica CC.

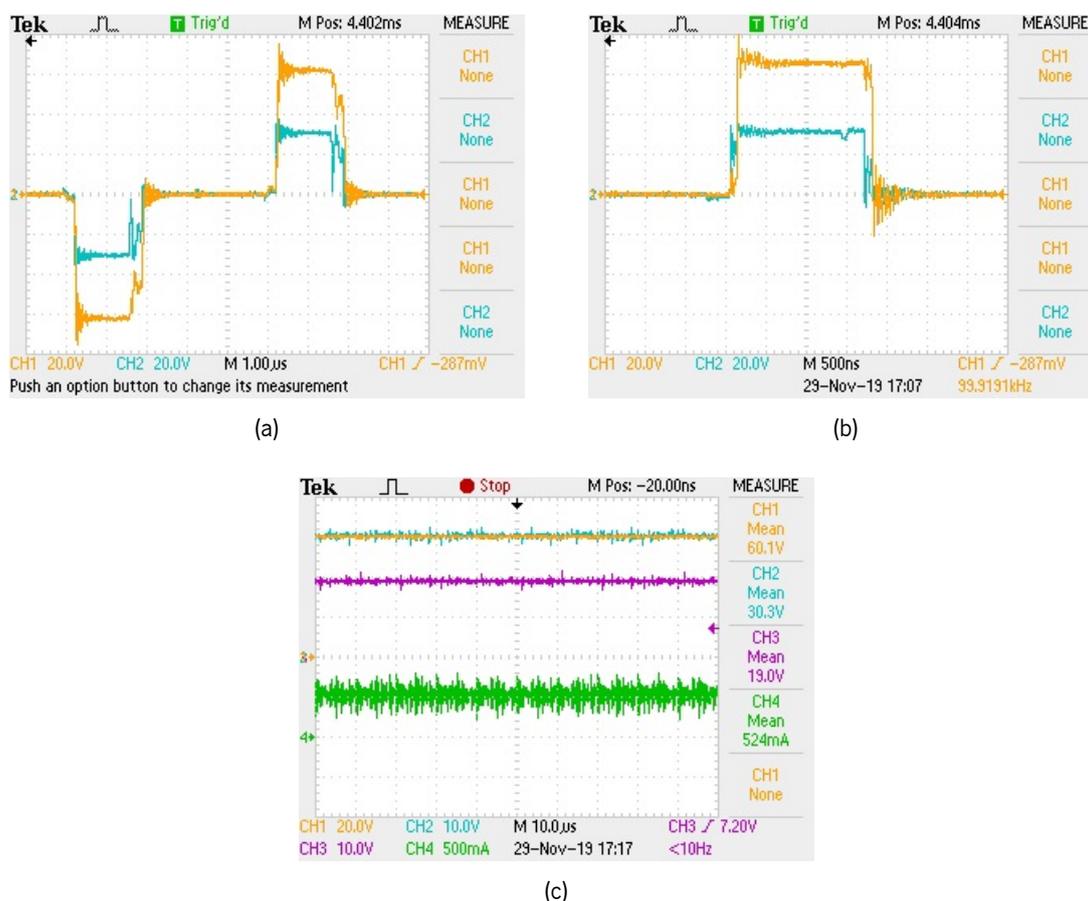


Figura 6.23: Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 500 mA para os módulos solares fotovoltaicos e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante um ciclo completo; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe; (c) tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 500mA/div).

Após a validação deste modo de operação, os resultados obtidos nos ensaios laboratoriais começaram a ser obtidos com valores de potência ligeiramente superiores: mantendo os valores de tensão nos terminais

de ligação dos painéis solares fotovoltaicos e nos barramentos CC primário e secundário, a referência de corrente medida no canal 4 do osciloscópio foi aumentada para 1 A. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 6.24 (c). Contudo, após uma cuidada análise da forma de onda da tensão no secundário do transformador (ver Figura 6.24 (a) e Figura 6.24 (b)), observa-se uma quebra no sinal, momentos antes de este se anular (canal 2 do osciloscópio). Tal falha pode ser explicada pela degradação de um dos semicondutores de potência presente na segunda ponte do conversor DAB, uma situação que deveria ser corrigida mesmo que os resultados obtidos neste modo de operação estejam de encontro com o pretendido.

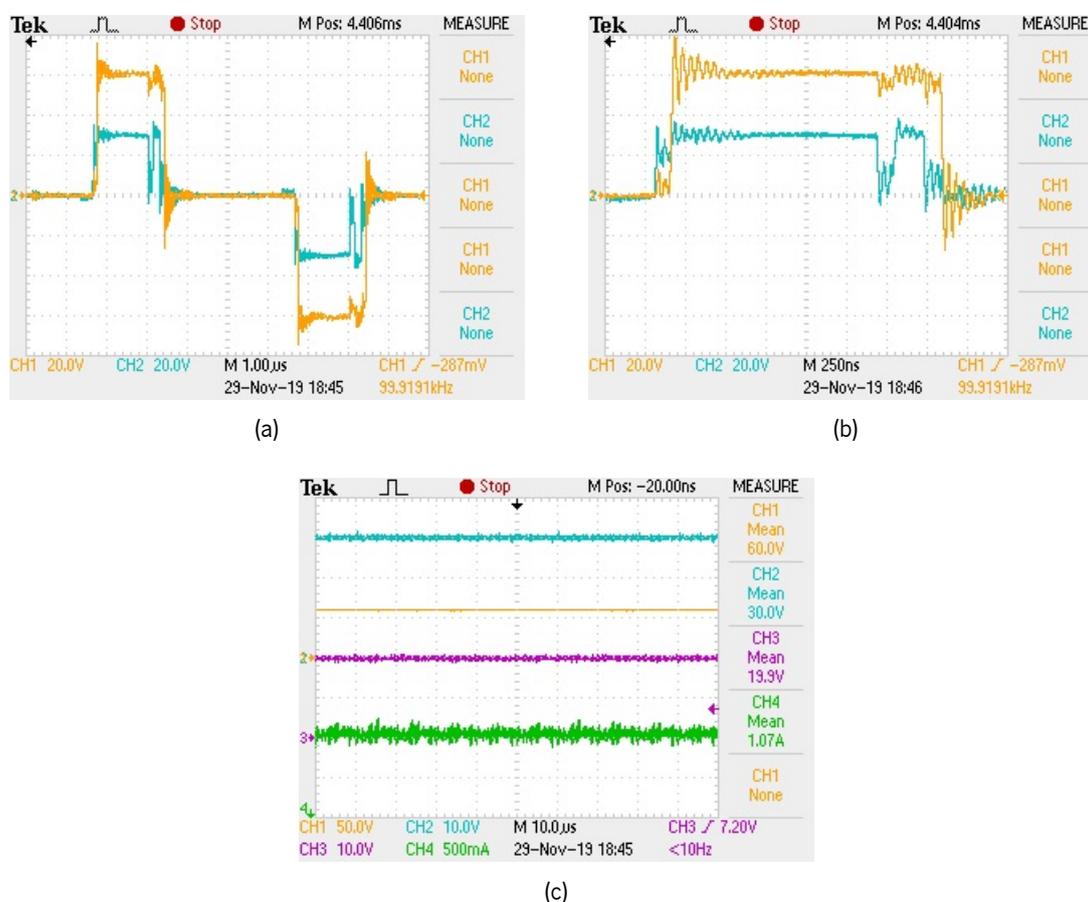


Figura 6.24: Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 1 A para os módulos solares fotovoltaicos e uma referência de tensão de 30 V para o barramento CC secundário: (a) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência durante um ciclo completo; (b) tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência em detalhe; (c) tensão no barramento CC primário (CH1: 50V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 10V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 500mA/div).

Uma vez que a carga resistiva era bastante reduzida (somente  $13 \Omega$ ), foi necessário aumentar o seu valor à medida que a referência de corrente ia também subindo. Assim sendo, na situação em que a corrente fornecida pela fonte CC que simula os módulos fotovoltaicos toma como valor  $1,5 \text{ A}$ , a carga resistiva conectada em paralelo com o barramento CC primário foi aumentada para os  $26 \Omega$ . Como se pode observa na análise da Figura 6.25 (a), as medições vão de encontro aos algoritmos de controlo implementados e às referências de tensão e de corrente indicadas em ambos os controlos PI ( $30 \text{ V}$  para o barramento CC secundário e  $1,5 \text{ A}$  para a corrente que percorre a bobina do conversor CC/CC do tipo *boost*). Na Figura 6.25 (b) é, novamente, observado o desfasamento existente entre as tensões no lado primário e secundário do transformador de alta frequência, comprovando a correta operação do conversor DAB e da técnica de controlo DPS nele aplicada.

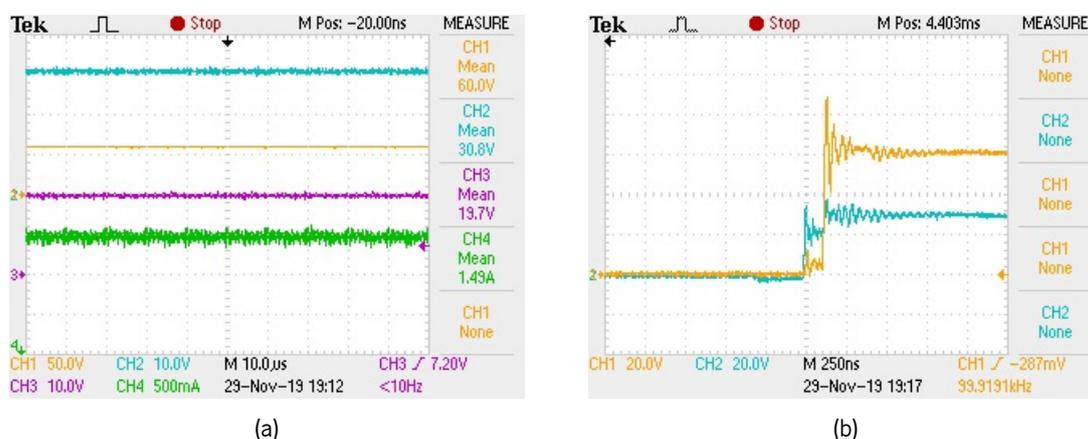


Figura 6.25: Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de  $1,5 \text{ A}$  para os módulos solares fotovoltaicos: (a) tensão no barramento CC primário (CH1:  $50\text{V}/\text{div}$ ), tensão no barramento CC secundário (CH2:  $10\text{V}/\text{div}$ ), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3:  $10\text{V}/\text{div}$ ) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4:  $500\text{mA}/\text{div}$ ); (b) Tensão no primário (CH1:  $20\text{V}/\text{div}$ ) e tensão no secundário (CH2:  $20\text{V}/\text{div}$ ) do transformador de alta frequência.

Por fim, na Figura 6.26 (a) são apresentados os resultados dos ensaios laboratoriais no momento em que a corrente do conversor CC/CC do tipo *boost* é referenciada a  $2,5 \text{ A}$ . A tensão no barramento CC secundário continua regulada nos  $30 \text{ V}$ , validando a robustez do controlo PI face às alterações nas condições de operação do sistema. Tal como apresentado nos testes práticos anteriores, na Figura 6.26 (b) estão evidenciadas as formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador de alta frequência, desta feita durante dois ciclos e meio a uma frequência de comutação de  $100 \text{ kHz}$ . Deste modo, pode ser observada a implementação do algoritmo DPS, capaz de fornecer 3 níveis de tensão a este ponto do circuito:  $-V_{CC}$ ,  $0$  e  $+V_{CC}$ . Caso a variante SPS fosse aqui aplicada, os níveis de tensão seriam somente

dois ( $-V_{CC}$  e  $+V_{CC}$ ), uma característica que acabaria por degradar a eficiência apresentada pelo conversor DAB. Na Figura 6.26 (c) é apresentada a forma de onda da tensão *gate-source* do semiconductor totalmente controlado do conversor CC/CC do tipo *boost*. De acordo com a equação 3.14, e face aos valores de tensão presentes na entrada e na saída deste conversor (20 V e 30 V respetivamente), seria de esperar a existência de um *duty cycle* de 33,3% para este mesmo sinal de PWM. Comparando o valor teórico calculado com o valor medido nos ensaios laboratoriais, facilmente se comprova a convergência entre ambos os valores, validando deste modo a operação deste mesmo conversor durante o modo de operação PV2G.

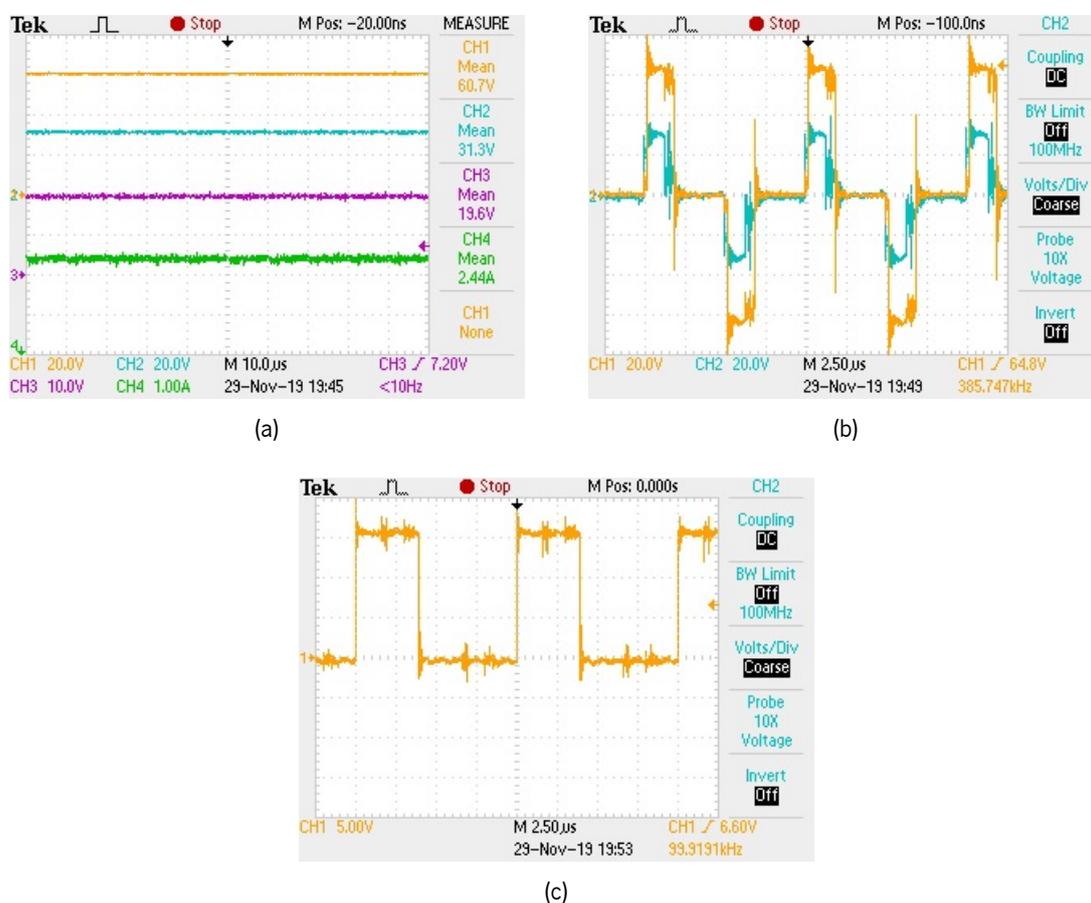


Figura 6.26: Modo de operação PV2G no momento em que é definida uma referência de corrente de 2,5 A para os módulos solares fotovoltaicos: (a) tensão no barramento CC primário (CH1: 20V/div), tensão no barramento CC secundário (CH2: 20V/div), tensão nos terminais de ligação dos painéis solares fotovoltaicos (CH3: 10V/div) e corrente na bobina do conversor CC/CC *back-end* de interface com os painéis solares fotovoltaicos (CH4: 1A/div); (b) Tensão no primário (CH1: 20V/div) e tensão no secundário (CH2: 20V/div) do transformador de alta frequência; (c) Tensão no semiconductor totalmente controlado do conversor CC/CC *back-end* do tipo *boost*.

## 6.9 Conclusões

Numa fase inicial deste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos em cada um dos testes efetuados de forma isolada aos conversores de EP do protótipo. O objetivo destes ensaios passou por validar não só o hardware implementado no capítulo 5, mas também os algoritmos de controlo neles aplicados.

Dentro deste contexto, foram efetuados testes ao conversor DAB de modo a validar o algoritmo de controlo *phase shift*, a transferência bidirecional de energia intrínseca a este estágio de conversão e a regulação da tensão no barramento CC. Adicionalmente, foi observado o comportamento do transformador de alta frequência face a variações no sentido do fluxo de energia, comparando as forma de onda da tensão e da corrente com os resultados obtidos em ambiente de simulação.

Posteriormente, de forma estrutura e isolada, foram realizados ensaios a cada um dos conversores *back-end* presentes na arquitetura adotada para esta Dissertação de Mestrado: CC/CC unidirecional não isolado do tipo *boost* e CC/CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost*. Em ambos os casos, foram aplicados 3 sinais de PWM com um *duty cycle* distinto (30%, 50% e 70%) aos semicondutores de potência correspondentes, uma medida que tinha como objetivo observar o comportamento e a robustez dos estágios de conversão face a variações nas suas condições de operação. De acordo com as equações características associadas a cada tipo de conversor, são confrontados os valores teórico calculados com os resultados obtidos em cada um dos testes, verificando ainda se as formas de onda estão em concordância com o expectável.

Tanto nos ensaios realizados ao conversor DAB como nos efetuados aos conversores CC/CC *back-end*, foram sempre respeitadas as orientações convencionais dos aparelhos de medida, nunca os adaptando de acordo com o fluxo de corrente. Esta norma acaba por ser justificada com o posicionamento fixo dos sensores na PCB, facilitando deste modo a implementação dos algoritmos de controlo em todos os estágios de conversão.

Após a validação da operação individual de cada um dos conversores de EP, foram corroborados os quatro modos de operação passíveis de serem aplicados ao sistema e que se encontram descritos na secção 3.5: PV2B, G2B, B2G e PV2G. Todos os ensaios laboratoriais foram efetuados de forma gradual, isto é, os valores de tensão e de corrente em determinados pontos do circuito foram aumentados de forma estruturada, garantindo deste modo a integridade física do sistema. Como foi possível observar em testes de robustez efetuados ao circuito de *driver* e aos semicondutores de potência totalmente controlados, a partir de 100 V, a forma de onda da tensão *gate-source* em cada um dos MOSFETs começa a se degradar, o que, conseqüentemente, se traduz na deterioração destes últimos. Por este mesmo motivo, os resultados apresentados neste capítulo não ultrapassam este mesmo valor, uma condicionante que não seria esperada

aquando da escolha destes componentes.

Nos mais diversos testes são apresentadas as formas de onda em pontos do circuito considerados pertinentes, como é o caso da tensão em cada um dos barramentos CC e da tensão e da corrente nos painéis solares fotovoltaicos e/ou baterias. Adicionalmente, quando o conversor DAB se encontra a comutar, são exibidas as formas de onda da tensão em cada um dos lados do transformador de alta frequência, validando de seguida a direção do fluxo de energia de acordo com o valor do desfasamento existente entre estes dois sinais. Na secção 6.5, referente ao modo de operação PV2B, é ainda validada a técnica de retificação síncrona aplicada ao conversor CC/CC bidirecional do tipo *buck-boost*. Com esta medida, as perdas por comutação acabam por ser mais reduzidas e a operação do estágio de conversão nunca é comprometida. À medida que a corrente na carga ia sendo aumentada, também o *duty cycle* do PWM aplicável ao semicondutor superior do braço ia aumentando.

Na secção 6.6 foi ainda observado o comportamento do algoritmo DPS numa situação de desequilíbrio no valor da razão entre as tensões existentes no lado primário e no lado secundário do conversor DAB quando em comparação com a razão de transformação do transformador de alta frequência. Quando tal desequilíbrio acontece, o desfasamento existente entre as formas de onda das tensões tende a ser superior do que numa situação de equilíbrio, isto é, quando a tensão no lado primário do DAB tem o dobro do valor da existente no lado secundário.

# 7 | Conclusão

## 7.1 Conclusões

Na presente Dissertação de Mestrado foi desenvolvido e apresentado um protótipo para um conversor de EP para aplicação num sistema de geração para autoconsumo em contexto de *DC smart microgrid*. De acordo com as ideologias associadas ao conceito de SG, a produção de energia com recurso a fontes renováveis irá tomar uma papel de destaque, sendo mesmo considerada uma das suas principais características e um dos pilares basilares à sua propagação e fixação futura. Contudo, tendo em conta o perfil de geração intermitente das mesmas, a inclusão de sistemas de armazenamento de energia é vista como um excelente complemento às renováveis, permitindo que o equilíbrio da rede seja atingido, isto é, que os picos de consumo e de produção ao longo do dia sejam nivelados. Como será de esperar, os períodos de cheia coincidem, normalmente, com os momentos de menor produção e os períodos de vazio com os de maior consumo. Deste modo, quando um conjunto de painéis solares fotovoltaicos se encontra a produzir energia durante o dia, esta última poderá ser armazenada num conjunto de baterias e usada de forma posterior quando o consumo energético é mais elevado. Tendo em conta a premissa da bidirecionalidade energética, foram adotados 4 modos de operação para o sistema, capazes de responderem às necessidades energéticas do consumidor e de, fundamentalmente, trazerem vantagens económicas para a entidade reguladora da rede e para o próprio consumidor. De um modo simplista, as baterias poderão ser carregadas através da rede (G2B) ou através dos painéis solares fotovoltaicos (PV2B) e fornecer energia à rede em situações de falha desta última (B2G). Por fim, nos momentos em que as baterias estejam totalmente carregadas, os painéis poderão enviar a energia por si produzida diretamente para a rede (PV2G).

Assim sendo, no capítulo 1 desta Dissertação de Mestrado é realizada uma pequena introdução aos problemas inerentes ao agravamento das alterações climáticas, fornecendo soluções baseadas em eletrónica de potência que sejam capazes de contribuir para a sustentabilidade e para a descarbonização do planeta. A crescente propagação de sistemas de geração de energia para autoconsumo com recurso a fontes renováveis é considerada um exemplo perfeito para o tema em questão, uma aplicação que tem como objetivo quebrar o paradigma da produção centralizada e, deste modo, providenciar um maior número

de vantagens ao consumidor. Dentro desta ideologia, este último acabará também por se tornar produtor de energia, podendo inclusive a vender à rede nos períodos de cheia. Adicionalmente, dado que o número de cargas CC numa habitação é muito mais elevado que o número de cargas CA, será de esperar uma mudança (ainda mais) radical na estrutura que se pretende implementar na rede elétrica, mudança essa que é considerada a base desta Dissertação de Mestrado: a aplicação de sistemas de EP em contexto de *DC microgrid*.

Após a apresentação do problema e do sistema de EP a implementar, no capítulo 2 é efetuado um estudo teórico referente à possível estrutura que uma *DC microgrid* pode tomar e às temáticas da tecnologia solar fotovoltaica e dos sistemas de armazenamento de energia. Num primeiro momento, são apresentados dados relativos à produção e à capacidade instalada de energia em Portugal e no mundo com base em fontes renováveis, colocando especial foco de atenção na energia solar fotovoltaica. São ainda retratados os algoritmos de controlo capazes de extrair a máxima potência deste tipo de sistemas, averiguadas as condições de operação a que um painel solar será sujeito durante o seu funcionamento e apresentada uma classificação referente aos mais distintos tipos de células fotovoltaicas. Seguidamente, são revistas algumas das tecnologias de sistemas de armazenamento de energia existentes no mercado, destacando de forma consequente as baterias secundárias. Estas podem ser produzidas com diferentes elementos químicos e, tendo em conta esta mesma constituição, alguns tipos acabarão por ser mais ou menos adequados para um certo tipo de aplicações. De acordo com possíveis alterações nas condições de operação das baterias, os seus parâmetros irão também variar e, caso não sejam tomadas as devidas precauções, o tempo de vida útil das mesmas poderá ser drasticamente reduzido. Nesta linha de pensamento, são explanados os principais algoritmos de controlo referentes aos processos de carga e descarga de uma bateria, recomendados, na maior parte das vezes, pelos fabricantes das mesmas.

Posteriormente, no capítulo 3 é realizada uma revisão bibliográfica aos mais diversos tipos de conversores de eletrónica de potência do tipo CC/CC, sejam eles isolados ou não isolados e/ou unidirecionais ou bidirecionais. Com vista a que os elementos geradores e armazenadores de energia possam ser corretamente conectados à rede CC, é fundamental que os conversores de potência adotados forneçam uma eficiência elevada a todo o sistema. Ao longo de todo este capítulo, são assim investigados os mais diversos tipos de conversores CC/CC, comparando as vantagens e as desvantagens de cada um deles. Quando os níveis de tensão entre dois pontos do circuito são bastante díspares, como é o caso do barramento CC secundário e da rede CC, é crucial que o isolamento galvânico seja garantido. Para tal, são expostas algumas topologias bidirecionais isoladas, todas elas empregues com um transformador de alta frequência de dimensão reduzida. Contudo, a interface entre os painéis fotovoltaicos e as baterias com o barramento CC secundário é efetuada com recurso a conversores CC/CC não isolados, um deles unidirecional e o outro bidirecional. Mais uma vez, foram apresentadas algumas topologias referentes a

este tipo de conversores e desmistificadas as principais características de cada uma delas. Seguidamente, na última secção deste capítulo (em 3.5), é apresentada a arquitetura proposta para o protótipo, referindo quais os tipos de conversores escolhidos e justificando de seguida os motivos que levaram à sua adoção. Por fim, são apresentados os modos de operação e indicadas as situações em que os mesmos serão empregues.

Após a apresentação da topologia e dos modos de operação propostos, é necessário que os mesmos sejam validados em ambiente de simulação. De modo a que a implementação física de todo o sistema seja muito mais facilitada e, fundamentalmente, mais segura, este passo intermédio é considerado vital e deve ser interpretado como uma aproximação bastante fidedigna à realidade, isto é, caso não sejam definidas condições ideais de operação para cada um dos componentes. Tendo em conta a preponderância do conversor DAB no fluxo de energia em 3 dos 4 modos de operação, são demonstrados os resultados de simulação obtidos em malha aberta para este mesmo estágio. O objetivo deste ensaio passou por validar o algoritmo DPS e, assim, comprovar as suas vantagens relativamente a outras técnicas de controlo que podiam ser aqui aplicadas. Além do mais, são observadas as formas de onda da tensão e da corrente em regime transitório, uma situação que provoca tremendo stress nos semicondutores e que, inclusive, pode conduzir à sua danificação. Posto isto, são posteriormente mostrados os resultados de simulação de cada um dos modos de operação, efetuados em concordância com os valores nominais de operação e com os *datasheets* das baterias e dos módulos solares fotovoltaicos escolhidos. Em cada uma das secções deste capítulo são ainda expostos os diagramas de blocos dos respetivos algoritmos de controlo e justificados os motivos que levaram à adoção dos mesmos.

O capítulo 5 é referente à implementação do circuito de controlo e do andar de potência do protótipo. Deste modo, são apresentados todos os componentes utilizados em cada uma das montagens, referidos os princípios de operação de cada um deles e justificados os motivos que levaram à sua empregabilidade em detrimento de outros existentes no mercado. Uma vez que as duas PCBs que compõem a arquitetura desta Dissertação de Mestrado são de autoria própria, é importante indicar a localização de todos os componentes nas mesmas, uma disposição que foi efetuada de modo a que o DSP e os sensores não fossem perturbados por ruídos e por interferências eletromagnéticas provenientes do transformador de alta frequência e das bobinas presentes nos conversores *back-end*. O desenvolvimento destas PCBs foi efetuado de raiz com recurso à ferramenta *PADS*, uma medida que teve como objetivo fazer jus ao nome atribuído a esta dissertação, isto é, conceber um inversor compacto e, sobretudo, unificado, abandonando definitivamente as típicas soluções modulares. Desde que o design das mesmas começou a ser ponderado que a redução de custos foi sempre uma bandeira bem patente, optando-se por componentes mais baratos, mas que, ao mesmo tempo, fossem capazes providenciar elevada eficiência ao sistema de EP. A título de exemplo, foram adotados *drivers* capazes de receber dois sinais de PWM complementares, uma medida que

permitiu reduzir para metade o número destes últimos e também de fontes isoladas, minimizando assim os custos associados. Neste capítulo, são ainda apresentadas todas as montagens analógicas adotadas neste protótipo (proteção de *gate*, condicionamento de sinal e deteção de erros), é efetuado um estudo comparativo entre condensadores de filme e condensadores eletrolíticos e são demonstrados os passos necessários à implementação e ao design do transformador de alta frequência que interliga cada uma das pontes do conversor DAB.

Por fim, no capítulo 6, são apresentados os resultados obtidos nos testes efetuados de forma isolada a cada um dos conversores de potência. Assim sendo, a validação de todo o hardware implementado constitui um passo fundamental para que os ensaios relativos a cada um dos modos de operação sejam efetuados com a maior segurança possível. Por conseguinte, de modo a aferir acerca da robustez e do comportamento de cada um dos conversores face a variações nas suas condições de operação, foram aplicados sinais de PWM com um *duty cycle* distinto em cada uma das situações. Deste modo, seria possível comprovar se as formas de onda obtidas na realização dos testes iam de encontro ao expectável e se os valores teóricos de tensão e de corrente calculados com recurso às equações características de cada um dos conversores convergiam para as medições efetuadas pelo próprio osciloscópio. De referir ainda que, nos ensaios realizados ao conversor DAB, estava implementado um algoritmo DPS, a média dos valores medidos pelos sensores era efetuada com recurso a uma técnica de janela deslizante e a regulação do barramento CC foi obtida com recurso a um controlo PI. Por outro lado, os testes efetuados aos conversores CC/CC *back-end* foram em malha-aberta, aplicando-se valores constantes de PWM aos semicondutores correspondentes.

Posteriormente, ainda neste capítulo, foram exibidos os ensaios laboratoriais a cada um dos modos de operação do sistema, corroborando os algoritmos de controlo simulados no capítulo 4 e todo o hardware empregue em cada uma das PCBs. De modo a que a integridade do hardware fosse mantida, todos os testes efetuados foram limitados a uma tensão de 100 V e realizados de forma estruturada, subindo aos poucos o valor da potência em cada um dos conversores. Foram ainda validadas os algoritmos PI e DPS e a técnica de retificação síncrona, fundamentais para a correta operação do sistema e para o controlo da direção do fluxo de energia em cada um dos conversores.

## 7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Após a obtenção dos resultados práticos que validam a correta operação da topologia proposta em cada um dos seus quatro modos de operação, foi realizada uma retrospectiva ao trabalho efetuado ao longo desta Dissertação de Mestrado. Com vista a melhorar a performance do sistema, foram identificados aspetos que

poderiam ser melhorados ou realizados de forma distinta. Uma vez que o conceito de *microgrid* é bastante abrangente, se o tempo para a realização deste projeto fosse mais extenso, poderiam ser implementadas novas funcionalidades, modos de operação e topologias de conversores CC/CC mais complexas e com valor de eficiência mais elevado.

Apesar de cada um dos modos de operação apresentar resultados satisfatórios, estes foram obtidos com valores de tensão e de corrente ligeiramente distantes dos nominais. À medida que os valores de potência vão sendo incrementados, a integridade do hardware pode começar a ser comprometida e a temperatura de todo o sistema aumenta exponencialmente. Contudo, seria pertinente aferir acerca do comportamento de cada um dos conversores nestas condições, tomando-se para tal as devidas precauções térmicas e garantindo que os semicondutores de potência suportariam a corrente que neles iria fluir. Para mitigar este problema, a frequência de comutação aplicada aos semicondutores do DAB poderia ser mais aumentada para os 200 kHz, diminuindo deste modo o valor da corrente no transformador de alta frequência e o stress aplicado a cada um dos MOSFETs.

Mesmo que a arquitetura atribuída ao sistema tenha sido estruturada a pensar na aplicabilidade do mesmo num contexto de *DC smart microgrid*, e mais concretamente de *smart home*, seria interessante desenvolver e implementar um conversor CA/CC para conexão à rede elétrica. Deste modo, seria comprovada a possível aplicação deste protótipo numa SG através dos processos de injeção e de absorção de energia a partir da *main grid* e possíveis problemas de QEE poderiam ser mitigados com recurso a este estágio de conversão.

Uma vez que as duas PCBs que constituem a arquitetura do conversor foram desenvolvidas de raiz, à partida seria de esperar a necessidade de aplicar pequenas correções e alguns *upgrades* ao design das mesmas. A título de exemplo, para reduzir as perdas e o ruído EMI emitido por todos os elementos magnéticos, seria mais conveniente que estes últimos estivessem soldados diretamente na PCB. Como visto no capítulo 5, a conexão do transformador e das bobinas ao circuito de potência e efetuada com fios condutores, motivo pelo qual a eficiência de todos os conversores ainda poderia apresentar valores mais satisfatórios do que os atuais. Outro parâmetro que poderia contribuir de forma muito significativa na eficiência dos conversores seria a substituição do transformador de alta frequência por um transformador planar, um componente considerado vanguardista e de pequena dimensão, duas características que estão diretamente associadas ao conceito desta Dissertação de Mestrado.

Como referido, o transformador de alta frequência é um componente magnético que irradia elevados valores de ruído EMI. Apesar de este aspeto ter sido tomado em consideração no momento do design da PCB, não se tomou particular atenção à localização dos conectores de ligação deste componente a cada uma das pontes completas do conversor DAB. Estes últimos encontram-se demasiado afastados do local

designado ao transformador, motivo pelo qual as formas de onda da tensão e da corrente apresentam um *ringing* considerável. Uma medida que seria capaz de contribuir para a redução deste efeito passava pela exploração das condições de ZVS e de ZCS do DAB. Adicionalmente, um TVS (*Transient Voltage Suppressor*) poderia ser conectado em paralelo com cada semiconductor de potência de modo a que os picos de tensão que surgem no momento das comutações pudessem ser eliminados.

Tendo em conta esta mesma questão, na Figura 7.1 são apresentadas duas formas de onda referentes à tensão no lado primário do transformador de alta frequência. Para a medição de um mesmo sinal, facilmente se comprova que os resultados obtidos acabam por ser bastante distintos. Se no canal 1 do osciloscópio a medição é efetuada nos enrolamentos do transformador, no canal 3 é apresentado o mesmo sinal, desta feita, adquirido nos terminais de ligação do elemento magnético à PCB. A ocorrência de *ringing* no sinal medido no canal 1 é explicada pelo simples facto de existirem fios condutores (ainda que curtos) entre estes dois pontos do circuito. Caso o transformador de alta frequência fosse soldado diretamente na PCB, as perdas do mesmo seriam drasticamente reduzidas e a sua eficiência acabaria por ser aumentada. Contudo, a Figura 7.1 foi obtida no momento em que ainda não se tinha procedido à compactação do protótipo, motivo pelo qual o *ringing* aqui apresentado é bastante superior aos resultados obtidos no capítulo 6.

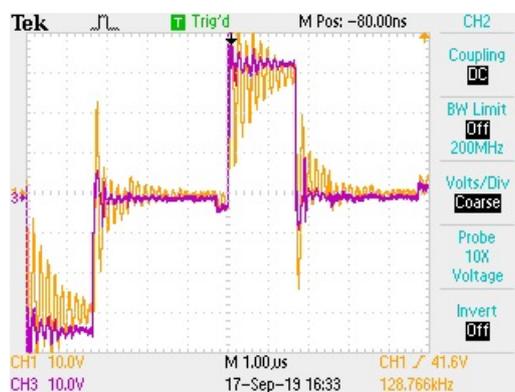


Figura 7.1: Comparação entre as formas de onda da tensão no lado primário do transformador, medidas nos enrolamentos deste último (CH1: 10V/div) e no seu terminal de ligação à PCB (CH3: 10V/div).

Antes do se ter iniciado o processo referente ao design das PCBs, era pretendido colocar o circuito de driver na PCB que contém as restantes montagens e componentes elétricos. Deste modo, o circuito de potência e o circuito de controlo eram colocados numa só placa, unificando todo o sistema e abandonando definitivamente o conceito modular adotado em algumas aplicações de EP. Otimizando a disposição e as ligações elétricas entre alguns componentes, esta ideia acabaria por ser viável sem que o tamanho da PCB fosse comprometido. Para facilitar esta tarefa, deveria ser investigada a adoção de sensores de tensão

com volume mais reduzido e tentar incluir o já referido transformador planar na arquitetura da PCB.

Tendo em conta o objetivo primordial de dotar os semicondutores de potência com valores mais elevados de eficiência, novos avanços têm vindo a ser desenvolvidos neste campo de investigação. Um caso específico é a crescente expansão de semicondutores totalmente controlados com 4 pinos, sendo que dois deles são respeitantes à *source* deste componente. Uma vez que a *source* terá conexão à PCB de driver e de forma direta ao circuito de potência, estas ligações deverão ser realizadas por dois pinos diferentes, reduzindo em cerca de 10% a corrente de dreno [161]. Como se pode ver na Figura 7.2 (b), a referência de um PWM proveniente do circuito de *driver* irá ser conectada o mais próximo possível da *source* do semicondutor, evitando-se deste modo a degradação do sinal provocada pela corrente de fuga existente neste terminal. De modo a que os sinais aplicados aos MOSFETs SiC apresentassem menor *ringing* e perdas de comutação mais reduzidas, esta solução, a par da adoção de uma tensão de  $V_{GS}$  de -5 V no momento de *turn-off* dos semicondutores, poderia ser adotada para este sistema de EP.

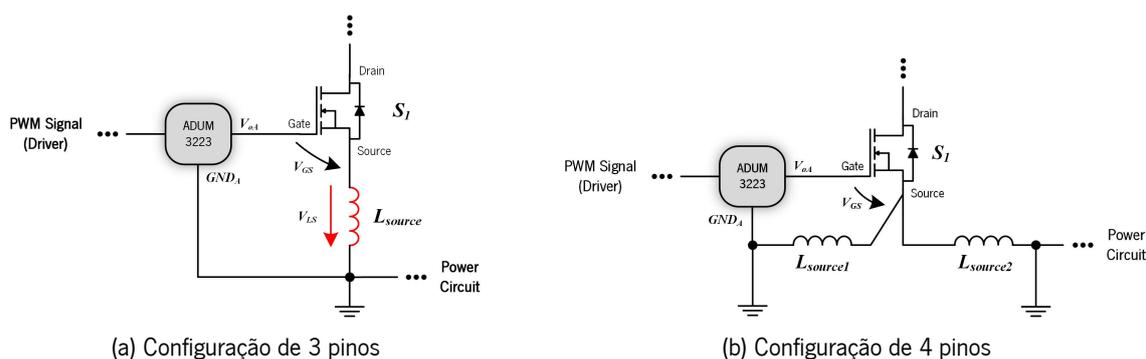


Figura 7.2: Comparação dos esquemas de ligação dos semicondutores de potência de 3 e 4 pinos.

Uma vez que os sinais de saída do circuito de condicionamento de sinal são enviados para o DSP através de fios condutores muito compridos, uma nova revisão deveria ser efetuada ao layout da PCB unificada. Alterando a disposição dos terminais existentes na PCB, o tamanho dos condutores poderia ser reduzido, levando a que a leitura dos valores digitais fosse efetuada com maior precisão e sem oscilações significativas.

Para obter resultados mais satisfatórios em ambiente de simulação e, de forma consequente, na implementação do sistema, deveriam ter sido realizados testes em circuito aberto e em curto circuito ao transformador de alta frequência, Deste modo, seriam obtidos os valores dos parâmetros internos deste elemento magnético, considerados essenciais para a validação do algoritmo *phase shift*.

Mesmo que as topologias adotadas para os conversores CC/CC sejam capazes de validar cada um dos modos de operação, poderiam ser implementadas estruturas mais complexas e com um maior número de

vantagens. A título de exemplo, um conversor CC/CC bidirecional não isolado do tipo *interleaved* poderia substituir a topologia *buck-boost* empregue como interface das baterias com o barramento CC secundário. A eficiência deste conversor passaria a ser superior, porém, o controlo mais complexo.

No momento em que a arquitetura desta Dissertação de Mestrado começou a ser debatida, foi ponderada a utilização de ultracondensadores para o tipo de SAE acoplado ao sistema de geração de energia para autoconsumo. Como visto na secção 2.4.1, este sistema de armazenamento fornece um grande conjunto de vantagens quando em comparação com as baterias de chumbo-ácido ou de lítio. Todavia, o custo de aquisição destes componentes ainda é considerado elevado e a densidade de potência reduzida. Para armazenar a mesma quantidade de energia que uma bateria, um grande número de ultracondensadores teria de ser empregue no sistema. Ainda assim, seria interessante explorar o comportamento deste tipo de SAE face aos algoritmos de carga e descarga implementados, comparando de seguida os resultados obtidos.

Por fim, o desenvolvimento de uma interface gráfica traria um grande conjunto de vantagens relacionadas com a monitorização de todas as variáveis do conversor. Além deste facto, se o protótipo desenvolvido fosse comercializado e aplicado numa habitação, seria necessário embutir um LCD numa das faces da caixa, concedendo ao consumidor todas as informações relativas ao estado do sistema em tempo real. Adicionalmente, este ecrã deveria também permitir o controlo e o comando de todo o sistema.

## Bibliografia

- [1] Michael Adetunji Arove and Sewanu Isaac Bankole. *Petroleum Industry Activities and Climate Change: Global to National Perspective: The Political Ecology of Oil and Gas Activities in the Nigerian Aquatic Ecosystem*, chapter 18, pages 277–292. Elsevier Inc., 2017.
- [2] Matthias Aengenheyster, Qing Yi Feng, Frederick Van Der Ploeg, and Henk A. Dijkstra. The point of no return for climate action: Effects of climate uncertainty and risk tolerance. *Earth System Dynamics*, 9:1085–1095, 2018.
- [3] Oliver R. Inderwildi and David A. King. Energy shift: decline of easy oil and restructuring of geo-politics. *Frontiers in Energy*, 10:260–267, 2016.
- [4] Carlos Borrego, Myriam Lopes, Isabel Ribeiro, and Anabela Carvalho. As alterações climáticas: uma realidade transformada em desafio. *Revista Captar: Ciência e Ambiente para Todos*, 2(2), 2010.
- [5] Vanda Viegas, Ulisses M. Azeiteiro, João Alveirinho Dias, and João Fátima Alves. Alterações Climáticas, Perceções e Racionalidades. *Revista de Gestão Costeira Integrada*, 14(3), 2014.
- [6] Al Gore. *Earth in the Balance: Forging a New Common Purpose*. Routledge, 2007.
- [7] João Bernardo. Plano Nacional Integrado Energia-Clima: Linhas de Atuação para o Horizonte 2021-2030. Publicado pela República Portuguesa, 2019.
- [8] Produção de Energia Elétrica em Portugal Continental. Disponível Online em <https://www.apren.pt/pt/energias-renovaveis/producao>. Acedido: 2019-08-26.
- [9] António Sá da Costa. Negócios em rede: Energias renováveis - uma voz activa no sector, Março 2018.
- [10] Agência Portuguesa do Ambiente and Comité Executivo da Comissão para as Alterações Climáticas. *Roteiro Nacional de Baixo Carbono 2050 - Análise técnica das opções de transição para uma economia de baixo carbono competitiva em 2050*. Agência Portuguesa do Ambiente, 2012.

- [11] Xiaolong Shi, Jiuchun Jiang, and Xintao Guo. An efficiency-optimized isolated bidirectional DC-DC converter with extended power range for energy storage systems in microgrids. *Energies*, 6(1):27–44, 2013.
- [12] Vitor Monteiro, J.G. Pinto, and João L. Afonso. Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(3):1007–1020, Março 2016.
- [13] David Zhan. *Design Considerations for a Bidirectional DC / DC Converter*. Renesas Electronics Corp., Setembro 2018.
- [14] Bismal K. Bose. Power Electronics in Smart Grid and Renewable Energy Systems. *Proceedings of the IEEE*, 105(11):2007–2010, Novembro 2017.
- [15] Massoud Amin. *The Case for Smart Grid*. Public Utilities Fortnightly, Março 2015.
- [16] Bin Zhou, Wentao Li, Ka Wing Chan, Yijia Cao, Yonghong Kuang, Xi Liu, and Xiong Wang. Smart home energy management systems: Concept, configurations, and scheduling strategies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 61:30–40, 2016.
- [17] IEA. World Energy Outlook 2018: The Future is Electrifying. *Oecd/lea*, 2018.
- [18] João Luiz Afonso and Vitor Monteiro. Futuro Sustentável - Energia mais renovável, descentralizada, flexível, de mais qualidade. Disponível Online em <http://hdl.handle.net/1822/58707>, Agosto 2018. Acedido: 2019-08-07.
- [19] Jackson John Justo, Francis Mwasilu, Ju Lee, and Jin-Woo Jung. AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 24:387–405, 2013.
- [20] Ahmed T. Elsayed, Ahmed A. Mohamed, and Osama A. Mohammed. DC microgrids and distribution systems: An overview. *Electric Power Systems Research*, 119:407–417, 2015.
- [21] Peter Fairley. Edison’s Revenge: The Rise of DC Power. *MIT’s Technology Review magazine*, Abril 2012.
- [22] Peter Fairley. DC versus AC: The second war of currents has already begun. *IEEE Power and Energy Magazine*, 10(6), Dezembro 2012.
- [23] DGEG Direção Geral de Energia e Geologia. Renováveis - estatísticas rápidas, Abril 2019.

- [24] Pravin P. Varaiya, Felix F. Wu, and Janusz W. Bialek. Smart Operation of Smart Grid: Risk-Limiting Dispatch. *Proceedings of the IEEE*, 99(1):1–18, 2010.
- [25] Samuele Grillo, V. Musolino, Luigi Piegari, Enrico Tironi, and Carlo Tornelli. DC Islands in AC Smart Grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1):89–98, 2014.
- [26] M. H.F. Ahamed, U. D.S.D. Dissanayake, H. M.P. De Silva, H. R.C.G.P. Pradeep, and N. W.A. Lidula. Modelling and Simulation of a Solar PV and Battery Based DC Microgrid System. *International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, pages 1706–1711, 2016.
- [27] Luiz Antonio De Souza Ribeiro, Osvaldo Ronald Saavedra, Shigeaki Leite De Lima, and Jos Gomes De Matos. Isolated micro-grids with renewable hybrid generation: The case of Lençóis island. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2(1):1–11, 2011.
- [28] Brian T. Patterson. DC, Come Home: DC Microgrids and the Birth of the Enernet. *IEEE Power and Energy Magazine*, 10(6):60–69, 2012.
- [29] Tomislav Dragičević, Xiaonan Lu, Juan C. Vasquez, and Josep M. Guerrero. DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5):3528–3549, 2016.
- [30] Myung Hyo Ryu, Ho Sung Kim, Ju Won Baek, Heung Geun Kim, and Jee Hoon Jung. Effective test bed of 380-V DC distribution system using isolated power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62:4525–4536, 2015.
- [31] Vahidreza Nasirian, Seyedali Moayedi, Ali Davoudi, and Frank L. Lewis. Distributed cooperative control of dc microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4):2288–2303, 2015.
- [32] A. A. Khodadoost Arani, G. B. Gharehpetian, and M. Abedi. Review on Energy Storage Systems Control Methods in Microgrids. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 107:745–757, Dezembro 2018.
- [33] Seyfettin Vadi, Sanjeevikumar Padmanaban, Ramazan Bayindir, Frede Blaabjerg, and Lucian Mihet-Popa. A Review on Optimization and Control Methods Used to Provide Transient Stability in Microgrids. *Energies*, 12, Setembro 2019.
- [34] Rekha P. Nair and P. Kanakasabapathy. Control of a DC microgrid under dynamic load condition. *2017 IEEE International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, Dezembro 2017.

- [35] Navid Bayati, Amin Hajizadeh, and Mohsen Soltani. Protection in DC Microgrids: A comparative review. *IET Smart Grid*, 1:66–75, Outubro 2018.
- [36] United Nations. The adoption of the kyoto protocol of the united nations framework convention on climate change, 1998.
- [37] United Nations Framework Convention on Climate Change (UNFCCC). The Paris Agreement, Dezembro 2015.
- [38] Noor Syahirah Mohd Hussin, Nasrul Amri Mohd Amin, Muhammad Juhairi Aziz Safar, Rina Syazwani Zulkafli, Mohd Shukry Abdul Majid, Mohd Afendi Rojan, and Izzuddin Zaman. Performance factors of the photovoltaic system: A review. *MATEC Web of Conferences*, 225, Setembro 2018.
- [39] Deepak Verma, Savita Nema, A. M. Shandilya, and Soubhagya K. Dash. Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 54:1018–1034, Outubro 2016.
- [40] N. L. Panwar, S. C. Kaushik, and Surendra Kothari. Role of renewable energy sources in environmental protection: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15:1513–1524, Janeiro 2011.
- [41] Ministério da Indústria e Energia. Diário da república n.º 123/1988, série i de 1988-05-27, 1988.
- [42] U.S. EIA. Annual energy outlook 2019 with projections to 2050. Technical report, U.S. Department of Energy, Janeiro 2019.
- [43] Ordenamento do Território e Energia Ministério do Ambiente. Diário da república n.º 202/2014, série i de 2014-10-20, 2014.
- [44] *Energia Eólica e Gestão Técnica do Sistema Eléctrico: A Perspectiva da Regulação*, Fevereiro 2010.
- [45] Novas Barragens. Disponível Online em [https://a-nossa-energia.edp.pt/centros\\_produtores/empreendimento\\_type.php?e\\_type=nb](https://a-nossa-energia.edp.pt/centros_produtores/empreendimento_type.php?e_type=nb). Accessed: 2019-10-19.
- [46] Omar Ellabban, Haitham Abu-Rub, and Frede Blaabjerg. Renewable energy resources: Current status, future prospects and their enabling technology. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 39:748–764, Agosto 2014.
- [47] EDP Comercial. *Energia Solar EDP - Manual do Utilizador*.

- [48] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, and Ernesto Ruppert Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24:1198–1208, Maio 2009.
- [49] Shruti Sharma, Kamlesh Kumar Jain, and Ashutosh Sharma. Solar Cells: In Research and Applications—A Review. *Materials Sciences and Applications*, 6:1145–1155, 2015.
- [50] Youcef Soufi, Mohcene Bechouat, Sami Kahla, and Kais Bouallegue. Maximum power point tracking using fuzzy logic control for photovoltaic system. *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2014*, pages 902–906, 2014.
- [51] S. Sivakumar, M. Jagabar Sathik, P. S. Manoj, and G. Sundararajan. An assessment on performance of DC-DC converters for renewable energy applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 58:1475–1485, Dezembro 2015.
- [52] Moacyr Aureliano Gomes De Brito, Luigi Galotto, Leonardo Poltronieri Sampaio, Guilherme De Azevedo Melo, and Carlos Alberto Canesin. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60:1156–1167, Março 2013.
- [53] Boualem Bendib, Hocine Belmili, and Fateh Krim. A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 45:637–648, 2015.
- [54] Ioan Viorel Banu, Rzvan Beniug, and Marcel Istrate. Comparative Analysis of the Perturb-and-Observe and Incremental Conductance MPPT Methods. *The 8th international symposium on advanced topics in electrical engineering*, pages 23–26, Maio 2013.
- [55] Jubaer Ahmed and Zainal Salam. An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency. *Applied Energy*, 150:97–108, 2015.
- [56] Alivarani Mohapatra, Byamakesh Nayak, Priti Das, and Kanungo Barada Mohanty. A review on MPPT techniques of PV system under partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80:854–867, Maio 2017.
- [57] Ahmed K. Abdelsalam, Ahmed M. Massoud, Shehab Ahmed, and Prasad N. Enjeti. High-performance adaptive Perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26:1010–1021, Abril 2011.

- [58] Muralidhar Killi and Susovon Samanta. Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62:5549–5559, Setembro 2015.
- [59] Manju Santhakumari and Netramani Sagar. A review of the environmental factors degrading the performance of silicon wafer-based photovoltaic modules: Failure detection methods and essential mitigation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 110:83–100, Junho 2019.
- [60] M. M. Fouad, Lamia A. Shihata, and El Sayed I. Morgan. An integrated review of factors influencing the performance of photovoltaic panels. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80:1499–1511, 2017.
- [61] V. V. Tyagi, Nurul A.A. Rahim, N. A. Rahim, and Jeyraj A.L. Selvaraj. Progress in solar PV technology: Research and achievement. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 20:443–461, 2013.
- [62] Janne Viitanen. *Energy efficient lighting systems in buildings with integrated photovoltaics*. PhD thesis, Aalto University - School of Electrical Engineering, Março 2015.
- [63] A. Shukla, Karunesh Kant, Atul Sharma, and Pascal Henry Biwole. Cooling methodologies of photovoltaic module for enhancing electrical efficiency: A review. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 60:275–286, Outubro 2017.
- [64] K. A. Moharram, M. S. Abd-Elhady, H. A. Kandil, and H. El-Sherif. Enhancing the performance of photovoltaic panels by water cooling. *Ain Shams Engineering Journal*, 4:869–877, 2013.
- [65] Ahmet Numan Özakin, Muhammet Kaan Yesilyurt, and Kenan Yakut. Experimental Investigation of Thermal Performance of Photovoltaic Thermal (PVT) Systems. *International Journal of Engineering Research & Science (IJOER)*, 3:23–27, Dezembro 2017.
- [66] L. El Chaar, L. A. Lamont, and N. El Zein. Review of photovoltaic technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15:2165–2175, 2011.
- [67] Matthias Auf Der Maur, Tim Albes, and Alessio Gagliardi. Thin-film solar cells. *Handbook of Optoelectronic Device Modeling and Simulation: Lasers, Modulators, Photodetectors, Solar Cells, and Numerical Methods*, 2, 2017.
- [68] Kunta Yoshikawa, Hayato Kawasaki, Wataru Yoshida, Toru Irie, Katsunori Konishi, Kunihiro Nakano, Toshihiko Uto, Daisuke Adachi, Masanori Kanematsu, Hisashi Uzu, and Kenji Yamamoto. Silicon heterojunction solar cell with interdigitated back contacts for a photoconversion efficiency over 26%. *Nature Energy*, 2:2058–7546, Março 2017.

- [69] Patrick Tonui, Saheed O. Oseni, Gaurav Sharma, Qingfenq Yan, and Geneve Tessema Mola. Perovskites photovoltaic solar cells: An overview of current status. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91, Abril 2018.
- [70] Mohammad Faisal, Mahammad A. Hannan, Pin Jern Ker, Aini Hussain, Muhamad Bin Mansor, and Frede Blaabjerg. Review of energy storage system technologies in microgrid applications: Issues and challenges. *IEEE Access*, 6:35143–35164, Julho 2018.
- [71] Vinodkumar Etacheri, Rotem Marom, Ran Elazari, Gregory Salitra, and Doron Aurbach. Challenges in the development of advanced Li-ion batteries: A review. *Energy and Environmental Science*, 4:3243–3262, 2011.
- [72] Nadia M.L. Tan, Takahiro Abe, and Hirofumi Akagi. Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters. *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2011-ECCE Asia*, pages 1039–1046, 2011.
- [73] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Mohamed, and A. Ayob. Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69:771–789, Novembro 2016.
- [74] Lia Kouchachvili, Wahiba Yaïci, and Evgueniy Entchev. Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for the electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 374:237–248, Novembro 2017.
- [75] Waseem Raza, Faizan Ali, Nadeem Raza, Yiwei Luo, Ki Hyun Kim, Jianhua Yang, Sandeep Kumar, Andleeb Mehmood, and Eilhann E. Kwon. Recent advancements in supercapacitor technology. *Nano Energy*, 52:441–473, Agosto 2018.
- [76] Poonam, Kriti Sharma, Anmol Arora, and S. K. Tripathi. Review of supercapacitors: Materials and devices. *Journal of Energy Storage*, 21:801–825, Janeiro 2019.
- [77] Lei Zhang, Xiaosong Hu, Zhenpo Wang, Fengchun Sun, and David G. Dorrell. A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81:1868–1878, Maio 2017.
- [78] Danijel Pavkovic, Mihael Lobrovic, Mario Hrgetic, Ante Komljenovic, and Viktor Smetko. Battery current and voltage control system design with charging application. *2014 IEEE Conference on Control Applications, CCA 2014*, pages 1133–1138, Outubro 2014.
- [79] MIT Electric Vehicle Team. A Guide to Understanding Battery Specifications, Dezembro 2008.

- [80] Geoffrey J. May, Alistair Davidson, and Boris Monahov. Lead batteries for utility energy storage: A review. *Journal of Energy Storage*, 15:145–157, 2018.
- [81] Muhammad Aziz, Takuya Oda, Atsushi Morihara, Tomoyuki Murakami, and Nobuo Momose. Utilization of EVs and their used batteries in factory load leveling. *2014 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference, ISGT 2014*, 2014.
- [82] Na Jiao and Steve Evans. Business models for sustainability: the case of second-life electric vehicle batteries. *13th Global Conference on Sustainable Manufacturing - Decoupling Growth from Resource Use*, 40:250–255, 2016.
- [83] Languang Lu, Xuebing Han, Jianqiu Li, Jianfeng Hua, and Minggao Ouyang. A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles. *Journal of Power Sources*, 226:272–288, 2013.
- [84] Abla Khiareddine, Olfa Gam, and Mohamed Faouzi Mimouni. Techno-economic analysis of the lithium-ion and lead-acid battery in Photovoltaic pumping system. *19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, STA 2019*, pages 417–422, Março 2019.
- [85] Adam R. Sparacino, Gregory F. Reed, Robert J. Kerestes, Brandon M. Grainger, and Zachary T. Smith. Survey of battery energy storage systems and modeling techniques. *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, Julho 2012.
- [86] Laurence Kavanagh, Jerome Keohane, Guiomar Garcia Cabellos, Andrew Lloyd, and John Cleary. Global lithium sources-industrial use and future in the electric vehicle industry: A review. *Resources*, 7, Setembro 2018.
- [87] Mahammad A. Hannan, Md Murshadul Hoque, Aini Hussain, Yushaizad Yusof, and Pin Jern Ker. State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations. *IEEE Access: Advanced Energy Storage Technologies and Their Applications*, 6:19362–19378, Abril 2018.
- [88] Jamie Speirs and Marcello Contestabile. *Behaviour of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicles - Battery Health, Performance, Safety, and Cost*. Green Energy and Technology. Springer, Fevereiro 2018.
- [89] Claude Delmas. Sodium and Sodium-Ion Batteries: 50 Years of Research. *Advanced Energy Materials*, 8:1–9, 2018.

- [90] Xiaofu Xu, Dong Zhou, Xianying Qin, Kui Lin, Feiyu Kang, Baohua Li, Devaraj Shanmukaraj, Teofilo Rojo, Michel Armand, and Guoxiu Wang. A room-temperature sodium–sulfur battery with high capacity and stable cycling performance. *Nature Communications*, 9:1–12, 2018.
- [91] Xiaosong Hu, Changfu Zou, Caiping Zhang, and Yang Li. Technological Developments in Batteries: A Survey of Principal Roles, Types, and Management Needs. *IEEE Power and Energy Magazine*, 15:20–31, Outubro 2017.
- [92] East Penn Expertise and American Workmanship. *Valve-Regulated Lead-Acid (VRLA): Gelled Electrolyte (Gel) and Absorbed Glass Mat (AGM) Batteries*, Abril 2015.
- [93] Sarah Paul Ayeng’o, Toni Schirmer, Kai Philipp Kairies, Hendrik Axelsen, and Dirk Uwe Sauer. Comparison of off-grid power supply systems using lead-acid and lithium-ion batteries. *Solar Energy*, pages 140–152, Janeiro 2018.
- [94] Jingyu Yan, Guoqing Xu, Huihuan Qian, Yangsheng Xu, and Zhibin Song. Model predictive control-based fast charging for vehicular batteries. *Energies*, 4:1178–1196, Dezembro 2011.
- [95] Seyed Saeed Madani, Erik Schaltz, and Søren Knudsen Kær. An electrical equivalent circuit model of a lithium titanate oxide battery. *Batteries*, 5:1–14, Março 2019.
- [96] Jufeng Yang, Bing Xia, Wenxin Huang, Yuhong Fu, and Chris Mi. Online state-of-health estimation for lithium-ion batteries using constant-voltage charging current analysis. *Applied Energy*, 212:1589–1600, Janeiro 2018.
- [97] H. A. Kiehne. *Battery Technology Handbook*. Expert Verlag GmbH, 2 edition, 2003.
- [98] Marijn R. Jongerden and Boudewijn R. Haverkort. Battery aging, battery charging and the kinetic battery model: A first exploration. In Nathalie Bertrand, , and Luca Bortolussi, editors, *Quantitative Evaluation of Systems*, pages 88–103. Springer International Publishing, 2017.
- [99] Ersan Kabalci. *Plug-in Electric Vehicles: Power Electronics, Topologies and Energy Management*, chapter 9 - Power electronics and drives used in automotive applications, pages 249–273. Janeiro 2014.
- [100] Ivo Barbi and Denizar Cruz Martins. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Edição dos Autores, 4 edition, 2011.
- [101] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann, 3 edition, 2011.

- [102] Vratislav Michal. Dynamic Duty-cycle Limitation of the Boost DC/DC Converter allowing Maximal Output Power Operations. *International Conference on Applied Electronics*, pages 177–182, Setembro 2016.
- [103] Ryoga Kiguchi and Yasuyuki Nishida. Boost DC-DC Converter Cascade System for High Boost-Rate Application. *6th IEEE International Conference on Smart Grid, icSmartGrids 2018*, pages 283–286, Dezembro 2018.
- [104] Padiyar U. Harish, David S. Sumam, and Shetti S.S. Mahant. Voltage regulator module design considerations to enhance efficiency. *2010 5th International Conference on Industrial and Information Systems, ICIS 2010*, pages 388–392, Julho 2010.
- [105] Buck Converters and Their Cool Applications. Disponível Online em <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/buck-converters-and-their-cool-applications/>. Accessed: 2019-09-20.
- [106] C. C. Lin, L. S. Yang, and G. W. Wu. Study of a non-isolated bidirectional DC-DC converter. *IET Power Electronics*, 6:30–37, Outubro 2012.
- [107] Nguyen Duy Dinh, Nguyen Due Tuyen, Goro Fujita, and Mohd Nabil Bin Muhtazaruddin. Investigation of ZVS Condition for Dual-Active-Bridge Converter using Dual-Phase-Shift Modulation. *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, Dezembro 2014.
- [108] Kostiantyn Tytelmaier, Oleksandr Husev, Oleksandr Veligorskyi, and Roman Yershov. A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems. *2016 2nd International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, YSF 2016 - Forum Proceedings*, pages 22–28, 2016.
- [109] Deepak Ravi, Bandi Mallikarjuna Reddy, S. L. Shimi, and Paulson Samuel. Bidirectional dc to dc converters: An overview of various topologies, switching schemes and control techniques. *International Journal of Engineering and Technology(UAE)*, 7:360–365, 2018.
- [110] S. Usha, C. Subramani, B. Dinesh Naidu, and M. S.R. Vishnu Venkatesh. Analysis of non-isolated bidirectional active clamped DC-DC converter for PV and battery integrated systems. *Indian Journal of Science and Technology*, 9, 2016.
- [111] Carlos R. Baier, Miguel Torres, Javier A. Munoz, Rivera A. Marco, Espinosa N. Eduardo, and Pablo Acuna. Bidirectional power flow control of a single-phase current-source grid-tie battery energy storage system. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Junho:1372–1377, 2015.

- [112] Omar Hegazy, Joeri Van Mierlo, and Philippe Lataire. Design and Control of Bidirectional DC/AC and DC/DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pages 1–7, Maio 2011.
- [113] Ebrahim Babaei and Zahra Saadatizadeh. A new interleaved bidirectional dc/dc converter with zero voltage switching and high voltage gain: analyses, design and simulation. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 45:1773–1800, 2017.
- [114] Robert W. Erickson and Dragan Maksimović. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2 edition, 2001.
- [115] Colonel Wm. T. McLyman. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Marcel Dekker, Inc., 3 edition, 2004.
- [116] Texas Instruments. *TI Designs: TIDA-BIDIR-400-12 - Bidirectional DC-DC Converter*, Setembro 2015.
- [117] Eduardo Valmir de Souza and Ivo Barbi. Bidirectional Flyback-push-pull DC-DC Converter. *Eletrônica de Potência*, 20:195–204, Maio 2015.
- [118] Ilker Kayaalp, Tugce Demirdelen, Tahsin Koroglu, M. Ugras Cuma, K. Cagatay Bayindir, and Mehmet Tumay. Comparison of Different Phase-Shift Control Methods at Isolated Bidirectional DC-DC Converter. *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers*, 4, 2016.
- [119] Myoungho Kim, Martin Rosekeit, Seung Ki Sul, and Rik W.A.A. De Doncker. A Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage Range. *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: Green World with Power Electronics, ICPE 2011-ECCE Asia*, pages 364–371, 2011.
- [120] Huiqing Wen and Bin Su. Minimize reactive power losses of dual active bridge converters using unified dual phase shift control. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 12:654–664, Dezembro 2016.
- [121] Carlos Calderon, Andres Barrado, Alba Rodriguez, Pedro Alou, Antonio Lazaro, Cristina Fernandez, and Pablo Zumel. General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation. *Energies*, 11(9), Setembro 2018.
- [122] Philipp Joebges, Jingxin Hu, and Rik W. De Doncker. Design method and efficiency analysis of a DAB converter for PV integration in DC grids. *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference, SPEC 2016*, pages 1–6, 2016.

- [123] Bo Feng, Yubin Wang, and Jingbin Man. A novel dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pages 4140–4145, 2014.
- [124] Biao Zhao, Qiang Song, Wenhua Liu, and Yandong Sun. Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29:4091–4106, Agosto 2014.
- [125] Alberto Rodríguez, Aitor Vázquez, Diego G. Lamar, Marta M. Hernando, and Javier Sebastián. Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30:790–804, 2015.
- [126] Jing Wenlong. The bidirectional dual active bridge dc/dc converter for photovoltaic application. Master’s thesis, Xi’an Jiaotong-Liverpool University, Julho 2012.
- [127] Marek Adamowicz, Patryk Strankowski, Jdrzej Pietryka, Janusz Szewczyk, and Jarosław Guziski. SiC-based phase-shift dual half bridge DC-DC converter as a key component of multilevel cascaded MV converters. *Przegląd Elektrotechniczny*, 90:203–210, Setembro 2014.
- [128] KYOCERA Corporation. *KC200GT - High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module*.
- [129] Shandong Wina Green Power Technology Co., LTD. *Lithium-ion Battery Model: IFP 36230218–100Ah*, Dezembro 2015.
- [130] Abdul Rauf Bhatti, Zainal Salam, Mohd Junaidi Bin Abdul Aziz, and Kong Pui Yee. A comprehensive overview of electric vehicle charging using renewable energy. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 7:114–123, Março 2016.
- [131] Vitor Monteiro, Henrique Gonçalves, João C. Ferreira, and João L. Afonso. Batteries Charging Systems for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *New Advances in Vehicular Technology and Automotive Engineering*, pages 149–168, 2012.
- [132] Salman Habib, Muhammad Kamran, and Umar Rashid. Impact analysis of vehicle-to-grid technology and charging strategies of electric vehicles on distribution networks - A review. *Journal of Power Sources*, 277:205–214, 2015.
- [133] Changfu Zou, Chris Manzie, and Dragan Nesic. Model Predictive Control for Lithium-Ion Battery Optimal Charging. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 23:947–957, Abril 2018.

- [134] Nicolas Sockeel, Masood Shahverdi, Michael Mazzola, and William Meadows. High-fidelity battery model for model predictive control implemented into a plug-in hybrid electric vehicle. *Batteries*, 3, Abril 2017.
- [135] Texas Instruments. *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs) 1 Device Overview*, Abril 2019.
- [136] Markt Schwabener Str and Dr-Ing habil Jigou Liu. *Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A*. ChenYang Technologies GmbH & Co. KG, Maio 2016.
- [137] LEM. *Current Transducer LTSR 15-NP*, 2001.
- [138] Texas Instruments. *LM339, LM239, LM139, LM2901 Quad Differential Comparators*, Novembro 2018.
- [139] Texas Instruments. *xx555 Precision Timers*, Setembro 2014.
- [140] Analog Devices. *Isolated Precision Half-Bridge Driver ADUM 3223*, 2007.
- [141] Murata Power Solutions. *MEJ1 Series - 5.2kVDC Isolated 1W DC/DC Converters*, 2017.
- [142] NXP Semiconductors. *BYC8-600 Hyperfast power diode*, Maio 2013.
- [143] Vishay Intertechnology, Inc. *Capacitance and ESR - The Art and Science of Using Aluminum Electrolytic Capacitors*, 2017.
- [144] KEMET. *Introduction to Capacitor Technologies - What is a Capacitor?*, 2013.
- [145] Michael Salcone and Joe Bond. "selecting film bus link capacitors for high performance inverter applications". *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09*, pages 1692–1699, 2009.
- [146] Michael Score. "ceramic or electrolytic output capacitors in dc/dc converters – why not both?". *Analog Applications Journal*, pages 1–7, 2015.
- [147] KEMET. *A72, Polypropylene Film/Foil, Axia*, Julho 2019.
- [148] Analog Devices. *Decoupling Techniques - MT 101 Tutorial*, Março 2009.
- [149] Guangzhao Li, Li Zhai, Huiyuan Feng, and Hongtao Gu. "optimization design method of decoupling capacitor in pcb hardware of electric vehicle controller". *Energy Procedia - The 8th International Conference on Applied Energy – ICAE2016*, 105:3201–3206, 2017.

- [150] Vishay BC Components. *AC and Pulse metallized polypropylene film capacitor MKP/MKP 378*, 2006.
- [151] Xu She, Alex Q Huang, and Burak Ozpineci. Review of silicon carbide power devices and their applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10):8193–8205, Outubro 2017.
- [152] Fabrizio Roccaforte, Patrick Fiorenza, Giuseppe Greco, Raffaella Lo Nigro, Filippo Giannazzo, Ferdinando Iucolano, and Mario Saggio. Emerging trends in wide band gap semiconductors (sic and gan) technology for power devices. *Microelectronic Engineering*, 187–188:66–77, Dezembro 2017.
- [153] Cree Inc. *C3M0120090D Silicon Carbide Power MOSFET / C3M MOSFET Technology*, Novembro 2015.
- [154] STMicroelectronics. *STTH3012, Ultrafast recovery - 1200 V diode*, Março 2006.
- [155] Epcos. *Ferrites and accessories - ETD 59/31/22 Core and accessories*. TDK Group, Maio 2017.
- [156] EPCOS. *Ferrites and accessories - SIFERRIT material N87*. TDK Group, Setembro 2006.
- [157] Wire Gauge and Current Limits Including Skin Depth and Strength. Disponível Online em [https://www.powerstream.com/Wire\\_Size.htm](https://www.powerstream.com/Wire_Size.htm). Accessed: 2019-06-19.
- [158] Majid Dadafshar and Gerard Healy. *Planar versus conventional transformer*. Pulse Engineering Inc., 2012.
- [159] Payton Planar. *Payton SIZE 80*, 2013.
- [160] Coilcraft. *120 W PoE Planar Transformers*, Julho 2017.
- [161] Infineon Technologies. *CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFET Application Note AN2017-46*, Julho 2018.