



Universidade do Minho

Daniel Filipe Araújo Peixoto

**Desenvolvimento de um Conversor CC-CC
para um UPQC Trifásico para Interface com
Painéis Solares Fotovoltaicos e Sistemas de
Armazenamento de Energia**

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

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Outubro de 2018

DECLARAÇÃO

Daniel Filipe Araújo Peixoto

Endereço eletrónico: a71050@alunos.uminho.pt

Título da Dissertação:

**Desenvolvimento de um Conversor CC-CC para um UPQC Trifásico
para Interface com Painéis Solares Fotovoltaicos e Sistemas de
Armazenamento de Energia**

Orientador:

Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

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

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA
EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO,
QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Ao meu pai,

Agradecimentos

A realização da presente dissertação só foi possível graças à contribuição de uma série de pessoas, às quais pretendo retribuir com os meus sinceros agradecimentos.

Desejo agradecer ao meu orientador, Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro por todo o empenho, dedicação, disponibilidade e por todo o conhecimento transmitido ao longo desta jornada. Para além disso pela amizade demonstrada transmitindo sempre palavras de incentivo e de motivação e pelo apoio incansável nos momentos de maior dificuldade.

Agradeço a todos os doutorados, doutorandos e investigadores do GEPE, pelos conselhos prestados e pelo conhecimento transmitidos ao longo da realização desta dissertação.

Desejo agradecer em especial ao meu colega Simão Almeida com o qual trabalhei em conjunto no desenvolvimento do UPQC trifásico pela partilha de conhecimento, pelo espírito de entreajuda, de solidariedade, de incentivo que sempre demonstrou.

Desejo agradecer a todos os meus amigos e colegas, Rafael Leite, Pedro Lima, Luís Machado, João Manso, Tiago Carvalho, Cátia Oliveira, Ana Rodrigues, Luís Mota, Rui Gomes que também realizaram a dissertação de mestrado no GEPE pelo espírito de camaradagem, pelo bom ambiente de trabalho proporcionado e pela partilha de conhecimento. Para além destes a todos os colegas e amigos que contribuíram para o meu sucesso ao longo do percurso académico.

Desejo agradecer à minha mãe pela coragem, pelo apoio incansável, pela compreensão e por todos os esforços realizados no sentido de me proporcionar a realização do meu percurso universitário. À minha irmã, por todo o apoio prestado, incentivo e pela compreensão que sempre demonstrou. Ao meu pai, que pelo infortúnio da vida não me pode acompanhar ao longo desta jornada, por ter incutido em mim valores que fazem de mim a pessoa que sou hoje. À minha restante família que de uma forma ou de outra contribuíram para o meu sucesso académico.

Agradecer à FCT – Fundação para a Ciência e Tecnologia pelo suporte financeiro concedido através do Projeto 0302836 NORTE-01-0145-FEDER-030283 e ERDF–COMPETE 2020 Programme, SAICTPAC/0004/2015–POCI–01–0145–FEDER–016434.

Por fim agradeço aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, pela prontidão e auxílio prestado em situações de maiores dificuldades técnicas.

Resumo

A elevada dependência energia elétrica por parte das sociedades aliada ao facto de uma presumível escassez dos principais meios de produção de energia atual, mais propriamente os combustíveis fósseis, tem proporcionado o investimento em soluções de produção de energia alternativas de forma a colmatar as necessidades energéticas. Essas soluções consistem no desenvolvimento de fontes de produção de energia renovável tendo como princípio o aproveitamento dos recursos naturais de forma a promover uma produção de energia limpa e sustentável. No entanto alguns tipos de fontes de energia renováveis têm como principal desvantagem uma produção de energia intermitente e o requerimento de um sistema que permita a interface com a rede elétrica como é o caso da energia solar o que normalmente implica a introdução problemas de qualidade de energia elétrica (QEE). Estes problemas evidenciados aliados ao facto da crescente conexão de cargas não lineares na rede elétrica, fomentam impactos negativos no que concerne à qualidade de energia. Posto isto no sentido de mitigar tais problemas, têm sido desenvolvidos sistemas de resolução de problemas de qualidade de energia que integram sistemas de produção de energia renovável e também sistemas de armazenamento de energia de forma a que em períodos de intermitência seja colmatada a falta de energia elétrica.

Neste sentido, a presente dissertação visa a conceção de um conversor CC-CC multinível para um UPQC trifásico que permite a interface com painéis solares fotovoltaicos e um sistema de armazenamento de energia (baterias). O conversor CC-CC no ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos permite um fluxo unidirecional de energia, sendo responsável por controlar a potência extraída dos painéis fotovoltaicos. Já no ponto de interface com as baterias permite um fluxo bidirecional sendo responsável por controlar a carga e descarga das baterias. No desenvolvimento desta dissertação é apresentado uma revisão bibliográfica sobre a tecnologia solar fotovoltaica, sobre os sistemas de armazenamento de energia, com principal foco nas baterias, sobre conversores CC-CC e possíveis estratégias de controlo dos mesmos, as respetivas simulações computacionais do conversor proposto, a conceção do protótipo em contexto laboratorial e por último a sua validação experimental.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC, Conversor Bidirecional, Conversor Unidirecional, Conversor Multinível, Eletrónica de Potência, Qualidade de Energia Elétrica.

Abstract

The high dependence of electrical energy by the societies, combined with the fact that a presumed shortage of the main means of energy production, rather fossil fuels, has provided the investment in alternative energy production solutions in order to meet the energy needs. Part of these solutions consist in the use of renewable energy sources for energy production, based on the principle of using natural resources, in order to promote clean and sustainable energy production. However, some types of renewable energy sources have as main disadvantage an intermittent energy production, as well as the requirement of a system that allows the interface with the electrical grid as is the case of solar energy that, usually, implies the introduction of power quality (PQ) problems. These problems, allied to the increasing connection of nonlinear loads into the electrical grid, have a negative impact on the PQ. In order to mitigate such problems, dedicated systems have been developed, some of them also integrating renewable energy production systems and energy storage systems.

In this sense, the present dissertation aims the development of a DC-DC multilevel converter for a three-phase UPQC allowing the interface of photovoltaic solar panels (as a renewable energy source) and a set of batteries (as an energy storage system). The DC-DC converter at the interface point with the PV solar panels allows a unidirectional power flow and is responsible for controlling the power extracted from the photovoltaic panels. In the point of interface with the batteries, it allows a bidirectional power flow, which is responsible for controlling the batteries charging and discharging. In this dissertation, a bibliographical review is presented on solar photovoltaic technologies, on energy storage systems, with the main focus on the batteries, a review of DC-CC converters and possible control strategies, a set of computational simulations of the proposed DC-DC converter, a conception of the prototype in a laboratory context and, finally, its experimental validation.

Keywords: DC-DC Converter, Bidirectional Converter, Unidirectional Converter, Multilevel Converter, Power Electronics, Power Quality.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xxi
Acrónimos e Siglas	xxiii
Nomenclatura.....	xxv
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Qualidade de Energia Elétrica	1
1.2 Energias Renováveis.....	3
1.3 <i>Smart Grids</i>	5
1.4 Enquadramento	5
1.5 Motivações.....	6
1.6 Objetivos e Contribuições	7
1.7 Organização da Tese.....	7
Capítulo 2 Panorama Energético: Energias Renováveis e Sistemas de Armazenamento de Energia em Contexto de <i>Smart Grids</i>	9
2.1 Introdução.....	9
2.2 Panorama Energético	9
2.3 Energias Renováveis como Fontes de Produção de Energia.....	13
2.3.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo	16
2.3.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal	19
2.3.3 Tecnologia Solar Fotovoltaica	21
2.3.4 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas	23
2.3.5 Modelo Elétrico e Matemático de Uma Célula Solar Fotovoltaica	25
2.3.6 Características Técnicas dos Painéis Solares Fotovoltaicos	27
2.3.7 Condicionantes dos Painéis Solares Fotovoltaicos	27
2.3.8 Curvas Características de um Painel Solar Fotovoltaico	30
2.4 Sistemas de Armazenamento de Energia	31
2.4.1 Parâmetros Elétricos da Bateria.....	32
2.4.2 Esquema Elétrico de uma Bateria	37
2.5 Conclusões.....	39
Capítulo 3 Eletrónica de Potência para Energias Renováveis e Sistemas de Armazenamento de Energia em Contexto de <i>Smart Grids</i>	41
3.1 Introdução.....	41
3.2 Conversores CC-CC	41
3.2.1 Conversor CC-CC <i>Buck</i>	42
3.2.2 Conversor CC-CC <i>Boost</i>	43
3.2.3 Conversor CC-CC de Três Níveis do Tipo <i>Boost</i>	46
3.2.4 Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	46
3.2.5 Conversor CC-CC <i>Buck-Boost (Half-Bridge)</i>	47
3.2.6 Conversor CC-CC <i>Buck-Boost Symmetrical</i>	49

3.2.7	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost Asymmetrical</i>	50
3.2.8	Conversor <i>Flyback</i>	51
3.2.9	Conversor <i>Push-Pull</i>	51
3.2.10	Conversor CC-CC <i>Full-Bridge</i> Isolado	53
3.2.11	Conversor CC-CC <i>Half-Bridge</i>	54
3.3	Algoritmo de controlo MPPT	54
3.3.1	Perturbação e Observação.....	55
3.3.2	Tensão Constante.....	56
3.3.3	Condutância Incremental	56
3.3.4	Corrente Constante	58
3.4	Algoritmos de Carregamento de Baterias	58
3.4.1	Tensão Constante.....	59
3.4.2	Corrente Constante	59
3.4.3	Corrente Constante Seguindo de Tensão Constante	60
3.5	Modulação PWM.....	60
3.6	Técnicas de Controlo de Corrente.....	61
3.6.1	Histerese	62
3.6.2	PI Linear	62
3.6.3	Preditivo	63
3.7	Conclusão	65
Capítulo 4	Simulações Computacionais da Topologia Proposta	67
4.1	Introdução	67
4.2	Princípio de Funcionamento da Topologia Proposta	68
4.2.1	Algoritmo de Controlo.....	73
4.2.2	Modelo dos Painéis Solares Fotovoltaicos no <i>PSIM</i>	76
4.2.3	Modelo das Baterias Implementado em <i>PSIM</i>	78
4.3	Simulações Computacionais Individuais	78
4.3.1	Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional (Interface com Baterias).....	79
4.3.2	Simulação do Conversor CC-CC Unidirecional (Interface com os Painéis Solares Fotovoltaicos).....	81
4.3.3	Simulação do Carregamento das Baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos	83
4.4	Simulação Computacional do Sistema Completo	84
4.5	Conclusões	93
Capítulo 5	Desenvolvimento de Hardware e Sistema de Controlo	95
5.1	Introdução	95
5.2	Circuito de Potência.....	95
5.2.1	Semicondutores de Potência	99
5.2.2	Barramento CC	100
5.2.3	Placas de <i>Drive</i> dos IGBTs.....	101
5.2.4	Condensadores de <i>Snubber</i>	103
5.2.5	Dissipador.....	103
5.2.6	Bobinas do Conversor CC-CC.....	104
5.3	Sistema de Controlo	105
5.3.1	Sensor de Tensão	106
5.3.2	Sensor de Corrente.....	107
5.3.3	Placa de Comando	108
5.3.4	Placa de Condicionamento de Sinal e Detecção de Erros	109
5.3.5	Placa de DAC	111
5.3.6	DSP e Adaptador do DSP	112
5.3.7	Fonte de Alimentação	114
5.4	Conclusões	116
Capítulo 6	Resultados Experimentais.....	117
6.1	Introdução	117

6.2	Validação do Algoritmo da PLL e Carregamento e Regulação da Tensão do Barramento CC	118
6.3	Ensaio ao Conversor CC-CC Multinível	121
6.4	Ensaio do FAP a Operar em Conjunto com o Conversor CC-CC Multinível	127
6.5	Ensaio ao FAP	130
6.6	Conclusões	134
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	137
7.1	Conclusões Gerais.....	137
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	141
	Lista de Referências.....	143

Lista de Figuras

Figura 2.1. Diagrama de consumo energético diário de uma habitação.....	10
Figura 2.2. Evolução da produção de energia por fontes renováveis (adaptado de [21]).	14
Figura 2.3. Evolução da capacidade de energia renovável por país/região (baseado em [24]).	15
Figura 2.4. Total da potência fotovoltaica total acumulada e cenários possíveis ate 2021 (baseado em [28]).	17
Figura 2.5. Mapa de radiação solar em Portugal (baseado em [31]).	19
Figura 2.6. Esquema elétrico de uma célula solar fotovoltaica.	26
Figura 2.7. Curvas P vs. V e I vs. V, para determinação do ponto de máxima potência (MPP).	28
Figura 2.8. Efeito da temperatura na potência que um painel solar fotovoltaico pode fornecer (adaptado a partir de [50]).	28
Figura 2.9. Influência da radiação solar incidente na eficiência de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [50]).	29
Figura 2.10. Influência do efeito de sombra na eficiência de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [54]).	30
Figura 2.11. Curva I-V característica de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [55]).	30
Figura 2.12. Comparação das técnicas de armazenamento de energia em função do seu tempo de descarga (adaptado a partir de [56]).	32
Figura 2.13. Performance das várias tecnologias de armazenamento de energia em diferentes aplicações (adaptado a partir de [56]).	32
Figura 2.14. Modelo simples de uma bateria.	37
Figura 2.15. Modelo linear de uma bateria.	37
Figura 2.16. Evolução do modelo linear de uma bateria.	38
Figura 2.17. Modelo de <i>Thevenin</i> de uma bateria.	38
Figura 2.18. Modelo elétrico da bateria com base no tempo de duração.	39
Figura 3.1. Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>buck</i> .	42
Figura 3.2. Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>boost</i> .	44
Figura 3.3. Conversor CC-CC não isolado de três níveis do tipo <i>boost</i> .	46
Figura 3.4. Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>buck-boost</i> .	47
Figura 3.5. Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost (half-bridge)</i> .	48
Figura 3.6. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost interleaved</i> .	48
Figura 3.7. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost symmetrical</i> .	49
Figura 3.8. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo <i>buck-boost asymmetrical</i> .	50
Figura 3.9. Conversor CC-CC isolado <i>flyback</i> .	51
Figura 3.10. Conversor CC-CC isolado <i>push-pull</i> .	52
Figura 3.11. Conversor CC-CC bidirecional isolado <i>full-bridge</i> .	53
Figura 3.12. Conversor CC-CC bidirecional isolado <i>half-bridge</i> .	54
Figura 3.13. Algoritmo de MPPT: perturbação e observação.	55
Figura 3.14. Algoritmo de MPPT: condutância incremental (adaptado a partir de [82]).	57
Figura 3.15. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de tensão constante.	59

Figura 3.16. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de corrente constante.	60
Figura 3.17. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante.	60
Figura 3.18. Diagrama de blocos da implementação de um controlador de corrente PI.	63
Figura 3.19. Diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo.	64
Figura 4.1. Diagrama de blocos sobre a constituição do UPQC com interface para energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia.	68
Figura 4.2. Conversor CC-CC multinível que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos e com o sistema de armazenamento de energia (baterias).	69
Figura 4.3. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos., aquando do seu descarregamento.	71
Figura 4.4. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com as baterias., aquando do seu carregamento.	72
Figura 4.5. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com as baterias, aquando do seu descarregamento.	72
Figura 4.6. Circuito com representação das tensões e correntes entre os painéis solares fotovoltaicos e o conversor CC-CC <i>boost</i> de três níveis.	73
Figura 4.7. Circuito com representação das tensões e correntes entre as baterias e o conversor CC-CC <i>buck-boost asymmetrical</i>	74
Figura 4.8. Implementação em <i>PSIM</i> dos parâmetros.	77
Figura 4.9. Características do painel solar fotovoltaico KC200GHT-2, <i>Kyocera</i> em <i>PSIM</i>	77
Figura 4.10. Modelo equivalente de <i>Thevenin</i> de uma bateria.	78
Figura 4.11. Implementação em <i>PSIM</i> do conversor CC-CC bidirecional em modo <i>buck</i>	79
Figura 4.12. Carregamento de baterias: estágio de corrente constante seguido do estágio de tensão constante, corrente das baterias(<i>ibat</i>), tensão das baterias(<i>vbat</i>).	80
Figura 4.13. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica (descarregamento das baterias): corrente nas baterias (<i>ibat</i>), tensão das baterias (<i>vbat</i>).	80
Figura 4.14. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica (descarregamento das baterias):potência das baterias (<i>Pbaterias</i>).	81
Figura 4.15. Implementação em <i>PSIM</i> do conjunto de painéis solares fotovoltaicos.	81
Figura 4.16. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos, corrente nos painéis solares fotovoltaicos (<i>ipv</i>), corrente de referência (<i>ipv_ref</i>), potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), potência máxima dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pmáxima</i>).	82
Figura 4.17. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos perante um caso em que a radiação incidente sofre variações, corrente nos painéis solares fotovoltaicos (<i>ipv</i>), corrente de referência (<i>ipv_ref</i>), potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), potência máxima dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pmáxima</i>).	83
Figura 4.18. Carregamento de baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos: (a) potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), potência nas baterias (<i>Pbaterias</i>), (b) tensão nas baterias (<i>vbat</i>).	84
Figura 4.19. Implementação em <i>PSIM</i> do UPQC com interface com painéis solares fotovoltaicos e baterias.	85
Figura 4.20. Carregamento e regulação do barramento CC.	86
Figura 4.21. Operação do FAP num modo de operação em regime permanente: (a) Formas de onda das correntes na rede elétrica; (b) Formas de onda das correntes na carga.	87
Figura 4.22. Tensão do barramento CC após início de compensação por parte do FAP.	88
Figura 4.23. Carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m ² . (a) Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), Potência injetada nas baterias (<i>Pbaterias</i>), Potência na rede elétrica (<i>Prede</i>). (b) Tensão nas baterias (<i>vbat</i>) e corrente das baterias (<i>ibat</i>).	89

Figura 4.24. Carregamento das baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m ² , na qual apenas é injetada 1 kW nas baterias sendo o restante injetado na rede elétrica Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), Potência injetada nas baterias (<i>Pbaterias</i>), Potência na rede elétrica (<i>Prede</i>)	90
Figura 4.25. Carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m ² juntamente com a contribuição da rede elétrica Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), Potência injetada nas baterias (<i>Pbaterias</i>), Potência na rede elétrica (<i>Prede</i>).	90
Figura 4.26. Injeção de potência por parte dos painéis e das baterias na rede elétrica.	91
Figura 4.27. Carregamento das baterias com uma corrente constante em simultâneo com a produção de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m ² . Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (<i>Pextraída</i>), Potência injetada nas baterias (<i>Pbaterias</i>), Potência na rede elétrica (<i>Prede</i>).....	91
Figura 4.28. Corrente de carregamento das baterias (<i>ibat</i>).	92
Figura 4.29. Operação do FAS num modo de operação em regime permanente: (a) Formas de onda das tensões na carga; (b) Formas de onda das tensões na rede elétrica.	92
Figura 5.1. Protótipo em 2D do UPQC.	97
Figura 5.2. Protótipo em 2D do conversor CC-CC.	98
Figura 5.3. Esquemático das ligações elétricas dos elementos constituintes do FAP e do FAS.	98
Figura 5.4. Esquemático das ligações elétricas dos elementos constituintes do conversor CC-CC.....	99
Figura 5.5. Módulo de IGBTs SKM50GB063D: (a) Modelo físico; (b) Esquema elétrico interno.	100
Figura 5.6. Placa de proteção de <i>gate</i> dos IGBTs.	100
Figura 5.7. Configuração adotada para construção do barramento CC.....	101
Figura 5.8. Condensador eletrolítico (8200 µF, 350 V).....	101
Figura 5.9. Placa de <i>driver</i> modelo SKHI22A(R), <i>Semikron</i>	102
Figura 5.10. Condensador de <i>snubber</i>	103
Figura 5.11. Dissipador modelo P3, <i>Semikron</i>	104
Figura 5.12. Bobina	104
Figura 5.13. Diagrama de blocos dos elementos constituintes do sistema de controlo.....	106
Figura 5.14. Sensor de tensão CYHVS5-25A, <i>ChenYang Sensors</i>	107
Figura 5.15. Sensor de corrente LA-55P, LEM.	108
Figura 5.16. Placa de comando.	109
Figura 5.17. Placa de condicionamento de sinais e deteção de erros (<i>top</i>).	110
Figura 5.18. Placa de condicionamento de sinais e deteção de erros (<i>bottom</i>).	111
Figura 5.19. Placa de DAC	111
Figura 5.20. DSP TMS320F28335, <i>Texas Instruments</i>	113
Figura 5.21. Adaptador do DSP (<i>docking station</i>).....	113
Figura 5.22. Ambiente de desenvolvimento do <i>code composer studio 7.3</i>	114
Figura 5.23. Fonte de Alimentação modelo TXL 060-0533TI, <i>Traco Power</i>	114
Figura 5.24. Protótipo final do UPQC trifásico	115
Figura 5.25. <i>Rack</i> de controlo.	116
Figura 6.1. Bancada de trabalho para a realização dos ensaios experimentais bem como obtenção dos resultados experimentais.....	118
Figura 6.2 Esquemático do circuito implementado para validação experimental do algoritmo de PLL trifásica bem como o carregamento e regulação do barramento CC.....	119

Figura 6.3. Resultados da sincronização com a rede elétrica pela implementação do algoritmo de PLL: (a) em regime transitório; (b) em regime permanente.	119
Figura 6.4. Carregamento e Regulação do Barramento CC.....	120
Figura 6.5. Avaliação do comportamento do controlo de tensão do barramento CC com a conexão em paralelo de uma carga de 100 Ω : (a) formas de onda a tensão do barramento CC (v_{dc1} e v_{dc2}), tensão da rede elétrica fase a, corrente na rede elétrica fase a; (b) resposta dinâmica do controlador PI de forma a manter a tensão do barramento regulada.	121
Figura 6.6. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com baterias no modo de operação <i>buck</i>	122
Figura 6.7. Validação experimental do conversor CC-CC com interface com baterias no modo de operação <i>buck</i> : corrente nas baterias (i_{bat}), tensões <i>gate</i> -emissor dos IGBTs S3 e S6 (V_{ge_S3} , V_{ge_S6});.....	122
Figura 6.8. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com baterias no modo de operação <i>boost</i>	123
Figura 6.9. Validação experimental do conversor CC-CC com interface com baterias no modo de operação <i>boost</i> : corrente nas baterias (i_{bat}), tensões <i>gate</i> -emissor dos IGBTs S4 e S5 (V_{ge_S4} e V_{ge_S5})......	123
Figura 6.10. Resultado experimental no modo <i>boost</i> das baterias: corrente nas baterias (i_{bat}), tensões <i>gate</i> -emissor dos IGBTs S4 e S5 (V_{ge_S4} e V_{ge_S5})......	124
Figura 6.11. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao conversor CC-CC no ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos.	124
Figura 6.12. Resultado experimental do conversor CC-CC em modo <i>boost</i> no ponto de interface com painéis solares fotovoltaicos: tensões no barramento CC (v_{dc1} e v_{dc2}), tensões <i>gate</i> emissor dos IGBTs S1 e S2 (V_{ge_S1} e V_{ge_S2}) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv})......	125
Figura 6.13. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com painéis solares fotovoltaicos para teste do algoritmo de MPPT.	126
Figura 6.14. Resultados obtidos com implementação do algoritmo de MPPT P&O: tensão à entrada do conversor (V_i), tensão aos terminais do reóstato ($V_{reóstato}$) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv}).....	126
Figura 6.15. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP em conjunto com o conversor CC-CC multinível, especificamente emulação de extração de potência por parte dos painéis solares fotovoltaicos e carregamento de baterias.	127
Figura 6.16. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica: tensão na rede elétrica fase A (v_{ga}), corrente da rede elétrica fase A (i_{ga}) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv}).....	128
Figura 6.17. Carregamento de baterias e extração de energia dos painéis solares fotovoltaicos: tensão na rede elétrica fase A (v_{ga}), corrente da rede elétrica fase A (i_{ga}), tensões nos painéis solares fotovoltaicos e baterias (v_{pv} , v_{bat}), correntes dos painéis solares fotovoltaicos e baterias (i_{pv} , i_{bat}).....	129
Figura 6.18. . Esquemático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP em conjunto com o conversor CC-CC multinível, especificamente emulação do processo de injeção de energia por parte das baterias na rede elétrica (descarga das baterias)	130
Figura 6.19. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica: tensão e corrente na fase A da rede elétrica (v_{ga} , i_{ga}), tensão nas baterias (v_{bat}), corrente nas baterias (i_{bat}).....	130
Figura 6.20. . Esquemático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP.....	131
Figura 6.21. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC)	132
Figura 6.22. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP previamente à compensação (retificador trifásico com carga RC): (a) Espectro harmónico das correntes da rede elétrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico.....	132
Figura 6.23. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC): correntes da rede elétrica em cada uma das fases (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}).	133

Figura 6.24. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP posteriormente à compensação (retificador trifásico com carga RC): (a) Espectro harmónico das correntes da rede eléctrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico..... 133

Figura 6.25. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC com carga dinâmica) posteriormente à compensação: correntes da rede eléctrica em cada uma das fases (*iga, igb, igc*) 134

Figura 6.26. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP posteriormente à compensação (retificador trifásico com carga RC dinâmica): (a) Espectro harmónico das correntes da rede eléctrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico 134

Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Licenciamento UPAC (adaptado de [17]).	12
Tabela 2.2. Top 10 dos Países com maior potência fotovoltaica instalada anual e maior potência fotovoltaica acumulada no ano de 2016.	18
Tabela 2.3. Empregos gerados pelas diferentes tecnologias de energia renovável no ano de 2016 (adaptado de [30]).	18
Tabela 2.4. Capacidade acumulada de potência fotovoltaica instalada em Portugal (2005-2015).	20
Tabela 4.1. Modos de Funcionamento do conversor CC-CC.	69
Tabela 4.2. Modos de funcionamento do conversor CC-CC que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos.	70
Tabela 4.3. Modos de funcionamento do conversor CC-CC que faz a interface com as baterias.	72
Tabela 4.4. Especificações dos elementos constituintes do modelo da bateria.	78
Tabela 4.5 Valores RMS e THD% das correntes na rede elétrica e na carga.	88
Tabela 4.6 Valores RMS e THD% das tensões na rede elétrica e carga.	93
Tabela 5.1. Especificações do módulo de <i>drivers</i> dos IGBTs [101].	102
Tabela 5.2. Especificações da bobina de interface com o sistema de armazenamento de energia e painéis solares fotovoltaicos [74].	105

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital-to-Analog</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série
FP	Fator de Potência
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	Proporcional Integral
P&O	Perturbação e Observação
PSIM	<i>Power Simulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPAC	Unidades de Produção para Autoconsumo
UPP	Unidades de Pequena Produção
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>

Nomenclatura

f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_s	Frequência de amostragem	Hz
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
$i_{g(a,b,c)}$	Valor instantâneo da corrente da rede elétrica em sistemas trifásicos	A
i_{bat}	Valor instantâneo da corrente das baterias	A
i_{bat}^*	Valor instantâneo de referência da corrente nas baterias	A
i_{pv}	Valor instantâneo da corrente nos painéis solares fotovoltaicos	A
$i_l(t)$	Valor instantâneo da corrente na bobina i	A
P_{bat}	Valor instantâneo da potência das baterias	W
P_{pv}	Valor instantâneo da potência dos painéis solares fotovoltaicos	W
T	Período da tensão da rede elétrica	s
T_s	Período de amostragem	s
V_{in}	Valor instantâneo da tensão de entrada	V
V_o	Valor instantâneo da tensão de saída	V
V_{dc}	Valor de tensão do barramento CC	V
$V_{g(a,b,c)}$	Valor de tensão da rede elétrica em sistemas trifásicos	V
$V_{pll(a,b,c)}$	Valor do sinal de PLL em fase com a tensão da rede em sistemas trifásicos	V
V_{bat}	Valor instantâneo da tensão das baterias	V
V_{pv}	Valor instantâneo da tensão nos painéis solares fotovoltaicos	V
$V_{conv_dc(1,2,3,4)}$	Valor instantâneo da tensão produzida pelo conversor CC-CC multinível	V

Capítulo 1

Introdução

1.1 Qualidade de Energia Elétrica

A energia elétrica é, sem dúvida alguma, um dos bens essenciais da qual a sociedade pode dispor pois contribui diretamente para conforto, bem-estar, segurança e lazer. Atualmente, é do senso comum que a dependência energética está a aumentar a um ritmo preocupante e, cada vez mais, as reservas de recursos naturais que constituem as fontes convencionais de produção de energia, tais como carvão, petróleo e gás natural, estão a diminuir e, por isso, surge a necessidade de apostar em alternativas à produção de energia elétrica [1]. Contudo, é importante ressaltar que a qualidade da energia elétrica foi sempre um motivo de interesse e preocupação, pois, cada vez está mais expresso nas indústrias o uso de equipamentos de eletrônica de potência que promovem a distorção das formas de onda da tensão e da corrente na rede elétrica, o que traz como consequências elevados prejuízos económicos.

Durante muito tempo, a maior parte dos equipamentos conectados à rede elétrica consistiam em cargas lineares o que consentia tensões de alimentação sinusoidais bem como as correntes consumidas. Contudo, com os progressos tecnológicos, toda a eletrônica de potência que constitui os equipamentos atuais fez com que esses equipamentos passassem a comportar-se como cargas não-lineares, consumindo dessa forma correntes não sinusoidais o que permite a injeção de harmónicos na rede elétrica acarretando vários problemas aos sistemas conectados à rede elétrica [2]. Posto isto, a seguir apresentam-se de forma sucinta alguns dos problemas de qualidade de energia tendo em consideração as normas que lhes são aplicadas:

- Harmónicos de tensão – Caracteriza-se por um sinal sinusoidal cuja frequência corresponde a um múltiplo inteiro da frequência fundamental da tensão de alimentação. A conexão de cargas não lineares à rede elétrica implica a circulação de correntes harmónicas nas impedâncias de linha o que origina as tensões harmónicas. Podem ser quantificadas de forma individual, através do valor da amplitude de um único harmónico, ou de forma global através do valor total da distorção harmónica, (*total harmonic distortion*-THD). De acordo com a norma NP EN 50160 o valor de THD não deve ultrapassar os 8% em condições normais [3][4][5].

- Harmónicos de corrente – A sua origem deve-se maioritariamente a cargas que ao serem alimentadas por tensões sinusoidais consomem correntes não sinusoidais, sendo designadas por cargas não lineares. Os harmónicos de corrente são os responsáveis pela distorção da tensão da rede elétrica, isto devido às quedas de tensão nas impedâncias de linha. Importa ainda ressaltar que podem ter repercussões graves para as instalações elétricas e para os processos produtivos das quais se destacam a redução da vida útil dos equipamentos em geral, o aumento de ruído nos sistemas de comunicação, a operação incorreta dos sistemas de proteção, a ocorrência de ressonâncias com condensadores e ainda o aumento das perdas e conseqüente maior aquecimento dos vários elementos do sistema elétrico [5][6].
- Sobretensão – Caracteriza-se por um aumento da tensão de alimentação e pode ser distinguida em dois tipos: sobretensão transitória entre os condutores ativos e a terra, a qual é causada por descargas atmosféricas ou manobras de rede, ou pode ser do tipo sobretensão temporária à frequência industrial a qual é causada maioritariamente por defeitos de rede [3][4][5].
- Micro-cortes na tensão de alimentação (*notches*) – Caracterizam-se por serem perturbações na forma de onda da tensão com um período de duração inferior a 1 ms. A sua origem está normalmente associada à comutação de semicondutores de potência [3][5].
- Cava de tensão – De acordo com a norma NP EN 50160, uma cava caracteriza-se pela diminuição brusca de tensão de alimentação para um valor situado entre 90% e 1% da tensão declarada, seguida de um restabelecimento da tensão num curto intervalo de tempo [3][4].
- Interrupção de alimentação – Tendo em consideração a norma NP EN 50160, uma interrupção ocorre quando a tensão de alimentação no ponto de entrega assume valores inferiores a 10% da tensão declarada [3][4].
- Flutuação da tensão – Provoca variações na luminância das lâmpadas produzindo um fenómeno luminoso designado por tremulação (*flicker*). De acordo com a norma NP EN 50160 e tendo em conta condições normais de exploração, para qualquer período de uma semana, a severidade de longa duração (Plt: equivalente a um intervalo de 2 horas) causada por flutuações de tensão deve ser $Plt < 1$ durante 95% do tempo [3][5].
- Variação da frequência de tensão – O valor nominal da frequência de tensão de alimentação em Portugal é de 50 Hz. De acordo com a norma NP EN 50160, para

condições normais de exploração o valor médio da frequência da fundamental durante 95% do tempo semanal possui um valor de tolerância admissível de $\pm 1\%$ [3][5].

De forma a mitigar os problemas de qualidade de energia elétrica, cada vez mais são apresentados no mercado equipamentos específicos para o efeito e na qual se destaca o condicionador ativo de potência. No entanto, com a evolução tecnológica e com o aumento exponencial na exploração das energias renováveis, estas podem assumir um papel de extrema importância na resolução de problemas de qualidade de energia. Contudo, este aumento da integração de fontes de energia renováveis na rede elétrica implica um controlo exímio na gestão de energia injetada na rede elétrica, porque caso contrário podem ocorrer situações que contribuam para a degradação de energia elétrica, tais como o desequilíbrio das tensões da rede elétrica, em sistemas trifásicos.

Tendo em conta o que foi enunciado anteriormente, não deixa de ser importante que os equipamentos que permitem melhorar a qualidade de energia elétrica integrem fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia, uma vez que cada vez mais a energia produzida por fontes de energia renováveis é imprescindível de forma a que dependência da rede elétrica diminua bem como a qualidade de energia entregue aos consumidores assuma um elevado nível de qualidade

1.2 Energias Renováveis

Atualmente, a sociedade apresenta um elevado grau de dependência da energia elétrica uma vez que se têm verificado grandes progressos do ponto de vista tecnológico. Assim sendo, de forma a poder atender às necessidades dos consumidores, é extremamente importante que a produção e racionalização da energia elétrica esteja em constante evolução de forma a que o seu uso seja cada vez mais eficiente. Como é de conhecimento geral, uma grande parcela da produção de energia elétrica resulta sobretudo de métodos que recorrem ao uso de fontes nucleares e combustíveis fósseis, tais como carvão, petróleo e gás natural, e que são recursos naturais onde o seu processo de formação é bastante longo à escala humana e por isso são consideradas fontes de energia não renovável. Para além disso, os combustíveis fósseis estão associados a vários problemas ambientais, dos quais se destacam a emissão de gases com efeito estufa e a contaminação de águas. Com o uso recorrente dos combustíveis fósseis, e sendo estes uma fonte não renovável, é natural que a sua disponibilidade na natureza esteja em decadência resultando no aumento do seu preço e que, de forma inevitável, conduz à procura de novas fontes de energia.

As energias renováveis constituem uma ótima alternativa às fontes de energia não renovável uma vez que a produção de energia resulta do uso de recursos naturais inesgotáveis tais como vento, água, sol e ainda em termos ambientais é uma mais-valia pois apresenta um baixo impacto ambiental. Sendo assim, reconhece-se a necessidade de promover as fontes de energia renovável de forma a promover o desenvolvimento sustentável [7].

Segundo dados estatísticos disponibilizados pela Eurostat, o consumo de energia proveniente de fontes renováveis tem aumentado na União Europeia. Em 2004 a percentagem de energia consumida oriunda de fontes renováveis rondava os 8,5% sendo que atualmente esse valor passou para 16,7% e que o objetivo para 2020 é atingir a meta de 20% [8].

Em Portugal, como não existem combustíveis fósseis, é de primordial importância que haja uma aposta na produção de energia a partir de fontes de energia renováveis o que proporcionará ao país capacidades de um dia ser independente em termos energéticos. Neste capítulo, Portugal tem acompanhado a estratégia da política comunitária da energia, que promove o desenvolvimento de energias renováveis, a redução da dependência energética, a eficiência energética e a redução da emissão de gases com efeito estufa. O uso de recursos renováveis para a produção de eletricidade proporcionou a redução da dependência energética portuguesa e, desta forma, modificar a composição do panorama de produção de energia elétrica em Portugal [9]. Em 2004, 19,2% da energia consumida provinha de fontes renováveis sendo que em 2015 o valor de energia consumida através de fontes renováveis já rondava os 28% o que comprova o investimento que Portugal tem vindo a fazer nas energias renováveis. Posto isto, a meta de Portugal para 2020 é que o consumo de energia elétrica, através de fontes renováveis, seja de 31% sendo o quinto valor mais elevado entre todos os países da União Europeia [8].

Das fontes de energia renováveis destacam-se os sistemas solares fotovoltaicos pois o processo de produção de energia resulta a partir do sol e que se apresentam como sendo uma das fontes de energia renovável com maior capacidade de desenvolvimento pois têm várias vantagens associadas. Apresentam as vantagens comuns a todas fontes de energia renováveis, mas ainda têm a capacidade de proporcionar o fornecimento de energia em locais com difícil acesso devido a facilidade com que são instalados, necessitam de pouca manutenção e têm baixos custos de operação. Para além do mais, o preço desta tecnologia tem vindo a diminuir, a sua eficiência tem vindo a aumentar conferindo aos sistemas solares fotovoltaicos elevado potencial de expansão.

1.3 *Smart Grids*

Com o desenvolvimento tecnológico que se tem vindo a verificar, associado à elevada dependência de energia elétrica, é necessário investigar e conceber opções que permitam dar resposta a esta situação. Neste contexto surgem as *Smart Grids*, redes bidirecionais que incorporam um sistema de monitorização avançado o que lhe confere um controlo mais intuitivo e desta forma ser uma rede mais eficiente, fiável e segura. Sendo assim, as *Smarts Grids* têm a capacidade de monitorizar em tempo real todos os dados da rede elétrica, como por exemplo falhas de energia elétrica e desta forma corrigir eventuais problemas que ocorram, permitindo a otimização do fluxo de energia [10][11][12]. Importa ainda referir que os contadores tradicionais, são substituídos por contadores inteligentes o que facilita a comunicação bidirecional entre a empresa prestadora de serviços e os clientes [11].

As *Smarts Grids* assumem um papel preponderante em termos de gestão energética, e dessa forma integram meios tecnológicos que proporcionam o aumento da fiabilidade no fornecimento de energia, o que resulta na integração massiva de fontes de energia renovável, sistemas de armazenamento de energia e na otimização do uso da energia por parte dos consumidores. Sendo assim é possível um fornecimento eficiente, de boa qualidade de energia promovendo a descarbonização da sociedade [12][13][14].

Um exemplo prático de *Smart Grid* consiste na forma como os fornecedores conscientizam os consumidores a promoverem uma utilização responsável e eficiente de energia, criando para isso horas de pico e horas de baixo consumo. Para isso, os consumidores podem receber nos seus *smartphones* informações sobre os momentos mais propícios para realizar determinadas tarefas e até implementar de forma automática estas rotinas nos seus *smartphones*, para por exemplo reduzir a potência do ar condicionado em determinados momentos ou acionar a máquina de lavar numa hora de baixo consumo, promovendo desta forma a redução do consumo e de custos energéticos em horas mais dispendiosas [14].

Posto isto, cada vez mais as entidades governamentais apostam no desenvolvimento de projetos que visam a promoção de *Smarts Grids* o que lhes permite assim aumentar a qualidade do serviço de energia, reduzir os custos e promover o aumento da eficiência energética e da sustentabilidade ambiental [14].

1.4 Enquadramento

Esta dissertação de mestrado surge no âmbito de um projeto designado por *Enhancing Smart Grids for Sustainability-ESGRIDS* e segue uma linha de investigação que tem vindo a ser desenvolvida por parte do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia(GEPE) da Universidade

do Minho, no desenvolvimento de conversores que permitam a melhoria da qualidade de energia elétrica e a interface destes com energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia. Deste modo, o propósito central consiste em desenvolver um Condicionador Unificado Qualidade de Energia designado na literatura por *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) com interface com energias renováveis e com o sistema de armazenamento de energia. Um UPQC é composto, basicamente, por um condicionador ativo do tipo paralelo e por um condicionador ativo do tipo série que operam de forma conjunta. Este equipamento reúne as características de compensação de corrente de um Filtro Ativo Paralelo (FAP) e as características de compensação de tensão de um Filtro Ativo Série (FAS), o que permite resolver muitos dos problemas de qualidade de energia tais como, compensar harmónicos de corrente, harmónicos de tensão, desequilíbrios de tensão, corrigir o fator de potência, cavas de tensão, sobretensões. Adicionalmente, num sistema trifásico a quatro fios também eliminar a corrente de neutro.

A integração de fontes de energia renováveis e de sistemas de armazenamento de energia com sistemas que permitem mitigar os problemas de qualidade de energia elétrica, o que é o caso do UPQC, contemplam uma solução ideal uma vez que permite combinar os benefícios resultantes da produção de energia renovável com o aumento do nível da qualidade de energia.

1.5 Motivações

A importância que a energia elétrica tem nos dias de hoje para o desenvolvimento da sociedade leva a que as entidades governamentais invistam no desenvolvimento de soluções de forma a garantir a produção de energia elétrica de modo a satisfazer todas as necessidades de energia elétrica. Posto isto, toda a análise e investigação que contribua para a evolução desta área é muito importante e, para além do mais, é motivante. Como o trabalho que se pretende desenvolver consiste no desenvolvimento de eletrónica de potência, o fator que proporcionou maior motivação foi o facto de se desenvolver um conversor multifuncional que permite a interface entre uma fonte de energia renovável, um sistema de armazenamento de energia e o barramento CC de um UPQC. Não menos relevante, foi o facto da necessidade de desenvolver um sistema de controlo unificado, que será integrado com o UPQC e que permitirá implementar um controlador de máxima extração de potência, designado na literatura por *maximum power point tracking*, e um controlador de carga e descarga do sistema de armazenamento de energia.

1.6 Objetivos e Contribuições

O principal objetivo desta dissertação consiste no desenvolvimento de um conversor CC-CC para um UPQC trifásico, bem como a sua integração no equipamento final, que será realizada em conjunto com outras duas dissertações (FAS e FAP). O conversor proposto a desenvolver permite fazer a interface entre uma fonte de energia renovável, mais propriamente painéis solares fotovoltaicos, e um sistema de armazenamento de energia com o barramento CC de um UPQC. O processo de desenvolvimento do conversor contempla várias etapas, incluindo o desenvolvimento de hardware e de software. Essas etapas consistem em:

- Análise e investigação relativa aos problemas de qualidade de energia;
- Análise e estudo da utilização de energias renováveis na atualidade e perspetivas futuras;
- Conceção do conversor CC-CC:
 - Revisão do estado da arte dos conversores CC-CC;
 - Estudo da melhor configuração para o conversor pois este possui 3 pontos de interface (acesso unidirecional e bidirecional);
 - Estudo das técnicas de controlo dos conversores CC-CC;
 - Simulações computacionais do conversor CC-CC proposto;
 - Implementação e validação experimental da topologia final.
- Integração do sistema desenvolvido com um UPQC, composto por dois conversores CA-CC e que são resultado de outras duas dissertações.

1.7 Organização da Tese

Tendo em conta os objetivos mencionados no item anterior, esta dissertação encontra-se dividida em sete capítulos nos quais se pretende que sejam apresentados os diferentes temas abordados.

No Capítulo 1, denominado Introdução, é apresentado o contexto da dissertação, o problema associado, as motivações, os objetivos e a organização da dissertação.

No Capítulo 2, é efetuado uma investigação relativamente à evolução das energias renováveis, com principal foco na energia solar. É também efetuado um estudo detalhado acerca dos sistemas solares fotovoltaicos bem como dos seus elementos constituintes em que se pretende destacar as suas características, vantagens e desvantagens e princípios de funcionamento. Por fim é realizado um processo de revisão do estado-da-arte acerca de sistemas de armazenamento de energia, principalmente nos vários tipos de baterias existentes, onde se especificam os seus parâmetros.

No Capítulo 3, é efetuado um processo de investigação acerca das topologias já existentes no estado-da-arte relativamente aos conversores CC-CC e quais as mais vantajosas para o trabalho em questão. Adicionalmente é também apresentado um estudo relativamente aos algoritmos que permitam o controlo do conversor CC-CC, e onde se pretende destacar aquela que mais se adequa ao trabalho em questão. É também efetuado o estudo do melhor algoritmo para implementar um controlador de máxima extração de potência de modo a extrair a maior potência dos painéis solares fotovoltaicos.

No Capítulo 4, inicialmente é apresentado o funcionamento do conversor proposto, explicando em detalhe os seus modos de operação, bem como o sistema de controlo do mesmo. Posteriormente são apresentados e analisados os resultados das simulações computacionais obtidos no software PSIM de forma a validar o correto funcionamento do conversor CC-CC proposto, bem como do UPQC.

No Capítulo 5, apresenta-se a implementação de todo o sistema onde está detalhadamente apresentado todo o hardware e software desenvolvido para os circuitos de potência e de controlo.

No Capítulo 6, apresentam-se todos os resultados experimentais após a implementação do sistema. Desta forma é validado o correto funcionamento do conversor bem como o seu sistema de controlo.

No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões e perspetivas futuras que se podem reter após a implementação e validação do sistema proposto nesta dissertação bem como o da topologia final que resulta da integração com o trabalho desenvolvido noutras duas dissertações.

Capítulo 2

Panorama Energético: Energias Renováveis e Sistemas de Armazenamento de Energia em Contexto de *Smart Grids*

2.1 Introdução

Neste capítulo está apresentada uma breve análise e uma descrição do panorama energético atual Português, bem como a reformulação do setor de produção de energia. Inicialmente, é efetuada uma exposição acerca das energias renováveis como fonte de produção de energia e a forma como estas se têm desenvolvido nos últimos anos de forma a reduzir a dependência de combustíveis fósseis. Ainda neste tópico é abordada, de forma mais aprofundada, a temática relacionada com a energia solar fotovoltaica que está diretamente relacionada com esta dissertação. Neste sentido, é apresentado o panorama mundial acerca deste tipo de energia renovável, bem como a sua evolução ao longo dos anos, que lhe permite assumir-se como a energia renovável com maior potencial face aos investimentos que as entidades governamentais têm efetuado neste setor. De forma mais particular é também efetuada uma análise ao desenvolvimento da energia solar fotovoltaica em Portugal, onde é demonstrado o seu desenvolvimento, bem como esta pode ser uma solução viável para o país. Do ponto de vista mais técnico são apresentadas as várias características de um sistema solar fotovoltaico, desde os seus elementos constituintes até aos fatores que afetam o seu rendimento. Posteriormente, são apresentadas as diversas tecnologias de armazenamento de energia, mais propriamente, no que concerne à utilização das baterias. Neste tópico são apresentados os vários tipos de baterias, bem como as suas principais características, e são ainda apresentados e analisados alguns dos modelos elétricos de baterias existentes na literatura.

2.2 Panorama Energético

O consumo de energia elétrica num determinado local apresenta várias mudanças ao longo do dia e está diretamente relacionado com o tipo de consumidores existentes no local. A título de exemplo, o panorama de consumo energético no setor doméstico em Portugal tem vindo

a aumentar, sendo a ineficiência dos equipamentos utilizados uma das principais razões. Este problema não se deve apenas a razões comportamentais dos consumidores, mas também ao tempo necessário para a substituição dos equipamentos. Um outro fator que contribui bastante para este aumento de consumo energético residencial está subjacente ao aumento da aquisição de equipamentos consumidores de energia [15]. Neste sector, são os períodos da manhã e do final do dia que apresentam uma maior necessidade de energia elétrica, como se pode ver na Figura 2.1 [16]. É de certa forma compreensível estes períodos serem os de maior consumo energético, uma vez que coincidem com os períodos na qual se encontram mais pessoas em casa e onde se utiliza a maior parte dos equipamentos elétricos.

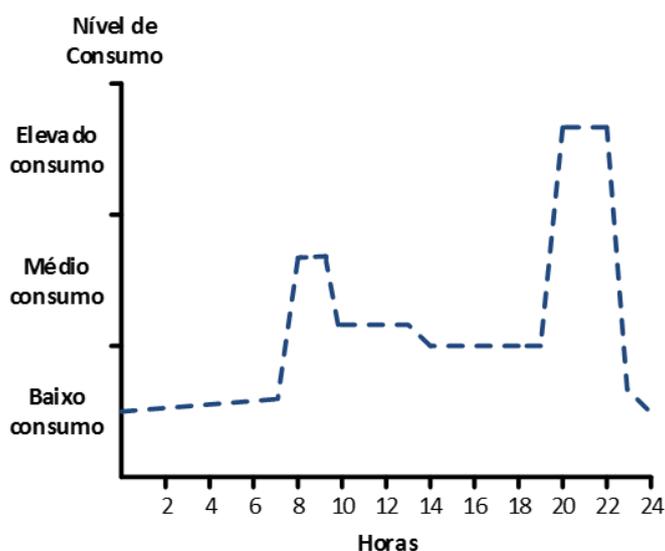


Figura 2.1. Diagrama de consumo energético diário típico de uma habitação.

Relativamente ao setor comercial, onde se enquadra a restauração, iluminação pública, estabelecimentos, o consumo de energia elétrica é aproximadamente constante durante o dia enquanto que no período noturno é reduzido ou mesmo nulo. No setor industrial, o consumo energético apresenta dois panoramas de consumo distintos, o que está relacionado com o modo de atividade das indústrias. Sendo assim, as indústrias na qual o seu período de funcionamento se rege por regime de turnos o consumo é constante, enquanto que as indústrias que operem apenas durante um turno o período de maior consumo normalmente ocorre entre as 8 horas e as 18 horas havendo um decréscimo na hora de almoço.

O panorama do consumo energético apresentado anteriormente encontra-se associado ao período semanal porque durante o fim de semana ocorrem mudanças consideráveis devido à mudança de rotinas. As estações do ano apresentam-se também como um parâmetro que influencia o consumo de energia uma vez que tanto no inverno como no verão ocorre um maior consumo energético associado ao uso de equipamento de climatização.

Com o desenvolvimento tecnológico que se tem vindo a verificar, também o processo de produção de energia tem vindo a sofrer alterações. O modelo de produção de energia dos

últimos tempos remetia para que a eletricidade fosse produzida em grandes centrais elétricas, distantes dos locais de consumo sendo a energia transmitida por linhas de alta tensão até aos consumidores. Este modelo assenta num sistema de produção centralizado que por ação de vários fatores, implicam a ocorrência de perdas o que reduz inevitavelmente a eficiência do sistema. Contudo, os desenvolvimentos tecnológicos, a incapacidade de as fontes tradicionais de produção de energia em cobrir o crescente consumo energético e a liberalização do mercado de eletricidade estão na base da geração de um novo modelo de produção descentralizado. Neste modelo, as centrais de produção descentralizada apresentam menores dimensões, potência mais reduzidas e geram a energia no local de consumo ou alimentam diretamente uma rede próxima de distribuição.

Este novo modelo concentra-se em duas propostas de produção de energia: Unidade de Produção para Autoconsumo (UPAC) e Unidades de Pequena Produção (UPP). No que diz respeito ao processo de licenciamento das UPAC, o mesmo se encontra apresentado na Tabela 2.1 [17]. Ainda relativamente à UPAC, a energia produzida é preferencialmente injetada na instalação de consumo, podendo os excedentes serem injetados na rede elétrica. No que rege a limitações, a potência nominal de ligação de unidade de produção tem de ser inferior a 100% da potência contratada da instalação de consumo e a potência instalada da UPAC não pode ser superior a duas vezes a potência de ligação. Para UPAC com potências de ligação entre 200 W e 1,5 kW apenas necessitam de uma comunicação prévia de exploração, não necessitando da contagem de produção e estão isentas de taxas de registo. Já as UPAC com potências entre 1,5 kW e 1 MW necessitam de um registo prévio e de obter um certificado de exploração [18]. A remuneração da UPAC da eletricidade injetada na rede elétrica calcula-se segundo a equação (2.1) [18]:

$$R_{UPAC,m} = 0,9 E_{FORNECIDA,m} OMIE_m \quad (2.1)$$

onde $R_{UPAC,m}$ corresponde à remuneração do mês m em euros (€), $E_{FORNECIDA,m}$ à energia fornecida no mês m em kWh, $OMIE_m$ à média aritmética simples do preço de fecho do operador de mercado ibérico de energia para Portugal no mês m em €/kWh. Relativamente as UPAC com potência instalada superior a 1,5 kW e ligadas à rede elétrica estão sujeitas a uma compensação mensal fixa nos primeiros dez anos após obtenção do certificado de exploração e calcula-se segundo a equação (2.2) [18]:

$$C_{UPAC,m} = P_{UPAC} V_{CIEG,t} K_t \quad (2.2)$$

na qual:

$C_{UPAC,m}$ -A compensação paga no mês m por cada kW de potência instalada, que permite recuperar uma parcela dos custos decorrentes de medidas de política energética, de

sustentabilidade ou de interesse económico geral (CIEG) na tarifa de uso global do sistema, relativa ao regime de produção de eletricidade em autoconsumo;

P_{UPAC} - Valor correspondente a potência instalada da UPAC, constante no respetivo certificado de exploração;

$V_{CIEG,t}$ - Valor que permite recuperar os CIEG da respetiva UPAC, medido em € por kW, apurado no ano t nos termos do número seguinte;

K_t - Coeficiente de ponderação, entre 0 % e 50 %, a aplicar ao $V_{CIEG,t}$, tendo em consideração a representatividade da potência total registada das UPAC no Sistema Elétrico Nacional, no ano t;

t- ano de emissão do certificado de exploração da respetiva UPAC.

Tabela 2.1. Licenciamento UPAC (adaptado de [17]).

	Isenção de controlo prévio	Mera comunicação prévia	Registo	Certificado de exploração	Licença de produção	Licença de exploração
UPP			✓	✓		
UPAC $P_{inst} \leq 200 W$	✓					
UPAC $P_{inst} > 200 W$ e $P_{inst} \leq 1,5 kW$, ligado à RESP		✓				
UPAC $P_{inst} > 1,5 kW$ e $P_{inst} \leq 1 MW$, ligado à RESP			✓	✓		
UPAC $P_{inst} < 1 MW$ quando o produtor pretende fornecer a energia não consumida à RESP			✓	✓		
UPAC $P_{inst} > 1 MW$					✓	✓
UPAC sem ligação à RESP		✓				
UPAC sem ligação à RESP que utiliza fontes de energia renovável e pretende transacionar garantias de origem			✓	✓		

Relativamente à UPP, esta é instalada no local de consumo e toda a energia produzida é injetada na rede elétrica. Em termos de limitações, a potência de ligação da UPP tem de ser inferior à potência contratada na instalação de consumo e nunca superior a 250 kW. Ainda em termos anuais, a energia produzida pela UPP não pode exceder o dobro da eletricidade consumida na instalação de consumo [18]. Em termos de remuneração, a energia elétrica produzida pela UPP é remunerada pela tarifa atribuída com base num modelo de licitação [18]. No que diz respeito ao processo de licenciamento a UPP necessita de um registo e de um certificado de exploração [18].

2.3 Energias Renováveis como Fontes de Produção de Energia

A necessidade progressiva do uso de energia elétrica e o decréscimo acentuado de recursos de origem não renovável propicia a um investimento por parte das entidades governamentais na procura de fontes alternativas. Essas fontes alternativas correspondem às fontes de energias renováveis. A preocupação em construir um futuro sustentável, bem como as campanhas de sensibilização que se tem feito notar tem levado a uma aposta acentuada na produção de energia elétrica por fontes renováveis. O desenvolvimento das energias renováveis apresenta um leque de mais-valias que é importante destacar [19]:

- Redução da dependência energética nacional;
- Aumento da segurança de abastecimento;
- Redução de problemas ambientais relacionados com a produção de energia;
- Internacionalização de empresas do sector e captação de investimentos estrangeiros;
- Criação de novos postos de emprego;
- Desenvolvimento local.

A produção de eletricidade mundial através de fontes de energia renováveis irá continuar a crescer devendo rondar 10.000 TWh produzidos em 2030. Prevê-se assim que a potência instalada de fontes de energia renováveis duplique de 2014 a 2030 resultado do investimento e políticas seguidas pela maior parte dos países [20].

Até 2030, o que se perspectiva é que os países europeus que apresentem maior produção de energia por Fontes de Energia Renováveis sejam a Áustria com 89% de produção de energia por esta via, Dinamarca cerca de 73%, Croácia 69%, Lituânia 68%, Portugal 68% e Irlanda 66% [20]. De acordo com estes dados é possível concluir que Portugal tem apostado no desenvolvimento da capacidade de produção de energia por fontes de energia renováveis. As condições naturais excecionais das quais Portugal desfruta concede ao país uma posição de destaque no panorama europeu. Entre um grande período de exposição solar, regiões

montanhosas com elevado potencial eólico, cursos de água com boas condições para a exploração hídrica são alguns dos fatores que justificam uma aposta significativa nas energias renováveis.

Segundo a Direção Geral de Energia e Geologia (DGE), a produção de energia elétrica por fontes de energia renováveis tem vindo a aumentar o que traduz o trabalho desenvolvido nesta vertente por parte das entidades governamentais portuguesas. Na Figura 2.2, é apresentada a evolução da produção de energia por fonte de energia renováveis [21].

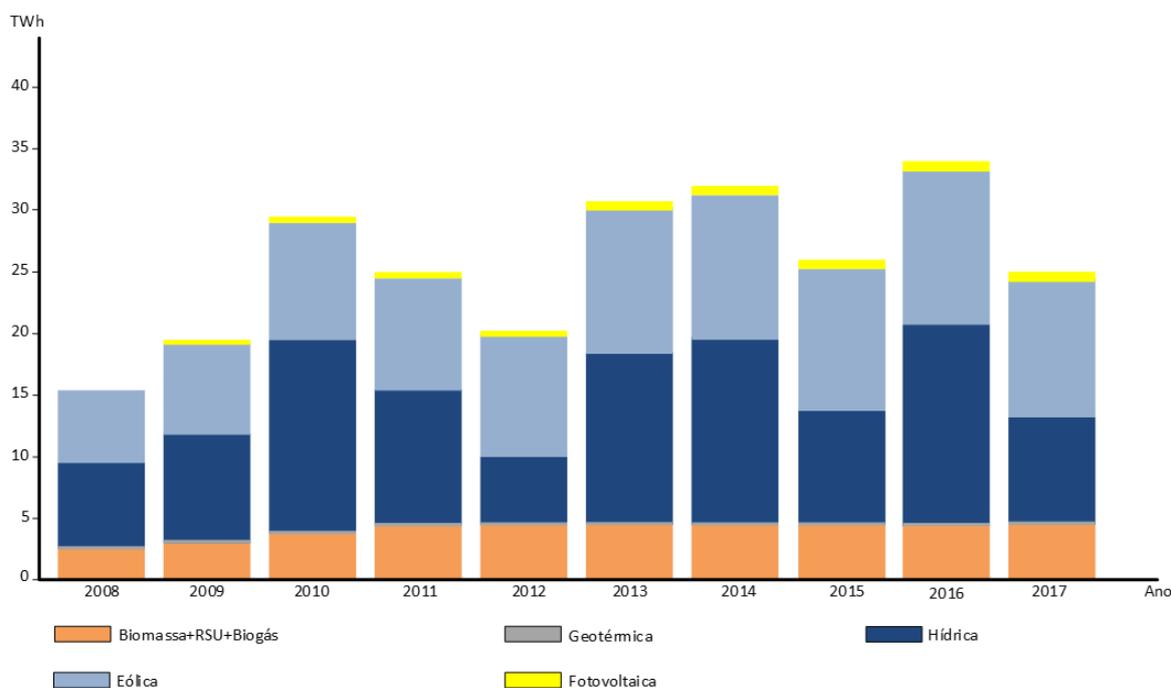


Figura 2.2. Evolução da produção de energia por fontes renováveis (adaptado de [21]).

A evolução constante das tecnologias associadas às fontes de energia renováveis impulsiona que sejam traçadas diretivas com objetivos e metas visando o desenvolvimento sustentável. Sendo assim a União Europeia, através da Diretiva FER relativa à utilização de energia com origem renovável definiu para Portugal o objetivo de até 2020 uma quota de 31% de energia proveniente de fontes renováveis no consumo final bruto de energia [22].

Relativamente ao panorama mundial em termos de energias renováveis, o ano de 2016 ficou marcado pela quebra de recordes no que concerne a produção de energia elétrica por fontes renováveis, muito pelo investimento aplicado pela China no setor fotovoltaico. Segundo foi possível apurar as energias renováveis representaram dois terços de adição de nova capacidade de produção de energia no ano de 2016. Na Figura 2.3, é apresentada a evolução até ao ano de 2016 da potência instalada em termos de energias renováveis bem como uma previsão futura sobre o aumento da mesma., isto relativamente a diferentes regiões.

Entre 2017 e 2022, o que se espera é que o valor de potência acumulada de energias renováveis ultrapasse os 920 GW, ou seja, que apresente um crescimento de 43% face aos

dados atuais. Trata-se de uma previsão bastante otimista, que tem como base o elevado desenvolvimento de países como China e Índia no setor renovável, sendo atualmente a China responsável por 40% do crescimento global da potência renovável [23].

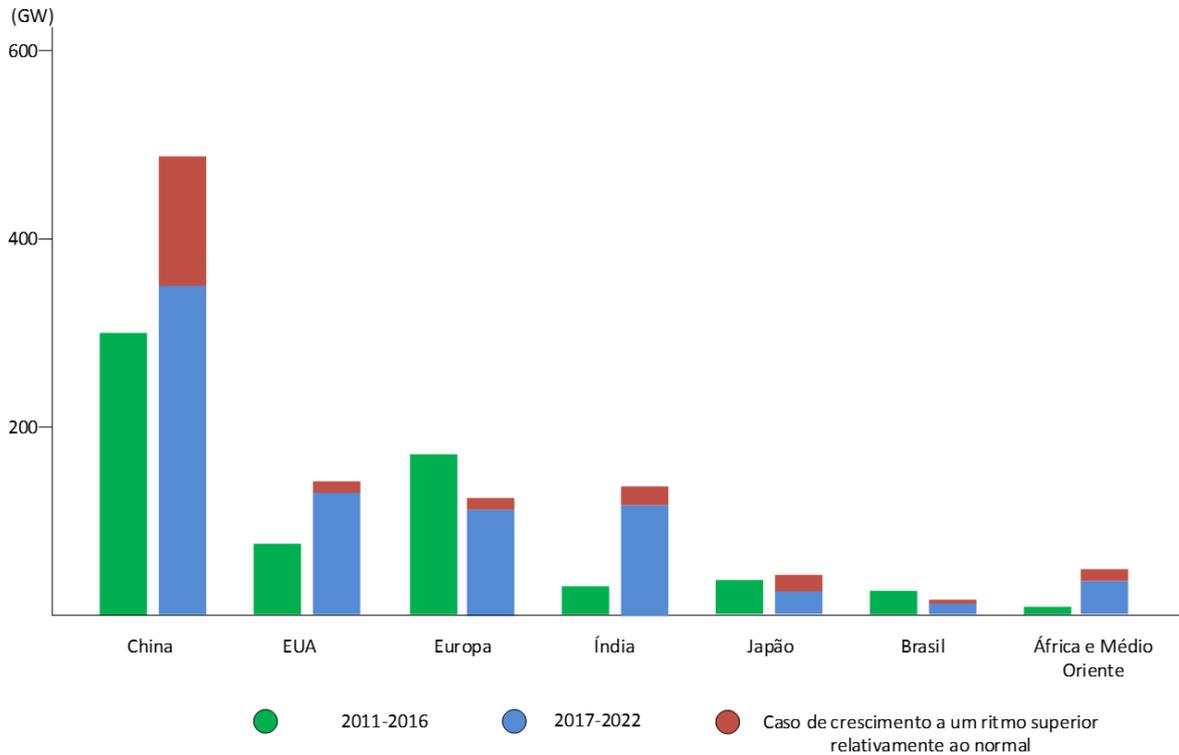


Figura 2.3. Evolução da capacidade de energia renovável por país/região (baseado em [24]).

No panorama Europeu, segundo um relatório da *Sandbag*, a quantidade de energia gerada por fontes renováveis superou pela primeira vez a quantidade de energia gerada por fontes de carvão, no ano de 2017. Esse estudo revela que produção de eletricidade a partir de fontes renováveis forneceu cerca de 679 TWh, enquanto que o carvão forneceu 669 TWh. Não deixa de ser relevante, salientar que há cinco anos atrás a produção de energia elétrica através do carvão era o dobro da produção por fontes renováveis. Contudo, o carvão ainda possui muitos defensores na Europa, como é o caso da Espanha, Polónia e a República Checa, sendo estes dois últimos os mais dependentes do carvão [25]. Os países da Europa que mais se destacam em termos de utilização de energias renováveis são a Alemanha e o Reino Unido, que durante o período de 2014 a 2017 tiveram uma contribuição de 56% para o crescimento da produção de energia renovável [25]. Posto isto, as entidades governamentais europeias têm demonstrado um grande interesse em potenciar a produção de energia por fontes renováveis e por isso estabeleceu objetivos energéticos e climáticos para 2020, 2030 e 2050. Os objetivos de 2020 consistem em reduzir em 20% a emissão de gases com efeito estufa, que 20% de energia seja proveniente de fontes renováveis e que haja uma melhoria da eficiência energética em 20%. Já os objetivos de 2030 tem como base reduzir em 40% as emissões de gases com efeito estufa, que 27% da energia seja proveniente de fontes renováveis e que haja

um aumento de 27% a 30% de eficiência energética. O único objetivo estabelecido para 2050 consiste em que haja uma redução de 80% a 95% das emissões de gases com efeito estufa [26]. De acordo com estes objetivos propostos, verifica-se a necessidade de os países reverem as suas políticas relativamente à produção de energia, uma vez que a proporção de energias renováveis nos vários países tem crescido de forma muito desigual. Por isso é importante que os países estabeleçam estratégias sustentáveis e que promovam as energias renováveis de forma a que os objetivos propostos possam ser atingidos.

2.3.1 Energia Solar Fotovoltaica no Mundo

Os sistemas solares fotovoltaicos, desde cedo se afirmaram como uma das fontes de energia renovável com maior potencial. Isto é resultado de serem sistemas que necessitam de pouca manutenção, terem um período de vida útil elevado, a possibilidade da sua integração em infraestruturas e acima de tudo a sua fonte de energia ser o sol, uma vez que este proporciona uma elevada disponibilidade geográfica.

O mercado mundial de energia solar tem sofrido um processo de crescimento notável, como é evidente a partir da elevada potência instalada acumulada ao longo dos últimos anos. O ano de 2016 foi um ano notável para o mercado da energia solar fotovoltaica, porque não só se registaram adições de potência instalada recorde como também foi considerada a maior fonte de energia renovável em termos de adição de potência instalada anual. A energia solar fotovoltaica representou cerca de 43,3% da nova capacidade de energia renovável instalada, surgindo de seguida a energia eólica e hidroelétrica com uma contribuição de cerca 32,7% e 17,7%, respetivamente [27].

A redução de custos de um sistema solar fotovoltaico, bem como a crescente exigência em termos energéticos por parte da sociedade representam os principais fatores do crescimento do mercado fotovoltaico.

Em 2016 registou-se o valor de 76,6 GW de potência global instalada nesse ano perfazendo um total 306,5 GW de potência instalada, como se pode ver na Figura 2.4. Estes dados permitem verificar a evolução crescente que a indústria fotovoltaica tem sofrido, uma vez que o total de potência instalada em 2015 era de 229,3 GW [28]. Ainda na presente Figura 2.4 são feitas estimativas acerca do valor da potência fotovoltaica instalada, sendo mais um fator que aponta numa evolução crescente desta fonte de energia.

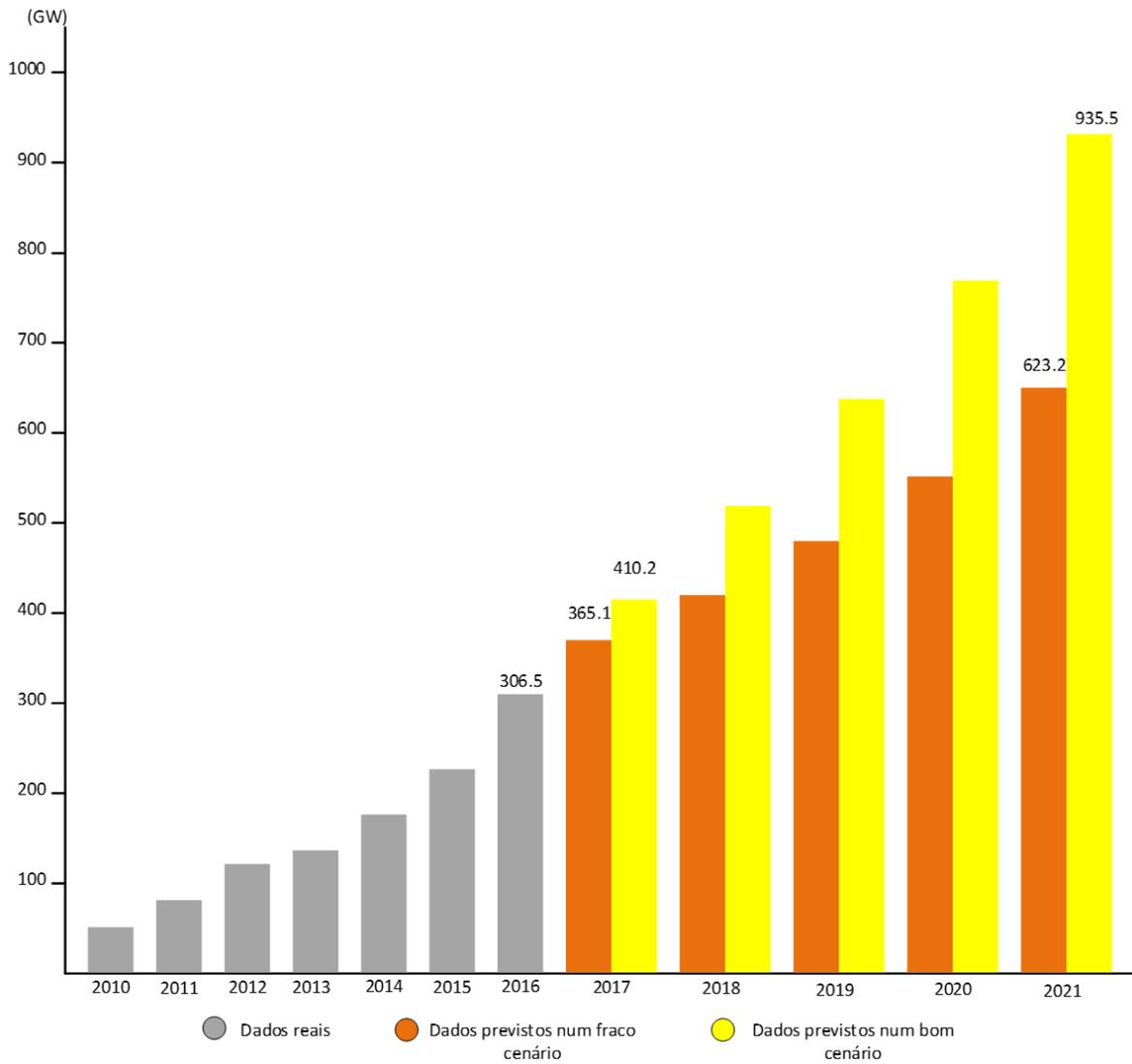


Figura 2.4. Total da potência fotovoltaica total acumulada e cenários possíveis ate 2021 (baseado em [28]).

Relativamente ao crescimento mundial da potência fotovoltaica instalada surge Ásia-Pacífico como principal líder do mercado fotovoltaico do ano de 2016 com uma instalação de 52,38 GW, seguida de América do Norte e Europa com instalação de 15,05 GW e 7,12 GW respetivamente. Esta liderança da Ásia-Pacífico resulta da inclusão de três dos principais países (China, Japão e Taiwan) fabricantes de equipamentos de energia solar, onde as suas entidades governamentais promovem o desenvolvimento de sistemas solares fotovoltaicos através de incentivos financeiros, políticas de longo prazo, subsídios e benefícios fiscais [27]. A China surge como principal mercado de energia fotovoltaica pois esta aumentou a sua potência instalada para 78,1 GW no final de 2016 com a adição de 34,54 GW ao longo do ano, representando este valor 45% das instalações globais de potência no mesmo ano. Os EUA surgem em segundo lugar no que respeita à adição de potência fotovoltaica instalada no ano de 2016, seguido pelo Japão, Índia e Reino Unido, como se pode verificar na Tabela 2.2 [27][29].

Tabela 2.2. Top 10 dos Países com maior potência fotovoltaica instalada anual e maior potência fotovoltaica acumulada no ano de 2016.

Top 10 dos Países com maior capacidade instalada em 2016			Top 10 dos Países com maior capacidade acumulada instalada em 2016		
1	China	34.5 GW	1	China	78.1 GW
2	EUA	14.7 GW	2	Japão	42.8 GW
3	Japão	8.6 GW	3	Alemanha	41.2 GW
4	Índia	4.0 GW	4	EUA	40.3 GW
5	Reino Unido	2.0 GW	5	Itália	19.3 GW
6	Alemanha	1.5 GW	6	Reino Unido	11.6 GW
7	Coreia do Sul	0.9 GW	7	Índia	9.0 GW
8	Austrália	0.8 GW	8	França	7.1 GW
9	Filipinas	0.8 GW	9	Austrália	5.9 GW
10	Chile	0.7 GW	10	Espanha	5.5 GW

Ao nível da geração de empregos, a energia solar fotovoltaica é a fonte de energia renovável que emprega mais gente com cerca de 3.1 milhões de empregos, mais 12% relativamente ao ano de 2015, como se verifica na Tabela 2.3 [30].

Tabela 2.3. Empregos gerados pelas diferentes tecnologias de energia renovável no ano de 2016 (adaptado de [30]).

Fonte de energia renovável	Número de Empregados
Solar Fotovoltaica	3 095 000
Hídrica	1 730 000
Biofuel	1 724 000
Eólica	1 155 000
Biomassa	723 000
Biogás	333 000
Geotérmica	182 000

Desta forma, a energia solar fotovoltaica apresenta-se como uma solução muito viável, versátil, que utiliza uma fonte de energia grátis, limpa e que apresenta uma elevada disponibilidade em termos geográficos, com custos de manutenção e aquisição reduzidos. Por estas razões, entre outras, é que a indústria fotovoltaica tem apresentado um crescimento notável ao longo dos últimos anos.

2.3.2 Energia Solar Fotovoltaica em Portugal

Portugal é dos países da Europa que goza do maior potencial em termos de aproveitamento de energia solar com uma média de 2200 a 3000 horas de exposição solar ao ano no continente e entre 1700 a 2200 nas ilhas. A partir da Figura 2.5 é possível verificar o nível de radiação a que Portugal está sujeito. Portugal comparativamente à Alemanha possui mais de 70% de insolação anual, o que em condições idênticas de eletricidade produzida o custo em Portugal seria cerca de 40% menor.

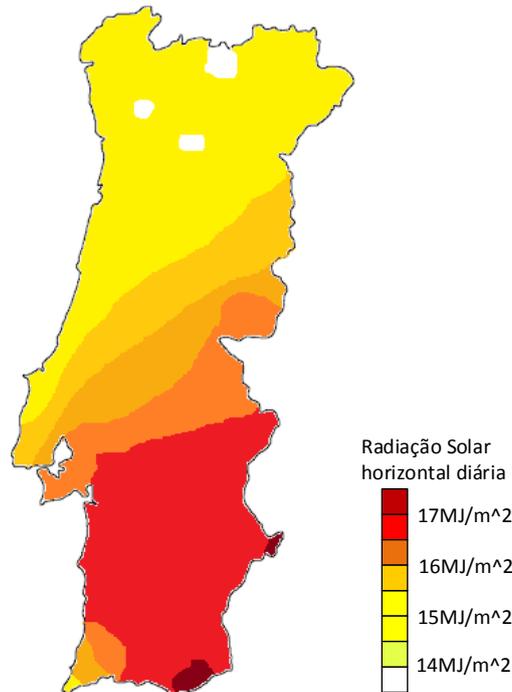


Figura 2.5. Mapa de radiação solar em Portugal (baseado em [31]).

A par deste facto, surgem outros que apoiam a necessidade de Portugal em explorar de forma mais eficiente o setor fotovoltaico. Esses fatores categorizam-se em ambientais, energéticos, arquiteturais e socioeconómicos. Os fatores ambientais têm como base a redução de emissão de gases de efeito de estufa resultado da produção de quantidades significativas de energia limpa. A produção de energia em horas de ponta proporciona também melhoria no *mix* energético nacional, sendo este muito poluente e caro durante esses períodos. Esta vantagem também remete para os benefícios energéticos. Neste fator também se destaca, a disponibilidade de energia elétrica em situações de emergência, o investimento evitado em alongamento da rede para locais remotos, a melhoria da fiabilidade da rede, redução de perdas relacionadas com o transporte e a redução de variabilidade de produção de energia elétrica, sendo este ponto fulcral onde a fonte hídrica se revela muito forte no *mix* elétrico.

A nível de fatores arquiteturais, importa ressaltar que é possível substituir material de construção, por exemplo fachadas, e de certa forma alterar o cenário estético das infraestruturas como é exemplo a variação da sua cor. Por exemplo telhados fotovoltaicos o

custo relacionado com a sua manutenção e substituição são mais reduzidos quando comparados com um telhado tradicional.

Os benefícios socioeconómicos assentam na criação de novas empresas de elevado valor acrescentado, na geração de emprego, no aumento progressivo da responsabilidade social e da capacidade tecnológica das instituições. Para além disso, as novas empresas proporcionam a implementação de novos produtos e mercados, bem como o desenvolvimento de novos serviços gerando assim mais emprego, possibilidade de novas áreas de formação bem como inverter situações de despovoamento em determinadas zonas com a criação de novas infraestruturas. De acordo com os dados estatísticos disponibilizados pela Associação de Energias Renováveis (APREN), a fonte de energia solar é a que mais se tem destacado em termos de evolução relativa, bem como a fonte de energia que permite uma maior geração de emprego uma vez que entre 2010 e 2013 verificou-se uma média de 12.1 empregos por MW instalados, resultado da existência de fabricantes no país [32]. Na Tabela 2.4 apresenta-se a evolução da potência total instalada de sistemas solares fotovoltaicos, comprovando que as entidades governamentais portuguesas têm investindo na evolução desta fonte de energia [33].

Tabela 2.4. Capacidade acumulada de potência fotovoltaica instalada em Portugal (2005-2015).

Ano	<i>Off-Grid</i>				Total
		Produtor Independente	Micro-Geração	Mini-Geração	
2005	2	0	0	0	2
2006	3	1	0	0	4
2007	3	12	0	0	15
2008	3	51	2	0	56
2009	3	82	14	0	99
2010	3	99	33	0	136
2011	3	103	63	0	169
2012	3	123	81	21	229
2013	4	144	90	46	284
2014	5	233	93	61	392
2015	n.a	282	101	72	455

Através da análise dos dados da tabela é possível verificar uma evolução notável de potência instalada a partir de 2008, o que tem como base a construção de centrais fotovoltaicas a partir de esse ano, sendo a central de Amareleja a que mais contribui para essa evolução. Esta central é atualmente a maior de Portugal, situada em Moura, conta com uma potência total instalada de 45,78 MWp, sendo constituída por 2520 seguidores solares azimutais, equipados com 104 painéis solares cada um, cuja finalidade é seguir a trajetória do sol para uma maior otimização de captação de energia. Para além disso, é também constituída por 262080

módulos solares fotovoltaicos de silício policristalino fixos aos quais se encontram conectados inversores, totalizando 70 inversores de 500 kW em toda a central.

A central fotovoltaica de Amareleja é ainda constituída por postos de transformação que permitem elevar a tensão de 0,22 kV para 20 kV, por um centro de controlo que monitoriza e controla o funcionamento de toda a central e por uma subestação que permite elevar a tensão de 20 kV para 60 kV, cuja finalidade é que energia produzida seja injetada na rede de modo a ser transportada até aos locais de consumo [34]. Portugal apresenta cerca de 566 MW de potência fotovoltaica instalada, o que é pouco para o nível de insolação a que o país está sujeito [35]. Contudo, as entidades governamentais portuguesas têm reunido esforços para desenvolver esta fonte de energia no país sendo que para isso aprovou 14 novas centrais fotovoltaicas.

2.3.3 Tecnologia Solar Fotovoltaica

A energia solar fotovoltaica assume-se cada vez mais como a fonte de energia renovável com maior potencial no futuro. O processo de produção de energia a partir da conversão direta da luz solar em energia elétrica está associada ao fenómeno físico denominado por efeito fotovoltaico.

O efeito fotovoltaico foi descoberto pelo físico Alexandre-Edmond Becquerel em 1839, quando este realizava experiências eletroquímicas. Essas experiências consistiram na colocação de dois elétrodos revestidos por prata num recipiente que continha um eletrólito e verificou que a corrente que fluía entre os elétrodos sofria variações quando exposta à luz. O efeito fotovoltaico associa outros três fenómenos físicos tais como: absorção de luz, a transferência de energia para as cargas elétrica através dos fotões e a geração de corrente elétrica[36].

A célula fotovoltaica é o elemento mais básico de todo um sistema solar fotovoltaico, sendo o elemento onde ocorre a conversão de energia solar em energia elétrica. No entanto, as células solares fotovoltaicas, quando utilizadas de forma individual, não têm capacidade de produzir uma quantidade de energia considerável, sendo por isso associadas em série e/ou em paralelo de forma a obter valores de corrente e/ou tensão mais altos.

As células solares fotovoltaicas são constituídas por um material semiconductor em que a sua escolha se baseia na capacidade absorvedora do espectro solar e nos custos associados ao fabrico. Sendo assim, o silício é o material preferível uma vez que existe em abundância na superfície terrestre. A forma mais comum que se encontra na natureza é sob a forma de areia sílica embora possa ser encontra sob outras formas, mas nunca no seu estado puro. Com o desenvolvimento tecnológico que se vindo a efetuar, foi possível alargar a aplicabilidade do

silício, sendo este o material predileto para aplicar em sistemas solares fotovoltaicas uma vez que apresenta facilidade em absorver o espectro solar [37].

Uma célula fotovoltaica constituída por silício na sua forma pura jamais produziria energia elétrica porque é necessário que exista uma diferença de potencial entre duas zonas da célula, ou seja, um campo elétrico. O silício é caracterizado por ter quatro eletrões de valência que permitem estabelecer ligações covalentes com outros átomos formando uma rede cristalina. Contudo, o silício na sua forma pura não apresenta eletrões livres, o que o torna um mau condutor elétrico e por isso inibe a produção de corrente elétrica. De forma a contornar esta adversidade, o silício é submetido a um processo denominado de dopagem, que consiste na adição de outros elementos de forma a alterar as suas propriedades elétricas. Sendo assim é possível criar duas camadas na célula solar, mais propriamente a camada tipo N e camada tipo P, na qual apresentam respetivamente um excesso de cargas negativas e positivas quando comparadas ao silício no seu estado puro [38][39][40]. A camada tipo N surge a partir da adição de fósforo ao silício. Um átomo de fósforo possui cinco eletrões de valência e ao associar-se ao silício permite a criação de quatro ligações covalentes com os átomos de silício, ficando um eletrão livre para estabelecer uma ligação covalente. Posto isto, a partir de uma pequena fração de energia é possível fazer com que este eletrão livre se liberte do átomo e se dirija para a banda de condução tornando o fósforo um dador de eletrões do tipo N. Desta forma, gera-se a camada do tipo N [37][38][39][40]. A camada tipo P surge a partir da adição de boro ao silício. Um átomo de boro possui três eletrões de valência e quando adicionado ao silício falta um eletrão para estabelecer as ligações covalentes com os átomos de silício formando-se assim uma lacuna. Sendo assim, com uma pequena fração de energia, um eletrão de um átomo vizinho deslocar-se-á pela banda de condução e irá preencher essa lacuna tornando o boro como um aceitador de eletrões do tipo P. Gera-se assim o camada do tipo P [37][38][39][40]. As camadas tipo N e P isoladamente assumem um comportamento eletricamente neutro, contudo, ao associarem-se originam a junção P-N onde se cria um campo elétrico, na qual se dá as transferências de eletrões livres da camada N para a camada P, preenchendo as lacunas. Posto isto, a camada tipo P fica negativamente carregada devido à acumulação de eletrões e a camada tipo N fica positivamente carregada devido a diminuição de eletrões. Quando o campo elétrico impede a passagem de eletrões livres da camada N para a camada P gera-se o equilíbrio [38][39][40].

Sendo assim quando se expõe uma célula solar à luz, os fotões chocam com os eletrões fornecendo-lhes energia o que faz com que estes saltem da banda de valência para a banda de condução. Este processo tem como base o arranque de eletrões das suas ligações covalentes formando pares eletrões-lacunas que por efeito do campo elétrico são acelerados

em sentidos opostos. Com este movimento de cargas origina-se uma diferença de potencial entre as extremidades da célula que se designa por tensão de circuito de aberto. Caso ocorra a conexão da camada N com a camada P por via de um condutor externo gera-se corrente elétrica, enquanto houver incidência de luz solar na célula. A esta corrente elétrica, dá-se o nome de corrente de curto-circuito e depende da intensidade da luz incidente e da área iluminada [38][39][40][41].

2.3.4 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas

As células solares fotovoltaicas, como já enunciado, são as responsáveis pela conversão de energia solar em elétrica, por isso o rendimento e o custo da sua concessão são parâmetros a ter em consideração. É espectável que para os fabricantes, a situação perfeita seria a concessão de uma célula com alto rendimento e com um custo de fabrico baixo. No entanto, o rendimento das células solares fotovoltaicas é reduzido e ainda para mais os processos que envolvem o seu fabrico são caros e bastante complexos. Sendo assim, as células solares fotovoltaicas são classificadas de acordo com o seu processo de fabrico e do material utilizado. Posto isto estas podem ser de primeira, segunda ou terceira geração, tendo em linha de conta a tecnologia envolvida no fabrico.

Do ponto de vista do material utilizado nas células solares fotovoltaicas, o silício corresponde à matéria prima com maior aplicabilidade no setor fotovoltaico. Em nota de curiosidade, nove em cada dez módulos solares fotovoltaicos apresentam o silício na sua constituição. Do tipo de células, verifica-se que nos últimos anos as células do tipo policristalino tendo vindo a ser alvo de uma maior aposta.

No grupo de células de filme fino pode-se verificar um decréscimo na utilização de células do tipo amorfo relativamente ao crescimento de outras tecnologias como o telureto de cádmio e de disseleneto de cobre e índio.

A célula solar fotovoltaica é uma tecnologia que se tem vindo afirmar com muito potencial no que concerne à geração de energia de forma limpa, uma vez que se tem apostado no desenvolvimento de soluções que permitam aumentar o rendimento das células bem como diminuir o custo da concessão das mesmas.

Células do Tipo Monocristalino

As células do tipo monocristalino, fazem parte da primeira geração das células solares fotovoltaicas com uma eficiência a rondar os 16% a 17%, podendo atingir os 25% no laboratório [37][42]. Na conceção deste tipo de células é exigido que o material utilizado possua um elevado grau de pureza, o que por si só já implica um processo de fabrico bastante

complexo e para além do mais caro, o que faz com que esta tecnologia seja utilizada em situações onde o custo não é dos primeiros fatores a ter em conta [36]. Importa ainda referir que a produção de células solares fotovoltaicas deste tipo tem como princípio o aquecimento até 1450°C de um lingote constituído por silício num estado bruto com uma velocidade de rotação máxima de 30 cm/h, sendo esta técnica denominada por *Czochralski* [39][40].

Células do Tipo Policristalino

No fabrico deste tipo de células, o processo de fabrico é simplificado, não sendo tão complexo nem dispendioso quando comparado com as células do tipo monocristalino. Isto é resultado de não ser necessário o uso de silício com um estado de pureza tão elevado, sendo por isso um processo menos rigoroso e por isso também mais barato. Contudo, estas células possuem um rendimento menor, cerca de 13% a 15%, podendo em laboratório atingir os 20% e acabam por apresentar uma melhor relação rendimento/preço [39][40][42][36].

Células de Silício Amorfo

As células de silício amorfo são parte integrante do grupo de segunda geração, sendo a de maior reputação na constituição de células de filme fino. Este tipo de células têm bastante aplicabilidade em calculadoras, relógios e apresentam um rendimento entre 5 a 8%, daí a sua aplicabilidade em produtos cuja eficiência não é um elemento crucial [40][42].

Relativamente à técnica de fabrico tem como princípio a deposição de camadas muito finas de ligas de silício na superfície de um elemento constituído por vidro, metal ou plástico. Apresentam uma absorção da radiação solar mais eficiente e um custo de fabrico mais baixo quando comparado com as células monocristalinas e policristalinas.

Se o elemento dispuser de uma flexibilidade considerável, é possível integrar estas células em superfícies irregulares ou mais especificamente em telhados. Esta tecnologia torna-se bastante atrativa para uma possível aposta na construção de novas infraestruturas devido à sua versatilidade.

No entanto, estas células para além de um baixo rendimento também apresentam instabilidade em termos de propriedades elétricas como é o caso da diminuição da sua eficiência nos primeiros tempos de operação [39][36].

Células de Telureto de Cádmio

As células de telureto de cádmio apresentam um custo de fabrico reduzido, e um rendimento de cerca de 13%, podendo atingir os 18% em laboratório. Posto isto, são o tipo de células mais económicas da gama de células de filme fino. O facto de conter cádmio, este apresenta

vários perigos tanto para a saúde como para o meio ambiente, o que é importante ter em especial atenção aos resíduos resultantes do fabrico deste tipo de células [36].

Células de Terceira Geração

A evolução das células solares para uma terceira geração teve o propósito de melhorar o desempenho elétrico das células de segunda geração, mas tendo em conta a manutenção de custos de produção baixos. A melhoria da eficiência resulta da utilização de células com camadas múltiplas (múltiplas junções), com aumento da concentração dos componentes para terem capacidade de absorver na zona do infravermelho [43]. Uma outra opção tem como base a concentração da luz solar usando espelhos e lentes [43]. Este tipo de células são principalmente de dois tipos: orgânicas (OPV) ou sensibilizadas por corantes (DSSC- *dye-sensitized solar cell*). A tecnologia que está na base da produção das células OPV é formada por uma película super fina, possui um raio de curvatura que pode ir ate aos dez centímetros e a sua superfície apresenta um nível de transparência de cerca de 50%. Esta tecnologia tem como principais vantagens uma menor dependência do ângulo de incidência da radiação solar, o que lhe permite um maior aproveitamento da radiação solar. O facto de absorver raios ultravioleta e infravermelho, permite reduzir a carga térmica o que lhe permite uma boa eficiência mesmo em ambientes muito quentes.

As células do tipo DSSC, são constituídas por matérias orgânicos e inorgânicos são uma opção viável uma vez que envolvem um processo de fabrico não tao complexo como as tradicionais, e por isso têm sido alvo de um processo de investigação. Têm como principais vantagens um baixo custo associado, uma boa relação entre preço/rendimento, a capacidade de operar com níveis de radiação reduzidos. Como principal desvantagem é o facto de conter um eletrólito liquido que não é estável a temperaturas variáveis, um exemplo disso mesmo é o facto de poder congelar a baixas temperaturas o que implica uma redução de geração de energia [44].

2.3.5 Modelo Elétrico e Matemático de Uma Célula Solar Fotovoltaica

Após a realização do estudo sobre células solares fotovoltaicas, necessita-se compreender o funcionamento de uma célula solar fotovoltaica. Assim sendo, o mais comum é recorrer-se a um circuito elétrico, presente na Figura 2.6. É um modelo constituído por uma fonte de corrente contínua I , em paralelo com um díodo D , por uma resistência R_p e uma outra resistência R_s . Estas duas resistências dizem respeito às perdas na célula, onde R_s representa a resistência proporcionada pelos contatos elétricos entre os terminais e o semicondutor, R_p corresponde às perdas que resultam por efeito de correntes parasitas o que faz com que este

elemento apresente um valor elevado, embora possa ser ignorada do esquema equivalente facilitando a análise e os cálculos. A corrente gerada pela radiação solar incidente está representada pela fonte de corrente, a junção p-n é representada pelo díodo D.

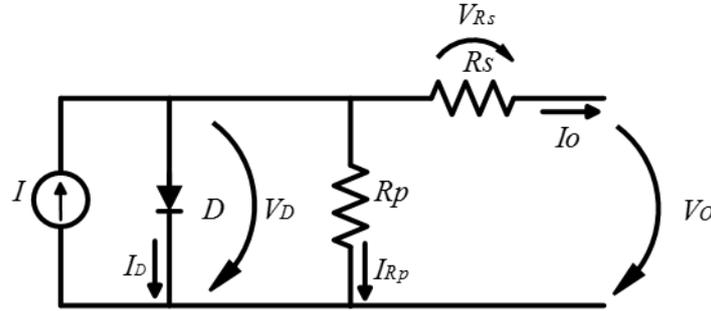


Figura 2.6. Esquema elétrico de uma célula solar fotovoltaica.

Analisando o modelo elétrico segundo as leis de *Kirchhoff*, é possível perceber o comportamento elétrico da célula e obter as seguintes equações (2.3) e (2.4):

$$I_o = I - I_D - I_{R_p} \quad (2.3)$$

$$V_o = V_D - V_{R_s} \quad (2.4)$$

De acordo com a 1ª Lei de *Kirchhoff*, obtém-se na saída da célula solar fotovoltaica uma corrente que resulta da diferença entre a corrente gerada pela célula e a corrente inversa de saturação do díodo a qual é dada pela equação (2.5):

$$I_D = I_{sat} \left(e^{\frac{V_D}{nV_{TH}}} - 1 \right) \quad (2.5)$$

Onde: I_{sat} corresponde à corrente máxima de saturação do díodo para uma determinada temperatura; n ao fator de idealidade do díodo; e V_{TH} à tensão térmica. A tensão térmica define-se pela equação (2.6):

$$V_{TH} = \frac{K_B T}{q} \quad (2.6)$$

Onde: K_B - constante de Boltzmann ($K_B = 1,38 \times 10^{-23} J/K$); T - Temperatura de funcionamento (em Kelvin); q - Carga de um eletrão ($q = 1,6 \times 10^{-19} C$). A corrente que percorre a resistência R_p resulta da equação (2.7):

$$I_{R_p} = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_o + V_{R_s}}{R_p} \quad (2.7)$$

Rearranjando a equação (2.3), a partir das equações (2.5) e (2.7), formula-se a equação da corrente na saída da célula solar fotovoltaica que é dada pela equação (2.8) [45][46][47]:

$$I_o = I - I_{sat} \left(e^{\frac{V_D}{nV_{TH}}} - 1 \right) - \frac{V_o + V_{R_s}}{R_p} \quad (2.8)$$

Ao analisarmos a equação podemos confirmar o que foi dito anteriormente relativamente à resistência R_P , ou seja, que para o seu valor elevado esta pode ser ignorada nos cálculos.

2.3.6 Características Técnicas dos Painéis Solares Fotovoltaicos

A norma europeia Standard EN 50380 define as características técnicas que os fabricantes de painéis solares fotovoltaicos devem apresentar nos seus *datasheets*. Contudo, existem diversos *datasheets* que não contemplam todas as características técnicas dos painéis solares fotovoltaicos que a referida norma impõe. Essas características técnicas são:

- **Potência máxima:** valor máximo de potência que o painel solar fotovoltaico pode fornecer;
- **Tensão nominal:** valor da tensão no ponto de máxima potência disponibilizada pelo painel solar fotovoltaico;
- **Corrente nominal:** valor da intensidade de corrente no ponto de máxima potência;
- **Corrente de curto-circuito:** valor máximo da intensidade de corrente que atravessa a carga, sendo neste caso a tensão na carga nula, logo a resistência de carga é nula;
- **Tensão de circuito aberto:** valor máximo da tensão entre os terminais do painel solar fotovoltaico quando está em circuito aberto;
- **Coefficiente de temperatura da corrente em curto-circuito:** variação da corrente de curto-circuito em função da variação da temperatura;
- **Coefficiente de temperatura da tensão em circuito aberto:** variação da tensão em função da variação da temperatura.

Estes parâmetros são bastante importantes porque permitem fazer estimativas da quantidade de energia gerada, bem como analisar a compatibilidade de ligação dos elementos constituintes de um sistema solar fotovoltaico. Estes parâmetros determinam-se através das condições *Standard Test Conditions* (STC).

2.3.7 Condicionantes dos Painéis Solares Fotovoltaicos

O rendimento de um painel solar fotovoltaico sofre influência de parâmetros externos tais como a temperatura, efeitos de sombra e radiação. Estes parâmetros afetam as correntes e tensões geradas pelas células solares fotovoltaicas o que prejudica os painéis solares em termos de potência gerada. Na Figura 2.7 é possível verificar o ponto de máxima potência de um painel fotovoltaico e daí compreende-se que num determinado momento existe um ponto

onde os valores de corrente e de tensão são ideais de forma a obter-se o máximo de potência produzida pelo painel.

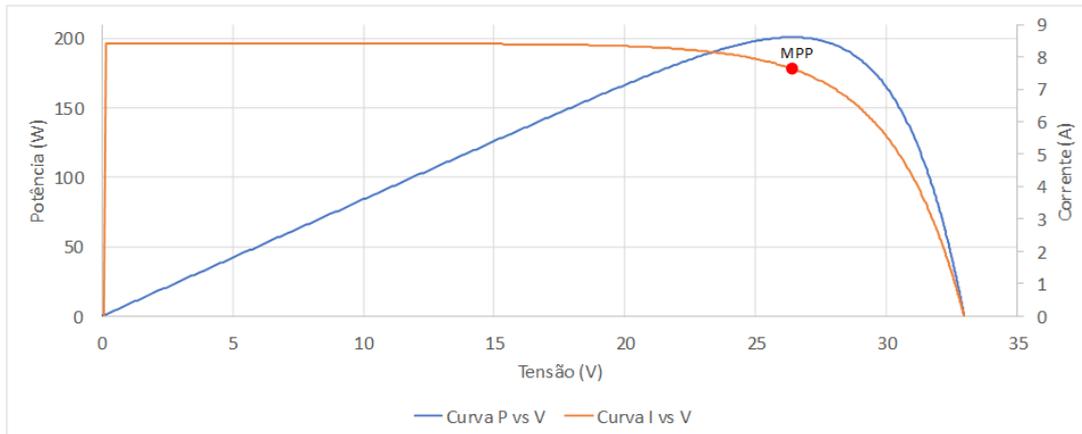


Figura 2.7. Curvas P vs. V e I vs. V, para determinação do ponto de máxima potência (MPP).

Temperatura

A temperatura é um dos parâmetros que mais influência a tensão de circuito aberto. Com o aumento da temperatura a tensão de circuito aberto diminui. Esta diminuição por sua vez leva a uma diminuição da tensão nominal, o que provoca uma diminuição da potência máxima que o painel pode fornecer, como se pode verificar na Figura 2.8 [48][49].

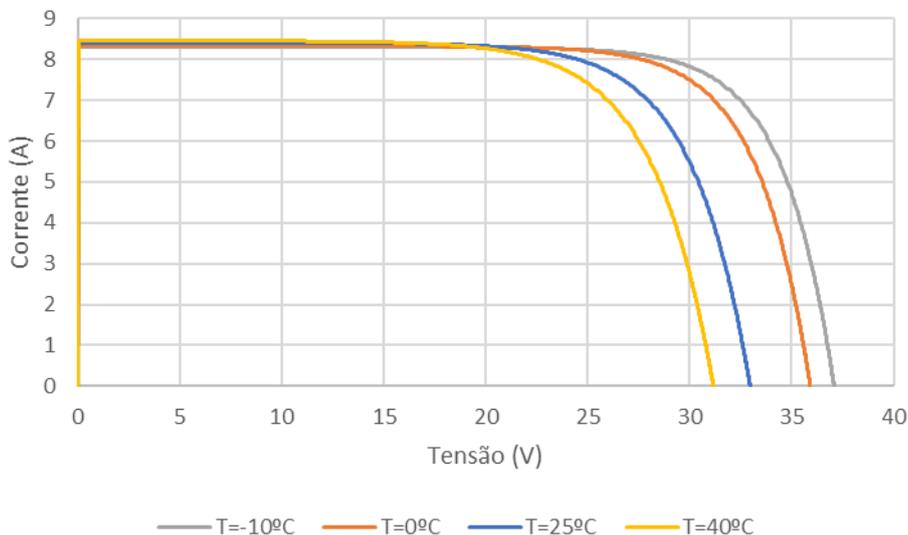


Figura 2.8. Efeito da temperatura na potência que um painel solar fotovoltaico pode fornecer (adaptado a partir de [50]).

Radiação Incidente

O nível de radiação a que o painel solar fotovoltaico está sujeito é influenciado por fatores como a hora do dia, a localização geográfica, a inclinação do painel, humidade, temperatura, e por elementos que provoquem sombra. Sendo assim, a radiação que incide num módulo

solar fotovoltaico irá influenciar a corrente gerada por este, sendo que o seu valor tem uma relação de proporcionalidade direta, ou seja, será tanto menor quanto menor for a radiação incidente como se pode verificar na Figura 2.9. Posto isto, a consequência de uma menor corrente é a menor potência produzida pelo módulo solar fotovoltaico [48][49].

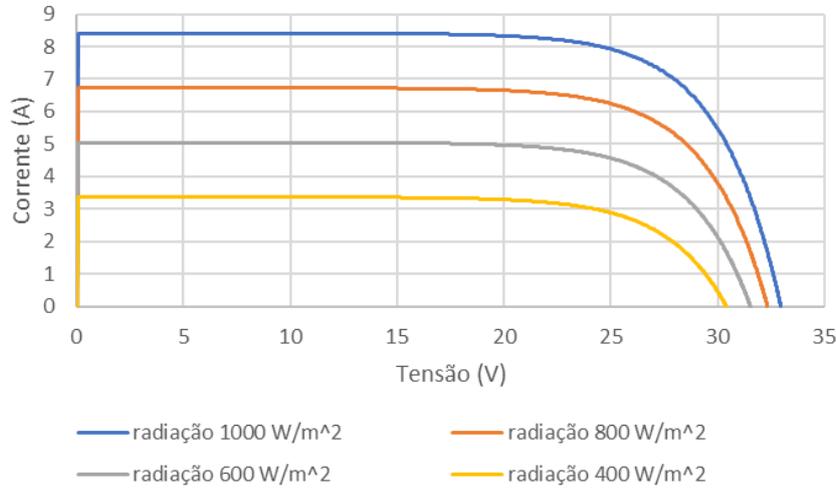


Figura 2.9. Influência da radiação solar incidente na eficiência de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [50]).

Efeito de Sombra

Como já foi referido anteriormente, o normal é associar-se as células solares fotovoltaicas em série e/ou paralelo de forma a garantir uma produção de energia significativa. Quando a associadas em série, a radiação incidente é distribuída uniformemente e todas as células operam com a mesma corrente. O valor de tensão é igual ao somatório das tensões disponibilizadas por cada painel [51][52].

O efeito de sombra é um fenómeno natural, provocado por qualquer elemento que impeça passagem direta da luz solar e tem repercussões na eficiência de uma instalação fotovoltaica. No caso em que a radiação incidente não seja uniformemente distribuída e alguns painéis sofram do efeito de sombra, a potência do sistema diminui de forma significativa, diminuindo o rendimento da instalação [47][53].

Sendo assim, a corrente que circula na instalação é limitada, uma vez que é definida pela corrente máxima que os painéis que sofrem o efeito de sombra são capazes de fornecer. Nestes casos, na curva característica da potência surgem diversos pontos de máxima potência, sendo mais um dos fatores que reduz o rendimento do sistema, uma vez que a situação ideal é a existência de um único ponto de máxima potência. Esta situação encontra-se ilustrada na Figura 2.10.

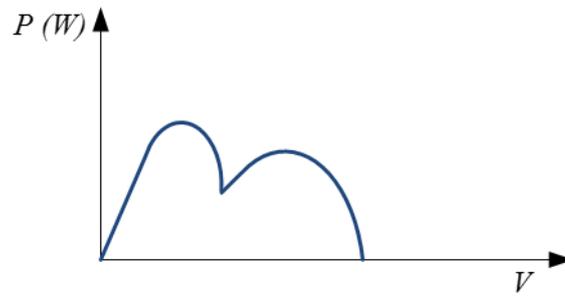


Figura 2.10. Influência do efeito de sombra na eficiência de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [54]).

2.3.8 Curvas Características de um Painel Solar Fotovoltaico

De forma a compreender o desempenho elétrico de um painel solar fotovoltaico é importante analisar a curva que estabelece a relação entre a tensão e a corrente. Esta curva denomina-se por curva $I-V$, e tem a mesma forma para qualquer painel solar fotovoltaico que respeite as condições STC, ou seja, radiância de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C , como se pode ver na Figura 2.11 [55].

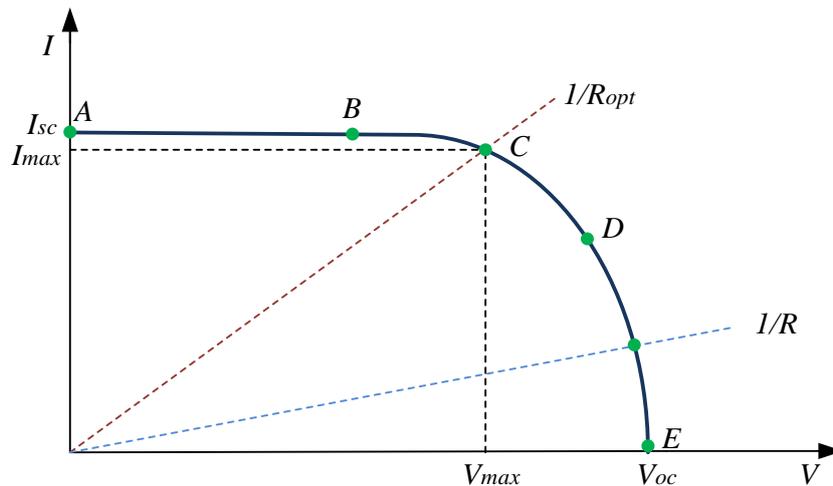


Figura 2.11. Curva $I-V$ característica de um painel solar fotovoltaico (adaptado a partir de [55]).

No caso de o painel solar fotovoltaico estiver conectado a uma resistência variável R , o ponto de funcionamento de painel resulta da interseção da curva $I-V$ com a reta característica de uma carga resistiva, com declive $1/R$ como é possível verificar na figura. Através desta analogia, o funcionamento do painel pode ser de dois tipos. Caso esteja na zona entre os pontos A e B e valor de R baixo, o painel solar fotovoltaico comporta-se como uma fonte de corrente. Se estiver entre os pontos D e E e com um valor de R elevado, comporta-se como uma fonte de tensão [55].

Relativamente a curva característica $P-V$, esta resulta do processo de multiplicação ponto a ponto da tensão pela corrente. A partir da análise da Figura 2.11, evidencia-se que apenas existe um único ponto onde se pode extrair um valor máximo de potência.

No que concerne ao funcionamento do painel solar fotovoltaico, o que se pretende é que este opere sempre no ponto de máxima potência de modo a otimizar a produção de energia. Contudo, os parâmetros corrente e tensão no ponto de máxima potência são influenciados por fatores externos, dependendo das condições a que o painel está submetido sofrendo desta forma alterações. Posto isto, uma forma de mitigar ou atenuar este problema consiste em implementar um algoritmo de controlo *Maximum Power Point Tracker* (MPPT), cuja finalidade é determinar o ponto ótimo de funcionamento do painel solar fotovoltaico consoante as condições ambientais a que está sujeito.

2.4 Sistemas de Armazenamento de Energia

Um dos maiores paradigmas da sociedade atual rege-se pelo facto da necessidade recorrente de energia elétrica. Neste sentido, e com os avanços tecnológicos, tem havido por parte das entidades competentes um processo de investigação e desenvolvimento de soluções que permitam colmatar as necessidades energéticas da sociedade contemplando fontes de energia renováveis. Contudo, as energias renováveis estão dependentes de fatores como as condições climáticas, hora do dia, estação do ano e como é imprescindível manter o equilíbrio entre a produção e o consumo, é nesta vertente que os sistemas de armazenamento de energia assumem um papel crucial de forma a compensar as lacunas das energias renováveis, mantendo o equilíbrio.

Os sistemas de armazenamento de energia têm um grande potencial para fomentar as capacidades operacionais da rede elétrica, reduzindo os investimentos em linhas de transmissão de energia. No que concerne aos sistemas solares fotovoltaicos, incorporar sistemas de armazenamento de energia é uma mais valia, uma vez que é possível armazenar, colmatar a falta de energia em momentos que a geração é insuficiente ou mesmo nula, como é o caso do período noturno [56].

Nos dias de hoje, as tecnologias de armazenamento de energia encontram-se em fase de desenvolvimento, o que faz com que haja alguma dificuldade em corresponder a algumas funcionalidades importantes como é exemplo a grande capacidade ou mesmo o longo tempo de descarga. Assim sendo, o processo de escolha de um sistema de armazenamento de energia tem que ser levado bastante em conta, uma vez que é um fator que permite uma instalação com maior ou menor grau de eficiência.

De entre os vários sistemas de armazenamento de energia, evidenciam-se as baterias eletroquímicas, as células de combustível (*fuel cells*), volantes de inércia (*flywheels*), bombagem de água (*pumped hydro storage*), ar comprimido (*compressed air energy storage*).

CAES), ultracondensadores, supercondutores magnéticos de armazenamento de energia (*superconducting magnetic energy storage-SMES*) [56][57]. Na Figura 2.12 apresenta-se as diferentes soluções de armazenamento de energia em função do seu tempo de descarga [56]. Na Figura 2.13 são apresentadas características de performance de cada sistema de armazenamento de energia em função da sua aplicação [56]. De entre as várias soluções de armazenamento de energia, as baterias são das soluções mais utilizadas em pequenas aplicações. Contudo estas apresentam limitações em termos de tempo de vida útil, densidade de energia e densidade de potência, isto em relação a outras soluções.

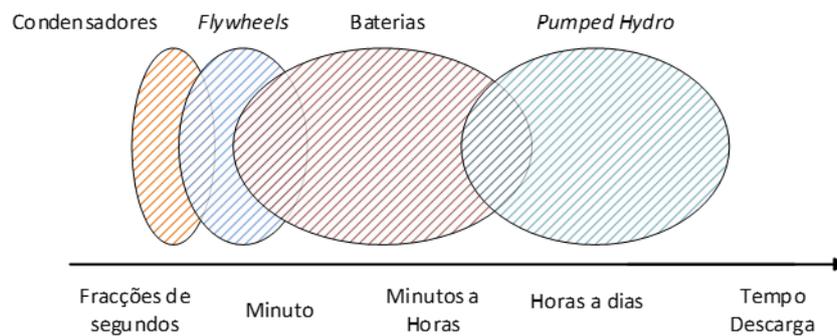


Figura 2.12. Comparação das técnicas de armazenamento de energia em função do seu tempo de descarga (adaptado a partir de [56]).

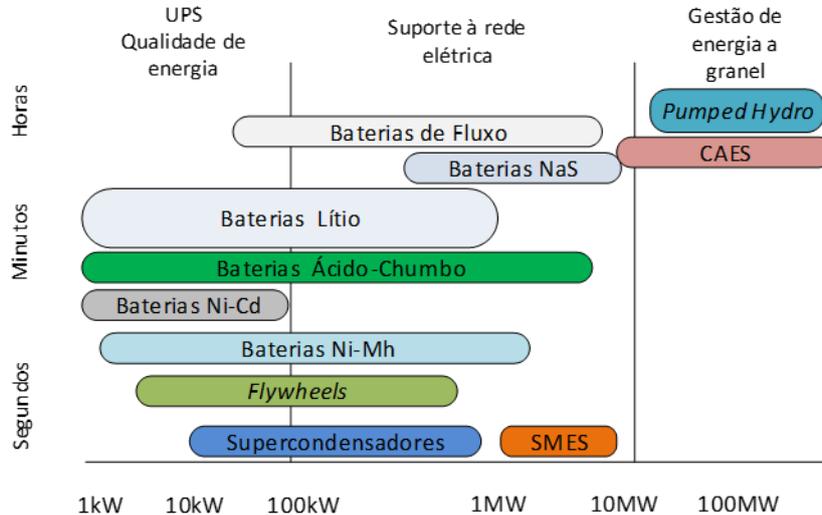


Figura 2.13. Performance das várias tecnologias de armazenamento de energia em diferentes aplicações (adaptado a partir de [56]).

2.4.1 Parâmetros Elétricos da Bateria

As baterias permitem converter energia elétrica em energia química, armazená-la e que seja novamente convertida em energia elétrica. De forma a melhor compreender o comportamento das baterias é importante compreender as suas principais características:

- **Capacidade** - expressa a capacidade que a bateria tem para fornecer corrente elétrica num determinado período de tempo. A unidade em que se expressa é em Ah;
- **Tensão** - corresponde à tensão nominal disponível aos terminais da bateria. Expressa em V;
- **Densidade de Potência** - relaciona a potencia nominal da bateria com o seu volume em litros. Expressa em W/l;
- **Densidade de Energia** - relaciona a quantidade de energia nominal com o seu volume em litros. Expressa em Wh/l;
- **Energia específica** - corresponde à energia nominal por kg. Expressa em Wh/kg;
- **Potência específica** - corresponde a potência por kg. Expressa em W/kg.
- **Resistência interna** - define a resistência interna da bateria consoante as características das células e/ou devido aos circuitos de proteção internos. Expressa em mΩ;
- **Vida útil** - corresponde ao número de ciclos de carregamento e descarregamento que a bateria consegue suportar sem sofrer danos significativos. Expresso em unidades, ou porventura pode ser expresso em períodos de tempo.

É importante destacar que as características apresentadas estão em constante evolução sendo que cada vez mais os equipamentos requerem mais capacidade energética por longos períodos de tempo. No entanto, características como o preço, dimensões, taxas de carga e descarga são também importantes.

Baterias de Ácido-Chumbo

As baterias de ácido-chumbo surgiram em 1859 e são a tecnologia de baterias com maior estado de maturação e conseqüentemente maior taxa de utilização. Têm grande aplicabilidade em sistemas de grande potência onde o principal foco reside no custo e na robustez. De entre as várias aplicações, evidenciam-se os sistemas de alimentação ininterruptas (UPS), o arranque dos veículos tradicionais, sistemas de iluminação de emergência, painéis solares fotovoltaicos [58][59][60][57].

Relativamente ao seu período de vida útil, este sofre influência por parte da temperatura de operação, pelo número de ciclos de carregamento e descarregamento e pela profundidade de descarregamento. As temperaturas de operação elevadas bem como elevadas correntes de descarga constituem fatores influenciadores para um rápido deterioramento de baterias deste tipo [59][60].

As baterias de chumbo-ácido apresentam desvantagens nas quais se destacam o seu reduzido período de vida útil, a não linearidade da potência de saída e ainda um valor reduzido de energia específica, dependendo esta da sua aplicação [58][59][60][57].

Em termos de carregamento, este não pode ser efetuado de forma rápida, necessitando de algumas horas para o carregamento total. Contudo, existem vários meios para o fazer, já que têm a capacidade de suportar vários estágios de corrente e/ou tensão constante sem que isso interfira na sua performance. No entanto, é preciso respeitar os limites de operacionalidade impostos pelo fabricante. O seu armazenamento implica que estejam totalmente carregadas, uma vez que estas baterias apresentam um problema relacionado com o processo de sulfatação [61]. O processo de sulfatação consiste na formação e deposição de cristais de sulfato de chumbo nas placas da bateria e pode ser causado pelo armazenamento da bateria descarregada durante um longo período de tempo, ou por ser submetida a frequentes processos de descarga.

Estas baterias requerem muito cuidado no que diz respeito à sua eliminação, uma vez que contêm na sua constituição elementos que podem provocar graves danos ambientais no caso de um descarte errado.

Baterias de Iões de Lítio

As baterias de iões de lítio têm vindo a sobrevalorizar-se para sistemas de média potência, uma vez que apresentam elevada energia específica, elevada potência específica e elevada densidade de energia [58][57]. Representam o tipo de baterias com maior aplicabilidade em dispositivos portáteis de consumo pessoal como telemóveis, computadores, relógios, uma vez que apresentam uma elevada densidade de energia, um reduzido peso e ainda de possibilitar um grande número de horas de utilização em condições de correta utilização [57]. Estas baterias apresentam ainda outras vantagens, como: tensão praticamente constante durante a descarga, baixa taxa de autodescarga, elevado rendimento, ausência de materiais tóxicos, boa condutividade elétrica. Tem ainda a particularidade de não possuir efeito de memória, o que faz com que não haja a necessidade de as descarregar totalmente antes de voltarem a ser carregadas [58].

Relativamente ao modo de descarregamento deste tipo de baterias não deve ser muito rápido (perto do valor nominal da corrente de descarregamento) de modo a não provocar ruturas, sobreaquecimentos, sobrecargas, embora algumas já incluam proteções para este tipo de problemas. A inclusão destes circuitos de proteção, bem como a escassez do lítio, provocam um aumento do custo de produção destas baterias sendo esta a maior desvantagem deste tipo

de baterias quando comparadas com outros. Nesta topologia existem subcategorias, das quais se evidenciam [58]:

- Lítio-fosfato-ferro (LiFePO);
- Lítio-manganésio-oxigénio (LiMnO);
- Lítio-ferro-manganésio-fosfato (LiFeMgPO);
- Lítio-polímero (LiPol);
- Lítio-fosfato-ferro (LiFePO);
- Lítio-titânio (LiTi).

Deste tipo de baterias, as que apresentam maior vantagens e taxa de utilização são as lítio-fosfato-ferro (LiFePO). Para além do mais, têm como grandes benefícios um maior segurança e possibilidade de operar sob uma maior gama de temperaturas. No processo de carregamento deste tipo de baterias, o mais correto é efetuar um carregamento com uma corrente constante seguido de uma tensão constante. Este algoritmo de carregamento implica cuidados específicos, uma vez que existem várias baterias associadas ao lítio, como enunciadas anteriormente, e cada uma tem os seus valores nominais específicos (corrente, tensão e temperatura) que devem ser respeitados. Caso contrário, podem ocorrer situações desagradáveis como a instabilidade da bateria podendo danificá-la irreversivelmente. Na associação em série e/ou paralelo destas baterias é necessário implementar um circuito externo de monitorização e gestão de carregamento, de forma a que todas as baterias sejam submetidas a níveis de tensão e corrente semelhantes, evitando o sobrecarregamento de baterias que já estejam carregadas enquanto outras carregam.

Bateria de Níquel-Cádmio

As baterias de níquel-cádmio, juntamente com as de lítio, têm grande aplicabilidade em dispositivos portáteis de consumo pessoal, embora as de Lítio estejam sob um processo de maior expansão. Este tipo de baterias têm uma alta densidade de energia (50-75 Wh/kg), robustez, permitem ciclos de descarga profundos, podem estar descarregadas por um longo período de tempo sem que isso interfira na sua performance e para além do mais são menos suscetíveis a sobrecargas. O fator temperatura não interfere no processo de carregamento e também o processo de sulfatação não está presente nesta topologia.

Esta topologia de baterias possui efeito de memória, por isso devem ser descarregadas totalmente de modo a salvaguardar a capacidade da bateria reter energia. Estas baterias apresentam na sua constituição elementos prejudiciais ao meio ambiente, contudo podem ser recicladas desde que o processo de reciclagem seja efetuado por meios adequados [57][61].

No entanto, a custo de produção elevado, a presença de efeito de memória, a toxicidade do cádmio são as maiores desvantagens no que concerne à utilização deste tipo de baterias. Apresentam um período de vida útil longo para aplicações estacionárias e costumam ser muito resistentes a processos de carregamento e descarregamento rápidos, desde que sejam efetuados por meios apropriados [57][61].

Relativamente ao seu processo de carregamento, este difere dos outros tipos uma vez que o seu carregamento deve ser efetuado por apenas um único estágio de corrente constante. Quanto maior for a taxa de carregamento, melhores resultados são obtidos em termos de eficiência de carregamento bem como o tempo do mesmo é mais reduzido.

Baterias de Níquel-Hidreto-Metálico

As baterias de níquel-hidreto-metálico representam a evolução da tecnologia das baterias à base de níquel, sendo assim consideradas uma alternativa melhorada às baterias de níquel-cádmio, pois são mais eficientes e menos prejudiciais ao meio ambiente. Posto isto, têm substituído as baterias de níquel-cádmio nos equipamentos portáteis e cada vez mais são aposta forte no ramo das energias renováveis. Como têm como base a tecnologia de níquel, também apresentam o efeito de memória, contudo este pode não se pronunciar caso o manuseamento destas baterias seja feito corretamente [57][58].

No que concerne ao período de vida útil, este é menor relativamente às de níquel-cádmio, mas tem capacidade para descarregamentos mais profundos. A maior desvantagem destas baterias está no facto de possuírem auto descarga acentuada, o que provoca quebras na sua performance quando utilizadas em sistemas de armazenamento de longa duração.

Relativamente ao processo de carregamento, este é semelhante ao das baterias de níquel-cádmio embora precisem de um método de deteção de fim de carregamento mais sofisticado uma vez que a queda de tensão produzidas pelas baterias é menos acentuada. No entanto, aplicando uma corrente de carregamento elevada é possível verificar uma maior acentuação da curva característica da tensão de carregamento completo.

Baterias de Sódio-Enxofre

As baterias de sódio-enxofre (NaS) assumem-se como a tecnologia com maior potencial para aplicações em sistemas de energia elétrica. Para além do mais, apresentam na sua constituição elementos como sódio e enxofre que existem em abundância na superfície terrestre e, por isso, são relativamente baratas. Os processos de carregamento e descarregamento ocorrem a elevadas temperaturas (cerca de 300 a 360°C), sendo uma das suas principais desvantagens [58].

Relativamente ao tempo de vida útil, este é influenciado pela profundidade de descarga a que as baterias são submetidas. Caso a profundidade de descarga fosse de 100% o seu período de vida útil seriam de 2500 ciclos. Se este tipo de bateria for submetida a temperaturas de funcionamento nominais, estas não sofrem de auto descarga. Para isso, é comum estas topologias incorporarem aquecedores embebidos de forma a manter a temperatura em níveis adequados. Uma outra vantagem é que precisam de muito pouca manutenção.

As baterias de sódio enxofre tem uma grande capacidade de resposta e conseguem fornecer picos de potência superiores à sua potência nominal, até cinco vezes, durante pequenos períodos de tempo. Estas características fazem com que a estas baterias sejam perfeitas soluções para aplicações, como por exemplo, sistemas de alimentação ininterruptas(UPS), soluções tecnológicas para *peak shaving* e integração de energias renováveis [58].

Uma das maiores desvantagens deste tipo de baterias coincide com o requerimento de uma fonte de calor uma vez que o processo de operação desta tecnologia ocorre a altas temperaturas como já foi referido.

2.4.2 Esquema Elétrico de uma Bateria

O modelo elétrico de uma bateria corresponde a um circuito equivalente que usam fontes de corrente e tensão para simular as características elétricas de uma bateria, elementos passivos como bobinas, resistências e condensadores. O modelo mais simples de uma bateria, está presente na Figura 2.14. Como se pode verificar, este é composto apenas por uma fonte de tensão e não representa as características internas da bateria [59].

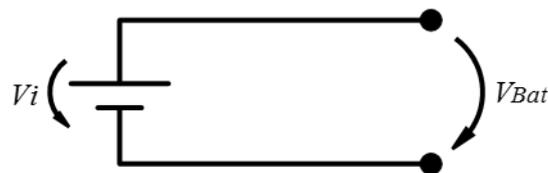


Figura 2.14. Modelo simples de uma bateria.

O modelo linear, apresentado na Figura 2.15, corresponde a uma evolução do modelo ideal, pois já incorpora uma fonte de tensão em série com uma resistência R que representa a resistência interna da bateria. Tem como principais desvantagens a não consideração da variação da impedância interna da bateria com a variação do estado de carga da mesma [59].

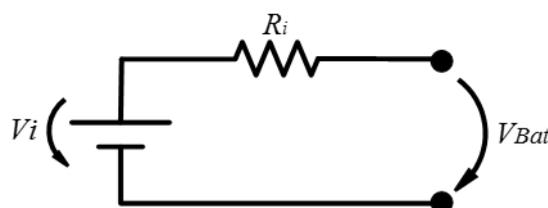


Figura 2.15. Modelo linear de uma bateria.

Uma forma de apresentar um modelo mais próximo da realidade consiste em adicionar um condensador em série com a resistência, no modelo anterior. O objetivo do uso de condensador é exemplificar a variação do estado de carga. No entanto este modelo, apresentado na Figura 2.16, tem como desvantagem não conseguir exemplificar a resposta a transitórios.

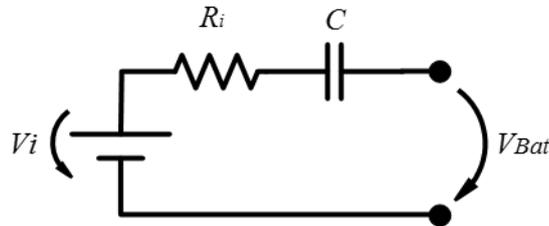


Figura 2.16. Evolução do modelo linear de uma bateria.

Para além dos modelos anteriormente apresentados, também existem na literatura modelos de *Thevenin* de baterias. O modelo apresentado na Figura 2.17 é idêntico ao modelo linear de uma bateria, contudo, neste é adicionada uma resistência em paralelo com um condensador. Este modelo de bateria permite o carregamento de dois modos: corrente constante e tensão constante. No entanto este modelo apresenta limitações uma vez que o valor da resistência interna R e da fonte de tensão se mantêm constantes, não dependendo do estado de carga da bateria [59].

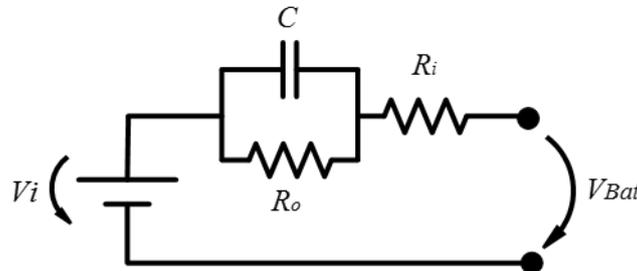


Figura 2.17. Modelo de *Thevenin* de uma bateria.

Um outro tipo de modelos de baterias presentes na literatura são os modelos baseados no tempo de duração. Estes modelos permitem combinar as principais vantagens dos modelos lineares e de *Thevenin*. Este modelo, apresentado na Figura 2.18, é constituído por dois circuitos: no primeiro o condensador e a fonte de corrente controlada simulam a capacidade, o estado de carga da bateria, auto descarga e o tempo de carga e descarga; no segundo constituído por duas malhas resistência-condensador e por uma resistência simulam a resposta a transitórios de curta e de longa duração e a resistência interna da bateria. A fonte de tensão controlada permite estabelecer uma relação entre a tensão de circuito aberto com o estado de carga da bateria. Este modelo tem como principal desvantagem a resistência interna da bateria ser constante [62][63].

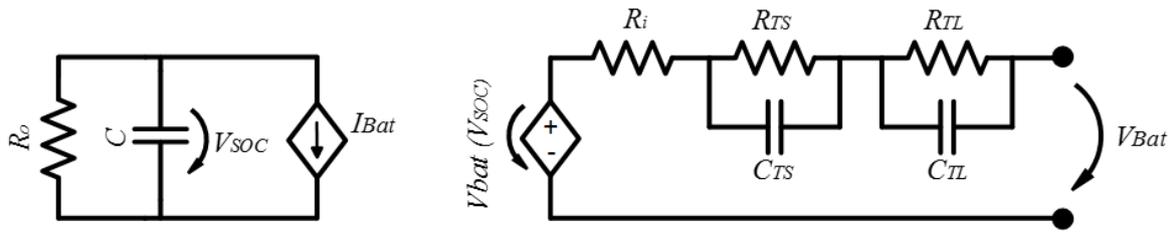


Figura 2.18. Modelo elétrico da bateria com base no tempo de duração.

2.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi exposta a temática das energias renováveis, analisando a sua evolução ao longo dos anos, e foi possível perceber o impacto que estas apresentam no desenvolvimento de forma sustentável no mundo. Ainda neste tópico, das várias fontes de energia renovável, deu-se maior destaque à energia solar fotovoltaica, tanto no mundo como em Portugal.

De seguida, o foco prevaleceu na descrição dos sistemas solares fotovoltaicos. Foi exposto o efeito fotovoltaico como sendo o fenómeno que se encontra associado à capacidade da célula solar converter energia proveniente da radiação solar em energia elétrica. Os vários tipos de células solares fotovoltaicas existentes no mercado foram apresentados, sendo que foi possível verificar que as células de silício monocristalino são as que apresentam uma maior eficiência e uma maior taxa de utilização, embora sejam as mais antigas no mercado. A associação de várias células solares fotovoltaicas forma os painéis solares fotovoltaicos, tendo sido abordadas as suas principais características técnicas e apresentados os principais fatores responsáveis pela diminuição do rendimento de um painel solar fotovoltaico, nomeadamente, variação na radiação incidente, efeito de sombra e influência da temperatura. Numa fase posterior, foram apresentadas as várias tecnologias de sistemas de armazenamento de energia, dando maior ênfase às baterias eletroquímicas devido à sua maior aplicabilidade em sistemas solares fotovoltaicos. Nesta fase foram descritos os parâmetros técnicos de uma bateria, bem como as principais características dos diversos tipos de baterias existentes na literatura, sendo descrito o seu funcionamento, tempo de vida útil bem como os cuidados a ter com o seu manuseamento. Deste estudo foi possível reter que as baterias de chumbo-ácido são as que tem maior aplicabilidade em sistemas solares fotovoltaicos, uma vez que são as menos dispendiosas e mais robustas. No entanto, as baterias de lítio também começam a ter grande preponderância neste setor.

Por fim, foram apresentados os modelos elétricos de uma bateria eletroquímica importantes para um correto dimensionamento. De todos os modelos elétricos apresentados, o modelo

linear com a adição de um condensador em série é dos mais utilizados na realização de simulações, uma vez que apresenta um comportamento próximo da realidade.

Capítulo 3

Eletrónica de Potência para Energias Renováveis e Sistemas de Armazenamento de Energia em Contexto de *Smart Grids*

3.1 Introdução

Neste capítulo estão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC, bem como as técnicas de modulação e técnicas de controlo que podem ser implementadas no sistema a desenvolver.

Numa primeira fase é efetuada uma análise sucinta das várias topologias de conversores que podem integrar o sistema a desenvolver, as quais se podem dividir, principalmente, em isoladas e não isoladas. Mais particularmente, estão também apresentadas as topologias que permitem um acesso bidirecional, uma vez que o sistema a desenvolver deve ter a particularidade de permitir o fluxo bidirecional de energia quando conectado aos sistemas de armazenamento de energia.

Após a análise em termos de topologias de conversores, e ainda referente à revisão bibliográfica, estão também apresentadas as diferentes técnicas de controlo passíveis de serem aplicáveis ao sistema de controlo do sistema a desenvolver. Assim sendo, está apresentada uma descrição dos principais algoritmos de controlo responsáveis pela extração da máxima potência do sistema solar fotovoltaico, bem como as principais técnicas de controlo de carregamento de baterias. Para que o sistema solar fotovoltaico apresente um elevado nível de eficiência, no que diz respeito a potência extraída, é importante analisar qual o melhor algoritmo a implementar tendo em consideração as vantagens e desvantagens. De igual modo, também a técnica de carregamento das baterias deve ser, criteriosamente, analisada com o objetivo de preservar a vida útil da bateria.

3.2 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC têm grande aplicabilidade em fontes de alimentação comutadas e em circuitos de acionamento de motores de corrente contínua. A sua finalidade é regular o valor da tensão de saída de acordo com os requisitos que a aplicação exige, podendo a tensão de

saída ser superior ou inferior à tensão de entrada. Dos vários tipos de conversores CC-CC existentes evidenciam-se dois grupos: conversores isolados e conversores não isolados [64][65]. A grande diferença reside na existência de um transformador que permite o isolamento galvânico entre a entrada e a saída. Ainda dentro dos conversores CC-CC evidenciam-se outras características como a capacidade de permitir o fluxo de energia unidirecional ou bidirecional, dependendo da aplicação em questão [64].

3.2.1 Conversor CC-CC *Buck*

O conversor *buck*, apresentado na Figura 3.1, é também designado por *step-down* e permite produzir uma tensão de saída inferior à tensão de entrada. Este conversor tem muita aplicabilidade em sistemas para carregamento de baterias e controlo de velocidade dos motores CC. É composto por uma bobina, um condensador à saída, um IGBT e um díodo. Relativamente ao seu funcionamento, quando o IGBT S1 está ativo, o díodo fica inversamente polarizado, e a fonte de alimentação é quem providencia a energia para a bobina e para a carga. Neste momento, a tensão aos terminais da bobina resulta da diferença entre a tensão de entrada e da tensão de saída, a qual é dado pela equação (3.1).

$$V_L = V_i - V_o \quad (3.1)$$

Quando o IGBT S1 está inativo a corrente da bobina passa pelo díodo, transferindo alguma da energia armazenada para a carga. Neste instante, a tensão aos terminais da bobina é igual à tensão de saída, equação (3.2).

$$V_L = V_o \quad (3.2)$$

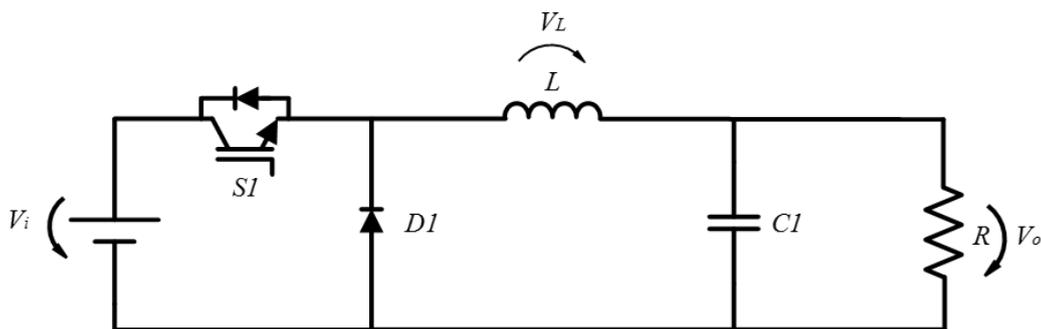


Figura 3.1. Conversor CC-CC não isolado do tipo *buck*.

Neste tipo de conversor, é possível constatar que a variação da tensão aos terminais da bobina é nula, uma vez que o aumento da corrente na bobina durante o período em que o IGBT S1 está ativo (t_{on}) é igual em termos de amplitude ao decréscimo da corrente da bobina no período em que o IGBT S1 está inativo (t_{off}). Assim sendo é possível obter as seguintes equações:

$$(V_i - V_o) t_{on} = V_o t_{off} \quad (3.3)$$

Visto que o *duty-cycle* é dado pela razão entre t_{on} e o período total designado por T :

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.4)$$

Correspondendo T à soma de t_{on} com t_{off} , obtém-se a equação:

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (3.5)$$

Posto isto, ao rearranjar-se a equação de acordo com as equações obtém-se a equação característica do conversor [66][67]:

$$V_o = DV_i \quad (3.6)$$

Através da equação é possível concluir que o valor da tensão de saída pode ser ajustado pela regulação do *duty-cycle* sendo a tensão de entrada (V_i) constante.

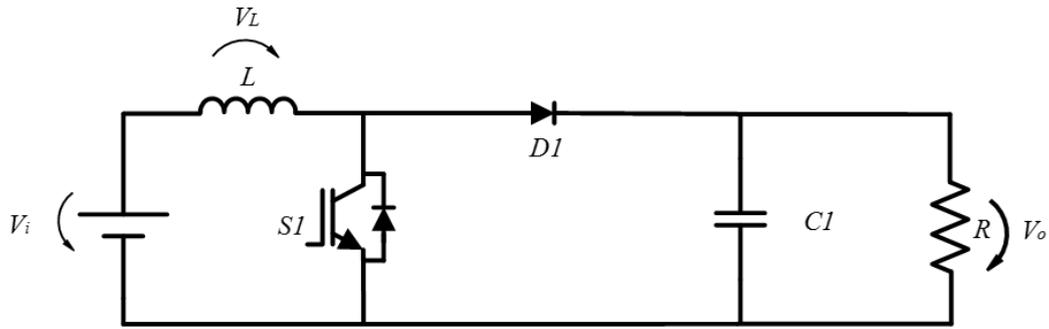
3.2.2 Conversor CC-CC *Boost*

O conversor *boost*, apresentado na Figura 3.2, é também denominado por *step-up* e permite produzir uma tensão de saída maior que a tensão de entrada. Este conversor tem como aplicações a interface com painéis solares fotovoltaicos e regulação de fontes de alimentação CC. Este é constituído por uma bobina, um condensador à saída, um IGBT, e por um diodo. Inicialmente o condensador é carregado com uma tensão igual à da entrada através do diodo, sendo que neste momento o IGBT S1 está ao corte. Relativamente ao seu funcionamento, quando o IGBT S1 está ativo, o diodo fica inversamente polarizado, e a fonte de alimentação à entrada do conversor fornece energia à bobina. Assim sendo a tensão aos terminais da bobina é igual a tensão de entrada, equação (3.7), e a corrente que a percorre sobe linearmente.

$$V_L = V_i \quad (3.7)$$

Quando o IGBT S1 está inativo, o diodo fica diretamente polarizado e a carga é alimentada pela energia proveniente da bobina e da fonte de alimentação. Neste instante, a tensão aos terminais da bobina resulta da diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada, equação (3.8).

$$V_L = V_o - V_i \quad (3.8)$$


 Figura 3.2. Conversor CC-CC não isolado do tipo *boost*.

Neste tipo de conversor, a variação da tensão aos terminais da bobina é nula, consequência das mesmas razões apresentadas anteriormente para o conversor *boost*. Assim sendo é possível obter a equação (3.9):

$$V_i t_{on} = (V_o - V_i)t_{off} \quad (3.9)$$

O *duty-cycle*, equação (3.10), é dado pela razão entre t_{on} e o período total designado por T :

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.10)$$

Correspondendo T à soma de t_{on} com t_{off} , obtém-se a equação (3.11):

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (3.11)$$

Posto isto, ao rearranjar-se a equação (3.9) de acordo com as equações (3.10) e (3.11) obtém-se a equação (3.12) característica do conversor:

$$V_o = \frac{1}{1 - D} V_i \quad (3.12)$$

O valor de *duty-cycle* é dado por:

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (3.13)$$

Sendo assim, a partir das equações apresentadas é possível efetuar um correto dimensionamento do conversor, bem como perceber o seu funcionamento. A partir da equação (3.13) é possível verificar que o ajuste do valor da tensão de saída do conversor resulta da variação do valor de *duty-cycle* considerando a tensão de entrada (V_{DC1}) como constante [66].

Quando o objetivo é utilizar um conversor que faça a interface com um sistema solar fotovoltaico, recorre-se a um conversor deste tipo. Contudo, este conversor na versão tradicional, apresentada anteriormente, possui limitações como por exemplo: elevado *ripple* de corrente dos semicondutores e dos díodos, a tensão de rutura dos semicondutores de

potência é equivalente à tensão de saída, perdas devido à comutação rígida dos semicondutores e perdas por recuperação reversa.

Em [68] é realizada uma revisão e análise sobre conversores CC-CC não isolados do tipo *boost* com elevado ganho de tensão e alta eficiência. São apresentadas quatro topologias, derivadas da topologia tradicional de um conversor *boost* das quais constam: conversor CC-CC com condensador de comutação, com bobina acoplada, com bobina com condensador de comutação e bobina acoplada com condensador de comutação. Nesta referência são apresentadas as características de cada conversor, as suas vantagens e desvantagens e também os resultados de simulação efetuados com cada uma das topologias. Sendo assim, a topologia com condensador de comutação requer um elevado número de semicondutores, o que implica um maior custo e maior complexidade e uma redução da eficiência deste conversor. Relativamente à topologia com a bobina acoplada apresenta uma maior eficiência em comparação com a anterior, mas os picos de tensão restringem a implementação desta topologia em aplicações práticas. A topologia com a bobina com condensador de comutação apresenta melhores resultados no que concerne à eficiência relativamente às topologias anteriores, mas o valor elevado de *duty-cycle* e uma comutação rígida dos semicondutores de potência limita o uso desta topologia em aplicações de alta potência. Por fim a topologia com bobina acoplada com condensador de comutação necessita de um *duty-cycle* muito inferior em relação às outras topologias para o mesmo ganho de tensão, o que lhe concerne uma maior eficiência em aplicações de alta potência quando comparada com as outras topologias apresentadas.

Em [69] é apresentada uma revisão extensiva sobre topologias de conversores CC-CC isolados e não isolados do tipo *boost* para aplicação em sistemas solares fotovoltaicos. Nesta referência é realizada uma análise detalhada sobre as características de cada topologia bem como sobre os benefícios e limitações de cada uma. Em [70] é igualmente feita uma análise bastante elucidativa acerca de conversores CC-CC não isolados do tipo *boost*. O propósito central consiste em apresentar soluções numa versão melhorada do conversor *boost* tradicional nas quais são apresentadas todas as características técnicas das várias topologias, bem como os problemas que cada uma consegue dar melhor resposta comparativamente à topologia convencional. Nesta referência dá-se um maior destaque a topologias do tipo *interleaved*, mais propriamente a topologia de três níveis e como estas podem ser a solução mais viável para aplicações de alta potência. Ainda nesta referência é efetuada uma

comparação em termos de parâmetros técnicos de cada topologia com o intuito de sistematizar todas as características de cada topologia.

3.2.3 Conversor CC-CC de Três Níveis do Tipo *Boost*

O conversor CC-CC de três níveis do tipo *boost*, apresentado na Figura 3.3, é um conversor composto por dois IGBTs, uma bobina, dois díodos e dois condensadores [70][71][72]. Relativamente ao seu funcionamento este apresenta quatro modos de operação distintos.

No modo 1, o IGBT S1 e o IGBT S2 estão ativos, enquanto que os díodos D1 e D2 se encontram inversamente polarizados. A tensão entre os pontos xo e oy é zero neste modo de operação. No modo 2, o IGBT S1 está ativo e o díodo D2 está diretamente polarizado, enquanto que o IGBT S2 se encontra inativo e o díodo D1 está inversamente polarizado. Neste modo a tensão entre os pontos xo é zero e entre os pontos oy é igual a $vdc/2$. No modo 3 o IGBT S2 está ativo e o díodo D1 está diretamente polarizado, estando o IGBT S1 inativo e o díodo D2 inversamente polarizado. Posto isto a tensão entre os pontos xo é igual a $+vdc/2$ e a tensão entre os pontos oy é zero. No modo 4 os IGBTs S1 e S2 encontram-se ambos inativos e os díodos D1 e D2 estão diretamente polarizados. Neste modo de operação a tensão entre os pontos xo é $+vdc/2$ e a tensão entre os pontos oy é também $+vdc/2$.

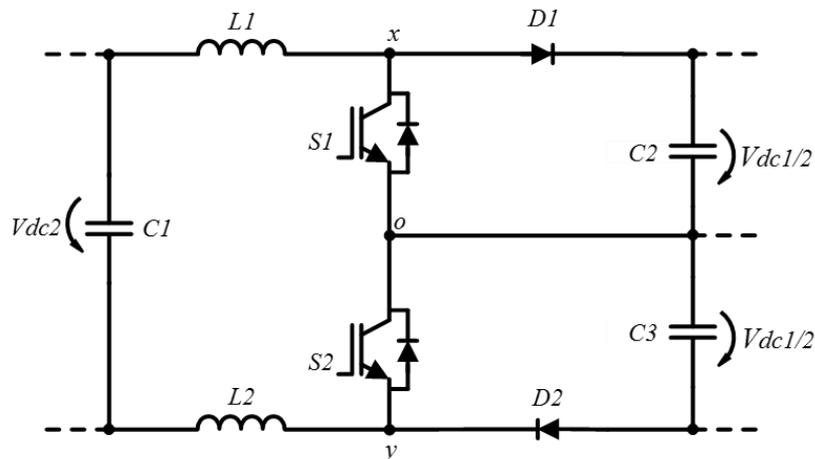


Figura 3.3. Conversor CC-CC não isolado de três níveis do tipo *boost*.

3.2.4 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

O conversor *buck-boost*, apresentado na Figura 3.4, é também denominado por *step-up-down* e resulta da combinação do conversor *buck* com o conversor *boost* na sua versão convencional, permitindo elevar ou abaixar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. É composto por um IGBT, uma bobina, um díodo, e um condensador de saída.

Relativamente ao seu princípio de funcionamento, quando o IGBT S1 está ativo, o díodo fica inversamente polarizado e a fonte de alimentação transfere energia para a bobina. Neste caso,

a carga é alimentada pelo condensador. Quando o IGBT S1 está inativo, o díodo é diretamente polarizado providenciando um caminho para a corrente da bobina circular. A energia que se encontra armazenada na bobina resultado do processo anterior é transferida para a carga e para o condensador carregando-o.

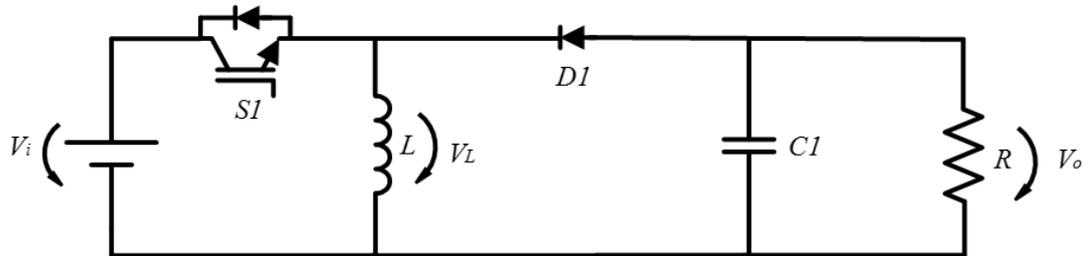


Figura 3.4. Conversor CC-CC não isolado do tipo *buck-boost*.

A equação característica deste conversor é dada pela equação (3.14):

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (3.14)$$

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

O conversor bidirecional engloba todos os parâmetros apresentados anteriormente, na qual permite obter na saída um valor de tensão superior ou inferior em relação à tensão de entrada e ainda de permitir fluxo bidirecional de energia. Esta particularidade é essencial em aplicações com sistemas de armazenamento de energia, uma vez que permite o carregamento das baterias bem como o uso da energia armazenada pelas mesmas para injeção na rede ou para alimentar cargas, não sendo necessário um conversor adicional. Assim sendo, em [64] é efetuada uma revisão extensiva sobre topologias de conversores CC-CC bidirecionais para aplicação em sistemas de armazenamento de energia. Apesar de se referenciar algumas topologias de conversores do tipo isolado, este artigo dá maior ênfase aos conversores do tipo não isolado. Sendo assim, são apresentadas as configurações das várias topologias bem como as suas vantagens e desvantagens, sendo ainda apresentado uma síntese em forma de tabela acerca das características de cada topologia. Por fim, referencia-se quais as topologias que apresentam mais garantias para aplicação em sistemas de armazenamento de energia sendo a topologia *half-bridge* e as do tipo *interleaved* com bobinas acopladas as soluções mais robustas e com maior eficiência. Em [73] é apresentada uma nova topologia de um conversor bidirecional não isolado designada na literatura por *interleaved switch-capacitor*. Comparando esta topologia com a topologia *interleaved* tradicional, bem como com a topologia de três níveis, esta nova topologia apresenta as vantagens de permitir um baixo *ripple* de corrente e uma ampla gama de ganho em tensão. Para além disso, uma outra

vantagem é o facto da conexão entre o lado de baixa tensão com o de alta tensão ser feita por intermédio de um condensador em vez de um semiconductor de potência. Posto isto, esta topologia é uma boa solução para aplicação em sistemas de armazenamento de energia.

O conversor bidirecional CC-CC *buck-boost*, apresentado na Figura 3.5, é o conversor bidirecional não isolado mais utilizado. Este conversor pode operar em modo *buck* o que permite produzir uma tensão de saída menor que a tensão de entrada ou, como conversor *boost*, produzindo uma tensão de saída superior à tensão de entrada, i.e., pode operar em modo bidirecional.

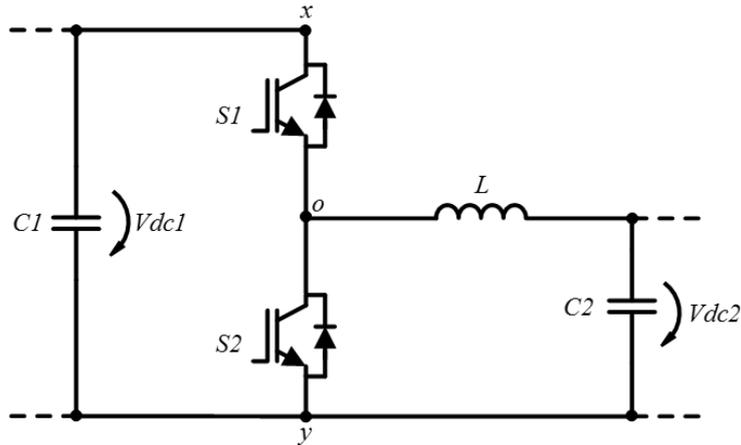


Figura 3.5. Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost* (*half-bridge*).

Quando opera em modo *buck* usa-se o IGBT S1 e o díodo reverso do IGBT S2, quando opera em modo *boost* usa-se o IGBT S2 e o díodo reverso do IGBT S1. No modo *buck* o IGBT S2 está sempre inativo, quando S1 está no modo ativo a tensão entre xo é $+vdc1$ e quando se encontra inativo a tensão é 0. No modo *boost* o IGBT S1 está sempre a inativo, quando S2 está inativo a tensão entre os pontos oy é $+vdc1$ e quando está ativo a tensão é 0. Conjugando em paralelo um outro conversor igual ao anterior, surge uma nova topologia, apresentada na Figura 3.6, denominada como conversor CC-CC bidirecional não isolado *interleaved*.

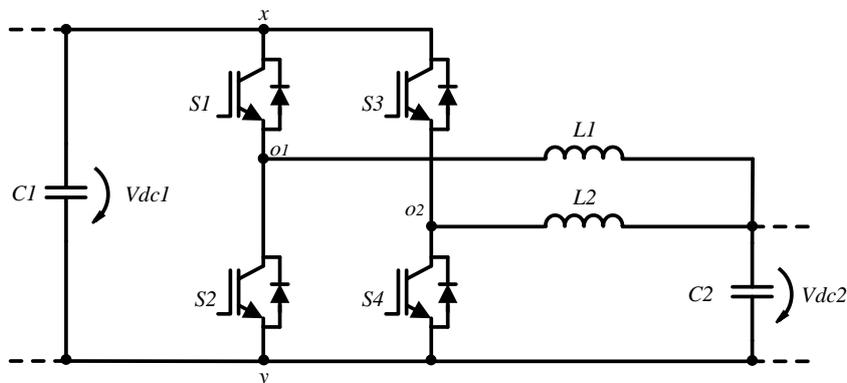


Figura 3.6. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost interleaved*.

Com uma técnica de controlo, aplicada à corrente em cada bobina, é possível obter-se um *ripple* na corrente de saída cuja frequência é o dobro da frequência de comutação, assim como

reduzir a amplitude máxima do *ripple* da corrente, comparando com o *ripple* em cada bobina [74]. Para isso são necessárias duas ondas portadoras desfasadas de 180° . Neste circuito para se obter os dois níveis de tensão pode-se aplicar o mesmo raciocínio do anterior.

3.2.6 Conversor CC-CC *Buck-Boost Symmetrical*

O conversor *buck-boost symmetrical*, apresentado na Figura 3.7, apresenta uma simetria superior e inferior em relação ao ponto médio do barramento CC e daí a sua designação. Relativamente ao seu princípio de operação, este conversor pode operar no modo *buck*, conectando a fonte de alimentação em v_{dc1} e a carga em v_{dc2} , ou no modo *boost* sendo necessário conectar a fonte de alimentação em v_{dc2} e a carga em v_{dc1} . Posto isto, é possível compreender que este conversor permite um funcionamento em modo bidirecional.

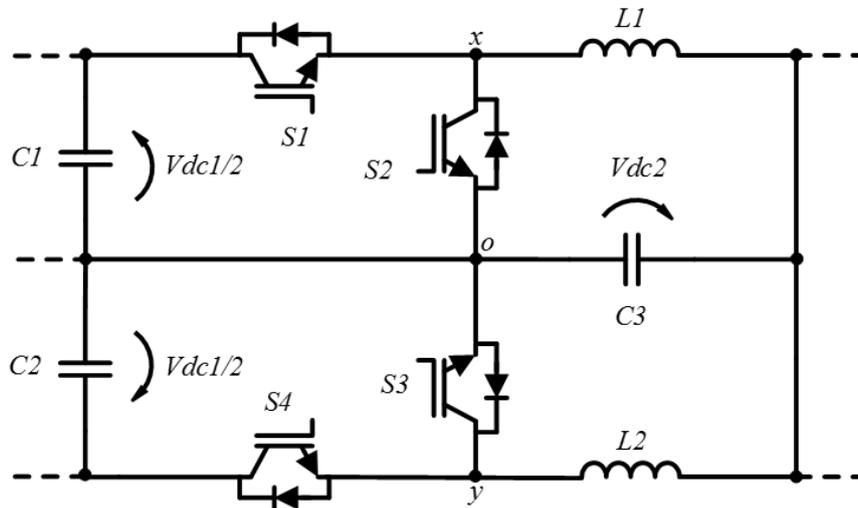


Figura 3.7. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost symmetrical*.

Quando o conversor opera no modo *buck*, utilizam-se os IGBTs S1 e S4 e os díodos reversos dos IGBTs S2 e S3. Durante este modo quando o IGBT S1 está ativo, a tensão entre os pontos xo é $+v_{dc}/2$, caso esteja no modo inativo a tensão é zero. Da mesma forma quando o IGBT S4 está ativo a tensão entre os pontos oy é $+v_{dc}/2$ sendo que quando está inativo a tensão é zero. No instante em que ambos os IGBTs S1 e S4 estão ativos a tensão entre os pontos xo é $+v_{dc}/2$ e nos pontos oy é igualmente $+v_{dc}/2$. Caso estejam inativos, a tensão entre os pontos xo é zero e entre os pontos oy é igualmente zero. Ainda é importante ressaltar que durante este modo de operação os IGBTs S2 e S3 estão sempre inativos.

Quando o conversor opera no modo *boost*, são os IGBTs S2 e S3 e os díodos reversos dos IGBTs S1 e S4 que são utilizados. Sendo assim, estando o IGBT S2 ativo a tensão entre os pontos xo é 0, caso esteja inativo a tensão é $+v_{dc}/2$. De igual forma quando o IGBT S3 se encontra ativo a tensão entre os pontos oy é zero, caso esteja inativo a tensão é $+v_{dc}/2$. Estando os dois IGBTs S2 e S3 ativos a tensão entre os pontos xo é zero e entre os pontos oy

é igualmente zero. Caso estejam inativos, a tensão entre os pontos xo é $+vdc/2$ e entre os pontos oy é igualmente $+vdc/2$. Durante este modo de operação os IGBTs S1 e S4 estão sempre inativos [74].

3.2.7 Conversor CC-CC *Buck-Boost Asymmetrical*

O conversor CC-CC *buck-boost asymmetrical*, apresentado na Figura 3.8, tem esta designação porque apresenta uma assimetria relativamente ao ponto médio do barramento CC. Este conversor permite operar em modo bidirecional, ou seja, pode operar em modo *buck* e em modo *boost*. Este conversor tem a particularidade de poder operar de forma semelhante ao conversor *interleaved* tradicional desde que a técnica de controlo seja adequada.

Quando o conversor opera em modo *buck*, utilizam-se os IGBTs S1 e S4 e os díodos reversos dos IGBTs S2 e S3. Sendo assim, os IGBTs S2 e S3 estão sempre inativos, e quando S1 está a ativo a tensão entre xo é $+vdc/2$, quando está inativo a tensão é zero. De igual forma, quando o IGBT S4 está ativo a tensão entre oy é $+vdc/2$ e quando o IGBT S4 está inativo a tensão é zero. Quando os IGBTs S1 e S4 estão ativos a tensão entre xo é $+vdc/2$ e a tensão entre oy é também $+vdc/2$, caso estejam a inativos a tensão entre xo e oy é zero.

Quando o conversor opera em modo *boost*, utilizam-se os IGBTs S2 e S3 e os díodos reversos dos IGBTs S1 e S4. Posto isto, os IGBTs S1 e S4 estão sempre inativos, quando S2 está a ativo a tensão entre xo é zero e quando o IGBT S2 está inativo a tensão entre xo é $+vdc/2$. De igual modo, quando o IGBT S3 está ativo a tensão entre oy é zero e quando o IGBT S3 está inativo a tensão entre oy é $+vdc/2$. No momento em que os IGBTs S2 e S3 estão ativos a tensão entre xo é zero e entre oy também é zero. Caso contrário, estando os IGBTs S2 e S3 inativos a tensão entre xo é $vdc/2$ e a tensão entre yo é também $+vdc/2$ [74].

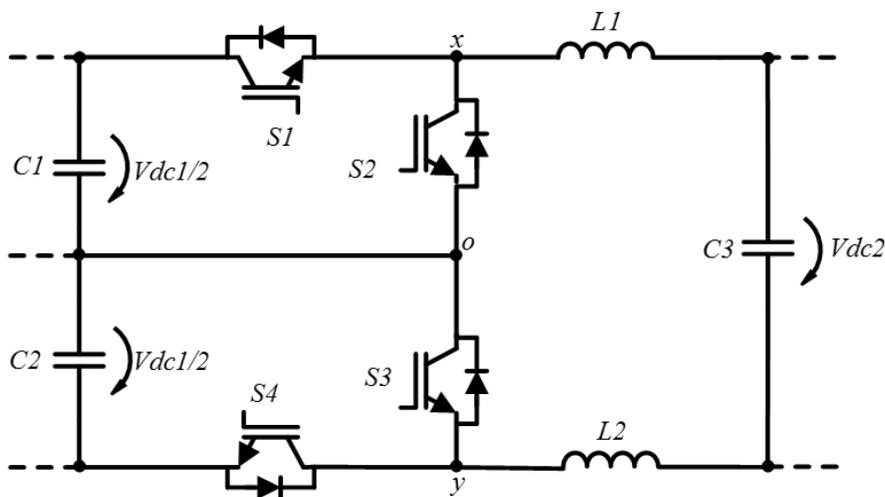


Figura 3.8. Conversor CC bidirecional não isolado do tipo *buck-boost asymmetrical*.

3.2.8 Conversor *Flyback*

O conversor *flyback*, apresentado na Figura 3.9, é um conversor CC-CC do tipo isolado e deriva da topologia *buck-boost*. É composto por um transformador de alta frequência, por um IGBT associado em série com o enrolamento primário do transformador. No lado secundário do transformador encontra-se associado um diodo, e por um condensador, ou uma eventual carga não sendo apresentada no esquemático [67].

Relativamente ao seu funcionamento, quando o IGBT S1 está ativo, ocorre o armazenamento de energia de energia na bobina L, enquanto que o diodo está inversamente polarizado, o que impede que haja circulação de corrente nos enrolamentos do transformador. Quando o IGBT S1 está a inativo a energia armazenada na bobina L dirige-se para a o enrolamento primário do transformador e é transferida para o enrolamento secundário do transformador. Assim sendo, o diodo está diretamente polarizado, o que faz com que seja transferida energia para o condensador. Neste momento o condensador é recarregado com o intuito de transferir energia para uma eventual carga quando o IGBT S1 voltar a estar ativo [67].

Em termos de aplicação, este conversor é muito usado em aplicações de 50 a 100 W bem como em fontes de alimentação de alta tensão como por exemplo para as televisões. Tem ainda a particularidade de permitir múltiplas saídas, uma vez que podem ser obtidas usando um reduzido número de elementos. Para cada nova saída é apenas necessário adicionar enrolamento secundário, um diodo e um condensador [67].

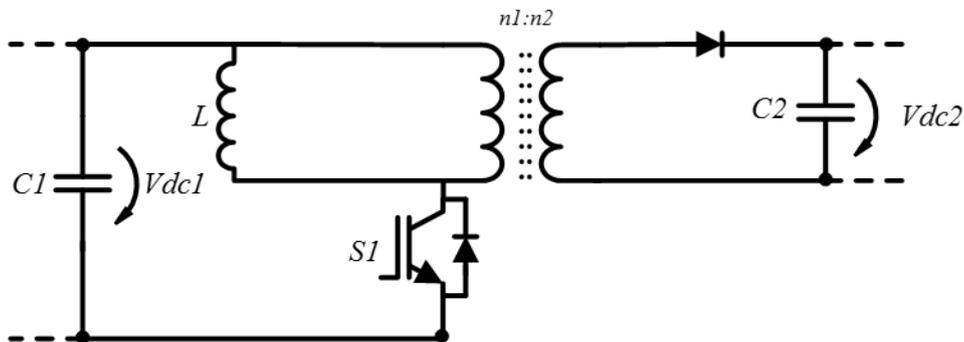


Figura 3.9. Conversor CC-CC isolado *flyback*.

3.2.9 Conversor *Push-Pull*

O conversor CC-CC *push-pull* como fonte de corrente isolado, apresentado na Figura 3.10, é um conversor isolado, tirando partido de um transformador, ele pode ser utilizado como *buck* ou como *boost*. É composto por um transformador de alta frequência cujo é constituído por dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário. Os enrolamentos primários têm associados um IGBT a cada um deles. No *tap* central do transformador é associada uma

bobina de forma a evitar a saturação do núcleo do transformador. No enrolamento secundário encontra-se associada uma ponte retificadora a diodos [75].

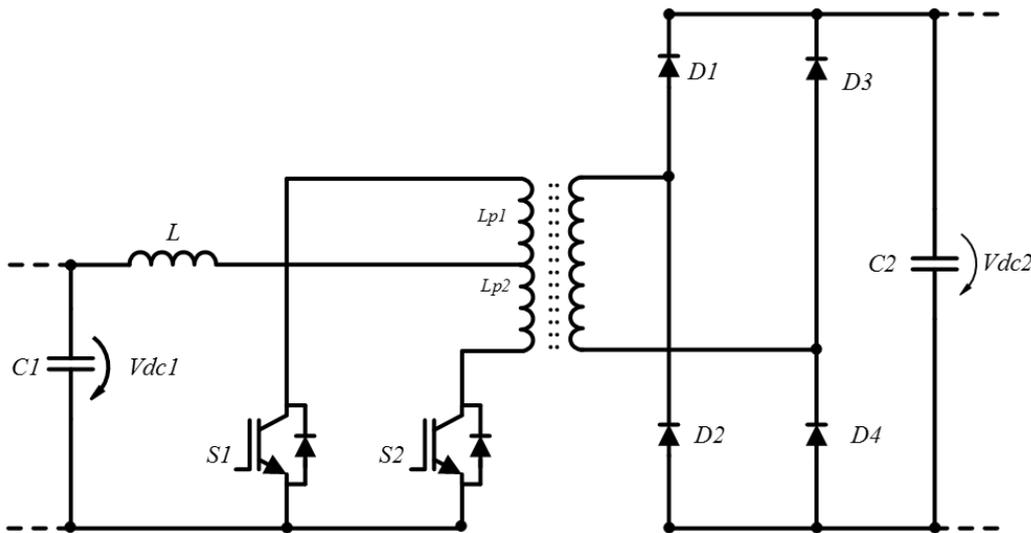


Figura 3.10. Conversor CC-CC isolado *push-pull*.

Relativamente ao funcionamento deste conversor, este pode-se desenrolar em quatro etapas como irão ser explicadas de seguida. No início da primeira etapa, o IGBT S2 já se encontra ativo e no instante $t = t_0$, o IGBT S1 fica ativo, conduzindo os dois IGBTs simultaneamente. A corrente circula nos enrolamentos primários do transformador e como cada um dos enrolamentos primários induz um fluxo magnético, cujas direções são opostas gera-se um curto circuito magnético no transformador. Desta forma, a energia é armazenada na bobina. Importa ressaltar que neste estado é o condensador o responsável por fornecer energia para uma eventual carga uma vez que todos os diodos se encontram inversamente polarizados [75][76].

Na segunda etapa, instante $t = t_1$, o IGBT S2 fica inativo e a corrente flui pelo enrolamento primário L_{p1} , induzindo uma tensão no enrolamento secundário superior à do enrolamento primário sendo proporcional a razão de transformação do transformador. Nesta fase o diodo D2 e D3 estão diretamente polarizados e a energia armazenada na bobina é transferida para alimentar a eventual carga e recarregar o condensador, estando os diodos D1 e D4 inversamente polarizados [75][76].

Na terceira etapa, instante $t = t_2$, o conversor assume uma configuração idêntica à primeira etapa, ou seja, os IGBTs S1 e S2 ficam ativos e a energia volta a ser armazenada na bobina. Todos os diodos encontram-se inversamente polarizados [75][76].

Na quarta etapa, $t = t_4$, o conversor assume uma configuração semelhante à da segunda etapa, sendo que a diferença reside no semiconductor em condução bem como o enrolamento que lhe está associado. Sendo assim, apenas o IGBT S2 fica ativo, sendo que S1 fica inativo e a energia armazenada durante a terceira etapa é transferida para a carga e para recarregar o

condensador pelo transformador *push pull*. Nesta fase o diodo D1 e D4 estão diretamente polarizados e D2 e D3 estão inversamente polarizados [75][76].

Relativamente ao controlo deste conversor, é preciso implementar duas ondas portadoras desfasadas de 180° e com um *duty-cycle* superior a 50% de modo a garantir a condução contínua do conversor [75].

3.2.10 Conversor CC-CC *Full-Bridge* Isolado

O conversor CC-CC *full-bridge* isolado, apresentado na Figura 3.11, é também conhecido na literatura por *dual active bridge* e é dos conversores isolados mais utilizados [77][78]. O fluxo de energia neste conversor pode ser controlado através de duas formas distintas, uma tem como princípio a variação do *duty-cycle* da tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador, enquanto que a outra consiste em fixar o *duty-cycle* em 50% e variar o ângulo de fase entre a tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador e a tensão aplicada ao enrolamento secundário do transformador. Esta técnica é conhecida na literatura por *phase shift* [79].

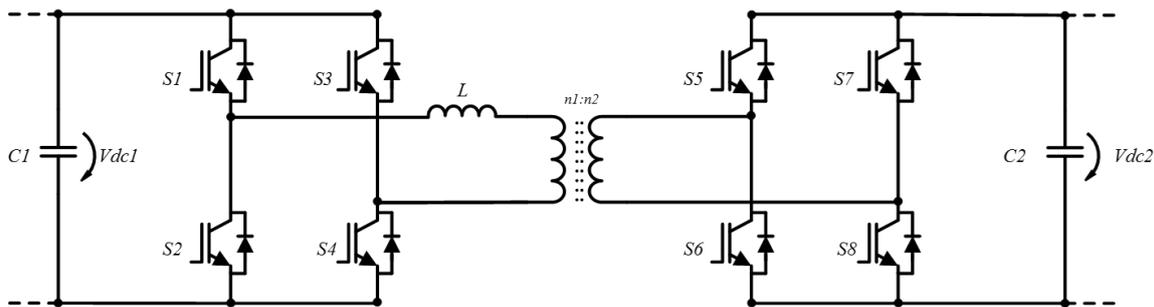


Figura 3.11. Conversor CC-CC bidirecional isolado *full-bridge*.

O controlo com *duty-cycle* variável tem como base controlar os conversores CC-CC individualmente, ou seja, usar um conversor para transferir energia do primário para o secundário e outro conversor para transferir energia em sentido contrário. Quando se transfere energia do primário para o secundário, controlam-se os IGBTs do primeiro conversor CC-CC *full-bridge* e são usados os diodos reversos do segundo conversor *full-bridge* de forma a retificar a tensão à saída do transformador. Quando os IGBTs S1 e S4 estão ativos, os IGBTs S2 e S3 estão inativos e a tensão aplicada ao enrolamento primário é $+v_{dc1}$ e quando os IGBTs estão todos inativos a tensão é zero. O *duty-cycle* é definido em função da tensão de referência e da amplitude da onda portadora. Quando os IGBTs S1 e S4 estão inativos os IGBTs S2 e S3 estão ativos, a tensão aplicada ao enrolamento primário do transformador é $-v_{dc1}$, e quando todos os IGBTs estão inativos a tensão é zero.

A técnica *phase shift* consiste em controlar os conversores *full-bridge* ao mesmo tempo. O *duty-cycle* como já foi referido é fixo em 50% e para transferir energia do primário para o

secundário, a tensão aplicada ao secundário terá de estar atrasada em relação à tensão aplicada ao primário. Para a transferência de energia ocorrer em sentido inverso a tensão aplicada ao enrolamento secundário terá de estar adiantada em relação a tensão aplicada ao primário [74].

Este conversor opera em modo bidirecional, mas também permite operar em modo unidirecional. Para isso, é necessário substituir os IGBTs de um dos conversores por díodos, sendo que neste caso apenas é possível utilizar a técnica de controlo de variação do *duty-cycle*.

3.2.11 Conversor CC-CC *Half-Bridge*

O conversor CC-CC *half-bridge* isolado, apresentado na Figura 3.12, é também um dos conversores mais utilizados, sendo composto por dois conversores CC-CC *half-bridge*, por uma bobina e um transformador de alta frequência. No controlo de fluxo de energia neste tipo de conversores, são utilizadas as duas técnicas anteriormente apresentadas, *duty-cycle* e *phase shift*. Este conversor em relação ao conversor CC-CC *full-bridge* necessita de menos hardware e a tensão aplicada aos enrolamentos do transformador também é diferente, sendo de $+v_{dc1}/2$. Este conversor opera em modo bidirecional, embora possa ser facilmente convertido num unidirecional, como no caso do conversor CC-CC *full-bridge* [74].

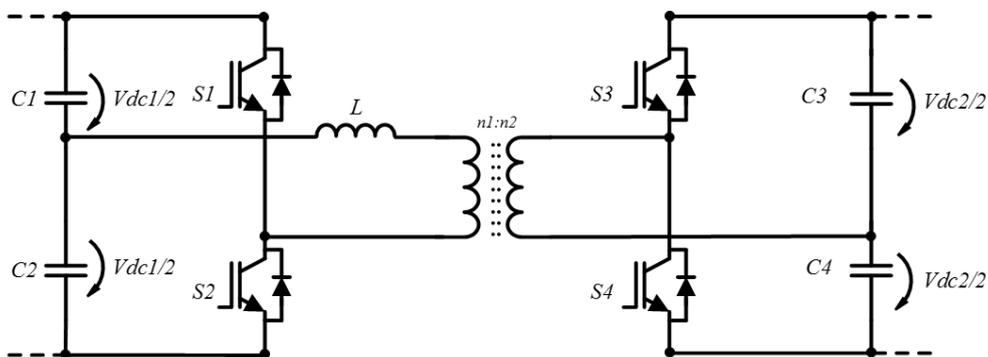


Figura 3.12. Conversor CC-CC bidirecional isolado *half-bridge*.

3.3 Algoritmo de controlo MPPT

O elevado custo inicial do processo de instalação de um sistema solar fotovoltaico e a baixa eficiência das células solares fotovoltaicas, incita a concentração de meios que permitam obter o máximo rendimento dos painéis solares fotovoltaicos. Sendo assim, é importante o desenvolvimento e implementação de técnicas de controlo que permitam obter o máximo rendimento do sistema.

Um painel solar fotovoltaico possui um ponto de funcionamento onde a potência extraída é máxima. Esse ponto denomina-se por ponto de máxima potência, *Maximum Power Point*

(MPP), e corresponde ao ponto da curva corrente vs. tensão onde é gerado o valor máximo de potência pelo painel. O ideal seria que os painéis solares fotovoltaicos funcionassem sempre neste ponto, ou seja, à sua potência nominal, mas por circunstâncias ambientais, como radiação solar e a temperatura, faz com que este ponto seja variável. A constante variação do ponto de máxima potência, torna necessário a implementação de um algoritmo de controlo, já que este tem a finalidade de procurar constantemente o ponto de máxima potência do painel solar fotovoltaico e permitir que o conversor funcione, a cada instante, nesse mesmo ponto, extraindo desta forma a maior potência possível. Este algoritmo é designado na literatura por *Maximum Power Point Tracker* (MPPT).

Hoje em dia, existem inúmeros artigos técnicos na qual constam diversos algoritmos de controlo MPPT nas quais alguns se encontram em [80][81][82][83][84]. A diferença nestes algoritmos reside principalmente em termos de custos e complexidade bem como na eficiência e no número de elementos necessários. De seguida são apresentados alguns desses algoritmos MPPT, de forma a que sejam apresentadas as suas características bem como as principais vantagens e desvantagens.

3.3.1 Perturbação e Observação

O algoritmo perturbação e observação, apresentado na Figura 3.13, é dos algoritmos de controlo mais utilizados na procura do ponto de máxima potência, uma vez que a sua implementação é bastante simples.

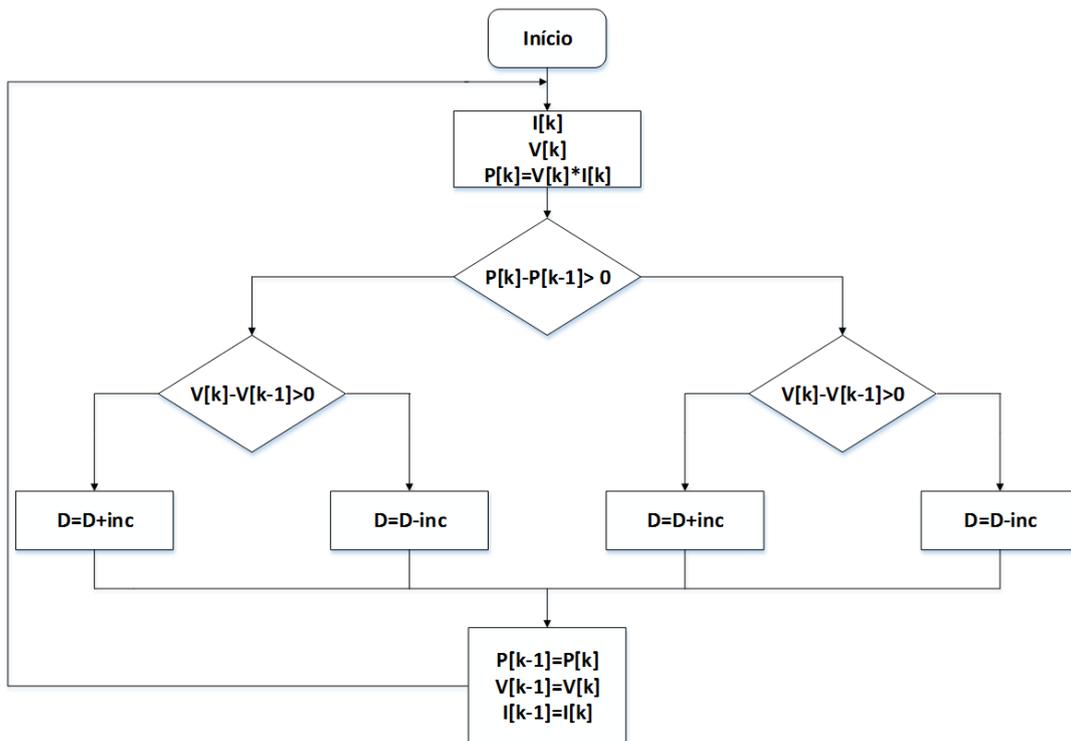


Figura 3.13. Algoritmo de MPPT: perturbação e observação.

Esta técnica tem como base uma perturbação periódica da variável de referência e a comparação da potência disponibilizada pelo painel solar fotovoltaico antes e depois da perturbação. Sendo assim, compara-se a potência obtida com a potência registrada no instante anterior e verifica-se a variação da potência, sendo possível estabelecer o sentido da perturbação seguinte. Posto isto, se a potência obtida aumentar a perturbação seguinte continuará no mesmo sentido, caso contrário, se a potência diminuir, a próxima perturbação será no sentido oposto [85].

3.3.2 Tensão Constante

O algoritmo de tensão constante tem como base a relação quase linear entre a tensão no ponto de máxima potência e a tensão de circuito aberto, sendo apresentada na equação (3.15).

$$V_{MPP} = K_1 V_{OC} \quad (3.15)$$

A partir da equação (3.15), evidencia-se um fator K_1 que estabelece a relação entre a tensão no ponto de máxima potência com a tensão de circuito de aberto. O seu valor situa-se entre os 0,71 e 0,78, sendo independente das condições onde o painel está inserido [82]. Sendo conhecido o valor de K_1 , é possível determinar a tensão de máxima potência, partindo da equação (3.15). Para isso é necessário determinar o valor de tensão de circuito aberto, o que implica desligar momentaneamente os painéis solares fotovoltaicos do conversor. No entanto, isto traz desvantagens como por exemplo a perda temporária de energia, o que faz com que este algoritmo não seja tão eficiente. Contudo, uma forma de contornar este problema consiste em utilizar células piloto, com características próximas dos painéis solares fotovoltaicos, de forma a obter o valor da tensão de circuito aberto [82]. No entanto, é importante ressaltar que com este algoritmo, o painel solar fotovoltaico nunca irá operar no ponto de máxima potência porque a equação (3.15) consiste numa aproximação. Para além disso, o fator K_1 deixa de ser válido em situações de sombreamento parcial, uma vez que são gerados vários pontos de máxima potência. Por isso seria necessário implementar técnicas que permitissem atualizar o valor de K_1 , o que implicaria uma maior complexidade de implementação e conseqüentemente maiores perdas de energia [82].

3.3.3 Condutância Incremental

O algoritmo condutância incremental tem como princípio que o ponto de máxima potência corresponde ao ponto onde a derivada da potência em relação a tensão é zero. Sendo assim, ao fazer-se a derivada da potência em relação a tensão obtém-se a equação (3.16) [82]:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.16)$$

De forma a encontrar o ponto de máxima potência, compara-se a condutância instantânea (I/V) com a condutância incremental ($\Delta I/\Delta V$), como se verifica na equação (3.17):

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (3.17)$$

- $\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}$, opera no ponto de máxima potência.
- $\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}$, opera à esquerda do ponto de máxima potência.
- $\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}$, opera à direita do ponto de máxima potência.

Relativamente ao princípio de funcionamento e de acordo com a Figura 3.14, numa fase inicial medem-se os valores de corrente e de tensão dos painéis solares fotovoltaicos para calcular a variação destes valores com a iteração anterior.

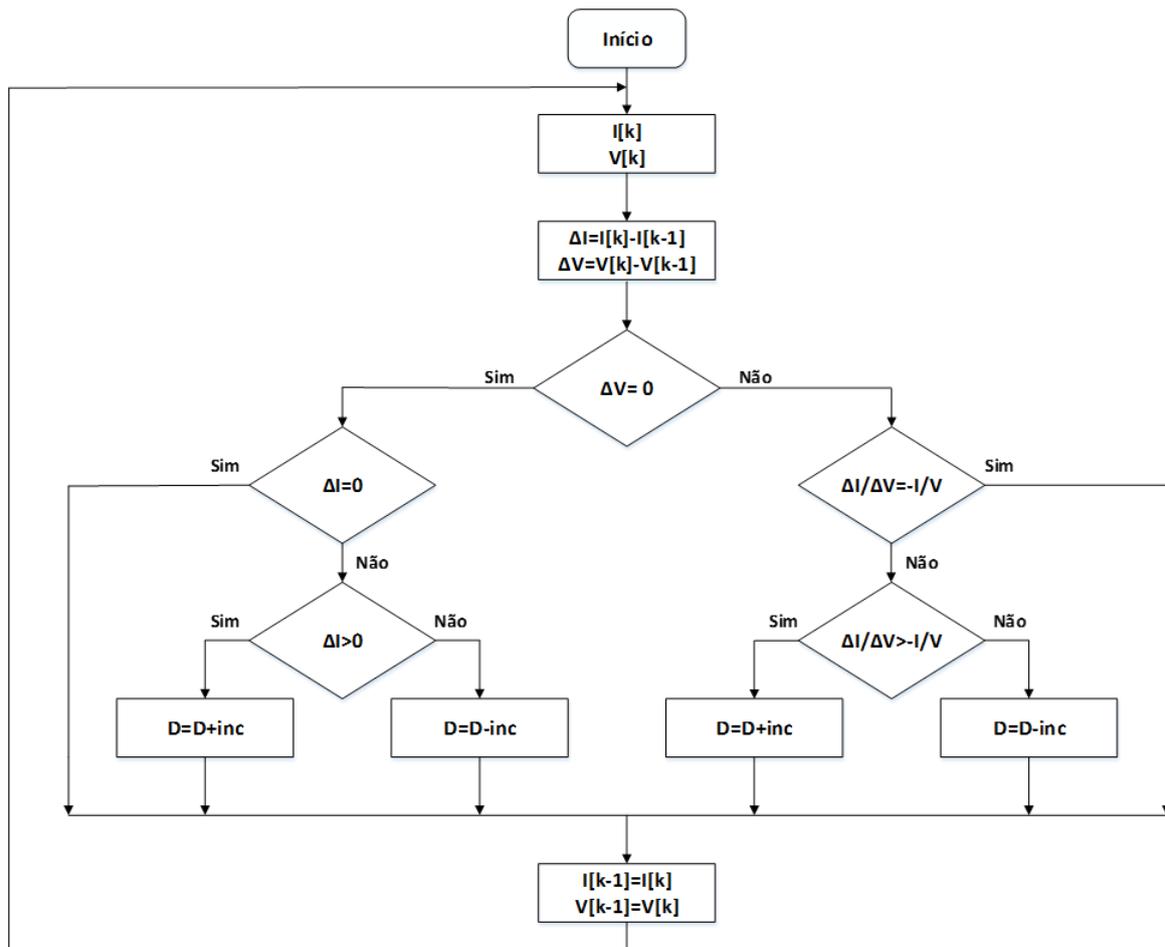


Figura 3.14. Algoritmo de MPPT: condutância incremental (adaptado a partir de [82]).

Desta forma, o que se tem de verificar é se o sistema está a operar no ponto de máxima potência. Caso isso se verifique apenas é necessário atualizar os valores da corrente e tensão, caso contrário, é preciso identificar se o sistema está a operar à esquerda ou à direita do ponto de máxima potência de forma a fazer os ajustes necessários para o sistema operar no ponto pretendido [82]. A maior ou menor rapidez com que o conversor funciona no ponto de potência máxima é determinada pela dimensão do incremento. Assim uma maior rapidez pode ser determinada por um maior incremento, mas se o incremento for muito elevado o sistema não irá operar no ponto de potência máxima, oscilando em torno dele [82].

3.3.4 Corrente Constante

O algoritmo corrente constante, apresenta um princípio de funcionamento muito similar ao algoritmo tensão constante. Sendo assim, a corrente no ponto de máxima potência e a corrente de curto-circuito do painel solar fotovoltaico apresentam uma relação quase linear, que é dada pela equação (3.18).

$$I_{MPP} = K_2 I_{SC} \quad (3.18)$$

Tal como no algoritmo tensão constante, a constante K_2 deve estar de acordo com as características do painel solar fotovoltaico utilizado, e o seu valor está entre os 0,78 e 0,92. Ao obter-se o valor da corrente de curto circuito é possível determinar a corrente de máxima potência através da equação. Contudo, medir o valor de corrente de curto circuito não é fácil, pois implica o uso de um circuito adicional que possibilite a desconexão do conversor com os painéis solares fotovoltaicos. Isto implica uma maior número de componentes, um custo mais elevado e redução da eficiência [82].

3.4 Algoritmos de Carregamento de Baterias

De forma a preservar a vida útil de uma bateria é comum implementar-se algoritmos de controlo de carregamento da mesma. A escolha do melhor algoritmo para o carregamento de uma determinada bateria requer a consulta da sua ficha técnica de modo a conhecer quais as características e recomendações do fabricante de modo a que seu período de vida útil seja garantido. Na literatura existem diversos algoritmos de controlo de carregamento de baterias, contudo, apenas serão apresentados os algoritmos mais utilizados: tensão constante, corrente constante e corrente constante seguido de tensão constante.

3.4.1 Tensão Constante

O algoritmo de tensão constante processa-se num único estágio e tem como base a aplicação de uma tensão constante aos terminais da bateria, enquanto que a corrente varia ao longo do processo. Inicialmente a corrente é elevada e vai diminuindo até atingir valores muito reduzidos aquando da finalização da carga sendo esta uma das razões que fazem com que a finalização do processo de carregamento seja muito lento [86]. O comportamento evolutivo da tensão e corrente na bateria é apresentado na Figura 3.15.

É importante ressaltar que uma tensão de carga tem de ser ajustada de acordo com tipo de bateria a carregar porque valores muito elevados de tensão de carga podem desencadear uma sobrecarga na fase final de carregamento. Consequentemente essa sobrecarga pode levar a um processo de aquecimento o que origina correntes mais elevadas, provocando por sua vez aquecimento por efeito Joule o que levará à destruição da bateria [86]. Este algoritmo tem muita aplicabilidade em baterias que apresentem chumbo na sua composição [87].

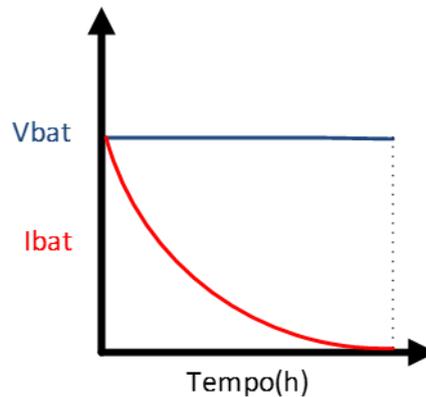


Figura 3.15. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de tensão constante.

3.4.2 Corrente Constante

O algoritmo de corrente constante também se processa num único estágio e tem como base a aplicação de uma corrente constante até ser atingido o valor da tensão nominal da bateria. É um método bastante fácil de implementar e com custos reduzidos, contudo, apresenta desvantagens uma vez que a utilização de correntes elevadas é prejudicial quando o objetivo é carregar baterias sensíveis à sobrecarga. Caso as correntes sejam baixas isso implica tempos de carregamento elevados que podem ser inviáveis como no caso de sistemas solares fotovoltaicos com ciclo de descarga diário [86]. O comportamento evolutivo da tensão e corrente na bateria é apresentado na Figura 3.16. Tem bastante aplicabilidade em baterias de níquel cádmio já que são baterias pouco sensíveis a sobrecargas [86][87].

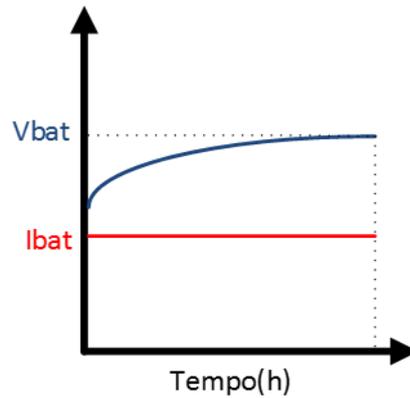


Figura 3.16. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de corrente constante.

3.4.3 Corrente Constante Seguido de Tensão Constante

O algoritmo corrente constante seguido de tensão constante processa-se em dois estágios, combinando os algoritmos anteriormente apresentados. Inicialmente, é aplicada uma corrente constante aos terminais da bateria até que a tensão seja 10% superior à tensão nominal. De seguida, é aplicada uma tensão constante até que a corrente atinja valores próximo de zero, ou inferior a 1A [86]. O comportamento evolutivo da tensão e corrente na bateria é apresentado na Figura 3.17 [88]. Este algoritmo tem muita aplicabilidade em baterias de chumbo-ácido e de íões de lítio.

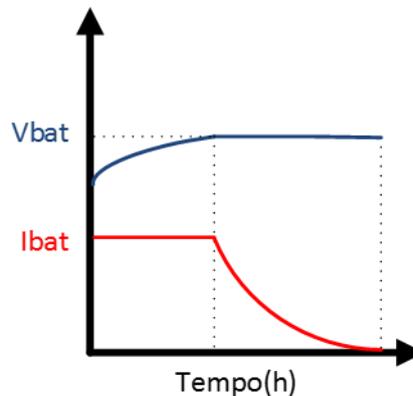


Figura 3.17. Comportamento da corrente da tensão na bateria com o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante.

3.5 Modulação PWM

Nos conversores de eletrônica de potência, os semicondutores de potência para serem acionados requerem que lhes sejam enviados sinais de comando. Esses sinais de comando são sintetizados por uma técnica de controlo a qual se designa por técnica de modulação.

A técnica de modulação de largura de pulso (*Pulse-Width Modulation*, PWM) é das que tem maior aplicação em conversores CC-CC, uma vez que a sua implementação é bastante

simples. Em termos de funcionamento é bastante simples pois opera a uma frequência fixa, permitindo um período de comutação constante. Posto isto, controlando o tempo em que os semicondutores de potência estão em modo de condução é possível controlar o valor médio da tensão de saída. Esta técnica tem como base a comparação de um sinal de referência com uma portadora triangular. A nível de características da portadora esta é gerada ininterruptamente e deve possuir uma frequência muito superior à frequência do sinal de referência de modo que o sinal obtido apresente uma elevada resolução, sendo que a frequência de comutação dos semicondutores de potência é definida pela frequência da portadora.

O resultado da comparação do sinal de referência com a onda portadora corresponde a um sinal que define os instantes que os semicondutores de potência devem estar ativos ou inativos de modo a que a tensão de saída se mantenha constante. Sendo assim, quando o sinal de referência é superior em amplitude relativamente à portadora, a tensão de saída do comparador fica num estado *ON*, caso contrário fica num estado *OFF*. A partir desta técnica de modulação é possível obter-se uma frequência de comutação fixa dos semicondutores de potência.

3.6 Técnicas de Controlo de Corrente

A implementação de um conversor CC-CC tem subjacente uma técnica de controlo de corrente de forma a produzir, em cada momento, a tensão necessária de modo a que o valor de corrente pretendido seja obtido à saída do conversor. O propósito de uma técnica de controlo de corrente é fazer com que a corrente de saída do conversor se mantenha o mais aproximada possível da corrente de referência. Sendo assim, quanto maior for o nível de aproximação melhor será a qualidade da forma de onda da corrente de saída do conversor [89][90]. Na literatura, estão presentes várias teorias de controlo de corrente, sendo que estas se classificam como lineares ou não lineares. As teorias de controlo não linear baseiam a modulação da tensão de referência diretamente pelo erro da corrente [91]. Enquanto que as teorias de controlo lineares utilizam de forma separada um controlo do erro da corrente e a modulação da tensão de referência [91]. A principal vantagem deste tipo de controlo é que permite aos conversores operarem com uma frequência fixa. De seguida são apresentadas algumas teorias de controlo linear e não linear de corrente, quando aplicadas a conversores CC.

3.6.1 Histerese

A técnica de controlo de corrente por histerese apresenta-se na literatura como sendo das técnicas de implementação simplificada e de maior robustez, uma vez que o conversor produz uma tensão que está dependente apenas da corrente de referência [92]. No entanto, esta técnica tem como principal desvantagem o modo de operação com uma frequência de comutação variável. A ausência de controlo da frequência de comutação permite que o conversor opere tanto em frequência baixas como elevadas, que até podem não ser suportadas por este, o que acarreta problemas como a sua deterioração. O princípio de funcionamento desta técnica consiste em comparar o erro entre a corrente de referência e a corrente obtida com uma banda de histerese, $\pm H$, de valor fixo com o intuito de definir quais os semicondutores que comutam. Posto isto, a corrente obtida variará em torno do valor da corrente de referência definida, de acordo com a equação (3.19):

$$i_{ref} - H < i_{produzida} < i_{ref} + H \quad (3.19)$$

Importa ainda referir que a performance desta técnica de controlo está também relacionada com a banda de histerese definida, sendo que para se obter uma melhor forma de onda de saída é necessário a definição de uma banda mais estreita. Contudo, é necessário recorrer-se a frequências de comutação mais elevadas, o que acarreta maiores perdas por comutação [89]. Adicionalmente existem na literatura outras opções que possuem a particularidade de permitir a comparação do erro com uma banda de histerese de valor variável, o que permite que a frequência de comutação seja fixa [93][94].

3.6.2 PI Linear

A técnica de controlo de corrente proporcional integral (PI) linear tem como base usar o valor de erro obtido da diferença entre a corrente de referência e a corrente de saída do conversor como parâmetro de entrada na implementação de um controlador proporcional integral, na qual se obtém o valor de tensão referência que o conversor deve produzir [91]. Recorrendo a uma portadora triangular de frequência fixa, faz-se uma comparação desta com o valor de tensão sintetizado pelo conversor de modo a que seja produzida uma tensão que gera o valor de corrente desejado. O diagrama de blocos de um controlo de corrente por PI linear com modulação PWM está representado na Figura 3.18.

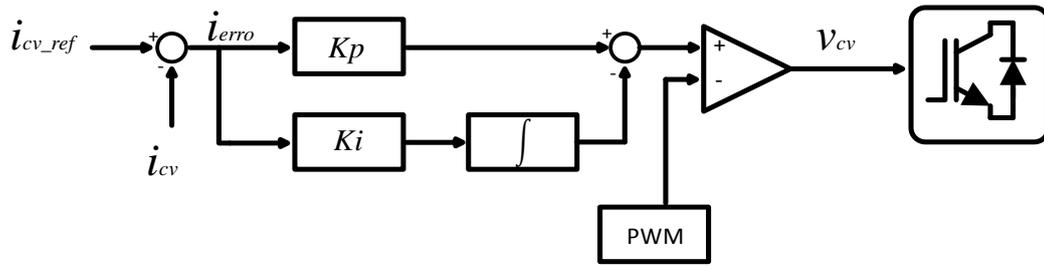


Figura 3.18. Diagrama de blocos da implementação de um controlador de corrente PI.

De acordo com o que foi dito anteriormente, o resultado da comparação entre a tensão de referência com a portadora triangular corresponde ao sinal de comando dos IGBTs, que pode ser definido pela equação (3.20):

$$V_{cv}[t] = K_p i_{erro}[t] + K_i \int_0^t i_{erro}(t) dt, \quad (3.20)$$

A implementação desta técnica de controlo permite que o conversor opere com frequência fixa, o que se traduz em vantagens como a remoção de ruído proveniente das comutações de frequência baixa, menor *ripple* da corrente sintetizada. Por outro lado, tem o inconveniente de não ter capacidade de resposta adequada caso a referência sofra alterações bruscas, embora com o ajuste nos ganhos do controlador se possa atenuar o tempo de resposta, contudo nunca é totalmente extinguido [91]. Importa ainda destacar que a tensão de referência obtida na saída do controlador PI deve ser inferior à amplitude da portadora triangular e o valor do erro da corrente também deve ser o menor possível por isso a seleção dos ganhos do controlador PI devem ter em atenção estes critérios. Adicionalmente, neste tipo de controladores é comum implementarem-se estratégias *anti-windup* de forma a colmatar problemas de saturação por parte do controlador oriundos de variações no valor de referência [95].

3.6.3 Preditivo

A técnica de controlo preditivo baseia-se em calcular a tensão de referência que o conversor deve produzir de modo a que a corrente produzida seja igual à corrente de referência após um certo número de períodos de amostragem. Sendo assim, a tensão de referência é determinada de acordo com o modelo elétrico do sistema, estando esta técnica dependente dos parâmetros do circuito. Na literatura evidenciam-se várias teorias de controlo preditivo, tal como apresentado em [96], e que podem ser aplicadas em conversores de eletrônica de potência. Esta estratégia de controlo permite que o conversor opere com uma frequência de comutação fixa, como exemplo disso a técnica *deadbeat control*, ou variável, sendo um dos exemplos o *model predictive control with finite control set*. Na Figura 3.19, é apresentado o

diagrama de blocos de um controlador preditivo de corrente aplicado a um conversor CC-CC do tipo *buck*.

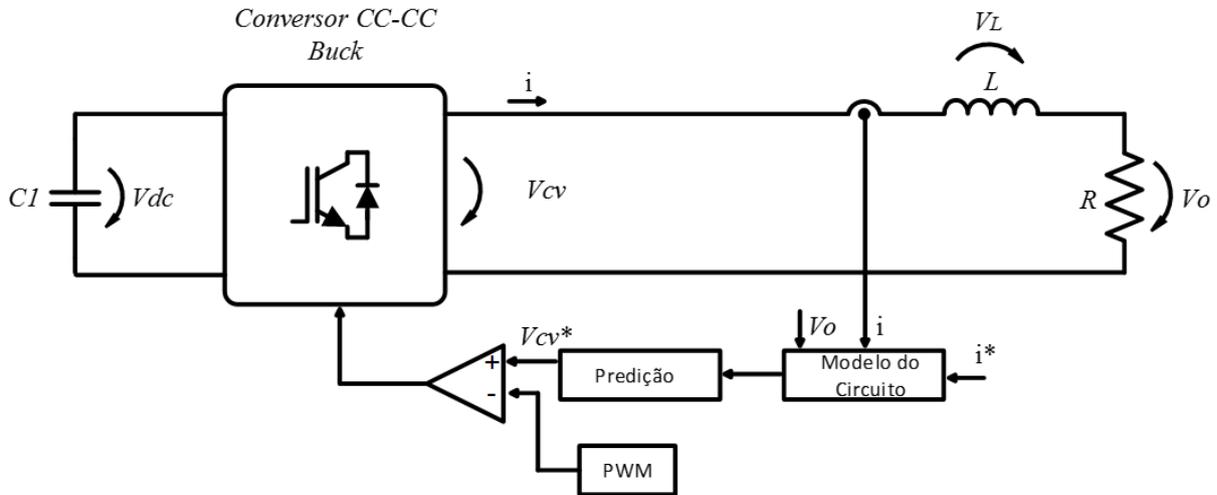


Figura 3.19. Diagrama de blocos do controle de corrente preditivo.

Ao analisar-se o circuito presente na Figura 3.19, e aplicando a lei das malhas é possível escrever-se:

$$V_{cv} = V_L + V_o, \quad (3.21)$$

Ao escrever-se a tensão da bobina em função da corrente, pode-se estabelecer que:

$$V_{cv} = L \frac{di_l}{dt} + V_o, \quad (3.22)$$

Aplicando o método da implementação da derivada discreta, mais conhecido por método de *forward Euler*, converte-se a equação anterior para o domínio discreto de forma a que seja possível a sua implementação no microcontrolador. Sendo assim, pode-se reescrever a equação (3.22) em:

$$V_{cv}^*[k] = \frac{L}{T_s} (i_l[k+1] - i_l[k]) + V_o[k], \quad (3.23)$$

na qual o parâmetro $i_l[k+1]$ corresponde à corrente de referência que se pretende estabelecer no instante $[k+1]$. Da equação (3.23) resulta a tensão de referência sintetizada pelo conversor de modo a que a corrente produzida seja igual à corrente de referência. Em termos práticos, esta teoria de controlo não possui ganhos, o que lhe concerne uma grande vantagem em relação ao controlo PI, pois não exige o ajuste de ganhos para sintetizar determinada corrente. Por outro lado, como está dependente do modelo do circuito, está sempre sujeito a possíveis alterações no mesmo.

3.7 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram analisados os parâmetros mais técnicos desta dissertação. Numa primeira fase foram apresentadas e analisadas as várias topologias de conversores de eletrônica de potência CC-CC que podem ser implementadas neste trabalho de dissertação. Desta análise foi possível compreender uma distinção das topologias, entre isoladas ou não isoladas, bem como perceber qual das topologias apresenta melhores argumentos para efetuar a interface com painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia.

De seguida, foi efetuada uma análise ao estado da arte em termos de algoritmos de controlo. Como o propósito central é desenvolver um conversor CC-CC que permita a interface com painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia, foi feita uma revisão de vários algoritmos que permitem extrair o valor máximo de potência de um painel solar fotovoltaico, já que estes apresentam uma maior eficiência quando se usa um algoritmo deste tipo. Desta análise foi perceptível que os algoritmos de condutância incremental e perturbação e observação são os que apresentam maior aplicabilidade em sistemas como o que é proposto neste trabalho. Posto isto, o algoritmo perturbação e observação, devido a sua simplicidade em termos de implementação e aos resultados satisfatórios, assume-se como a solução mais viável. Contudo, com a aplicação deste algoritmo, o ponto de funcionamento do painel será em volta do valor de máxima potência.

Posteriormente, foram apresentados os algoritmos mais utilizados para efetuar o carregamento das baterias. Destes algoritmos, o de corrente constante seguido de tensão de contante, segundo dados presentes na literatura, tem grande aplicabilidade em baterias de chumbo-ácido e de íões de lítio, sendo mesmo o algoritmo recomendado pelos fabricantes destes tipos de baterias.

Por fim, foram apresentadas algumas das técnicas de controlo de corrente com vista à aplicação em conversores CC-CC bem como a técnica de modulação PWM, que permite sintetizar os sinais de comandos para os semicondutores de potência. Das técnicas de controlo de corrente a que se revela uma solução mais viável é a teoria de controlo preditivo, uma vez que não implica o ajuste de ganhos como utiliza o modelo do circuito elétrico tem uma capacidade resposta mais eficaz.

Capítulo 4

Simulações Computacionais da Topologia Proposta

4.1 Introdução

Na concessão de projetos de eletrónica de potência, as simulações computacionais assumem um papel fundamental, uma vez que permitem estudar o desempenho de determinados sistemas previamente à sua construção. Neste sentido, consistem numa solução viável quer do ponto de vista prático quer económico, já que permitem efetuar os devidos testes ao sistema, tendo a particularidade de não colocar em situações de risco a integridade humana, bem como evitar prejuízos económicos resultado da destruição de componentes eletrónicos. Nesta dissertação, recorreu-se ao *software* de simulação *PSIM 9.3*, o qual contempla uma série de utilidades desde uma vasta biblioteca de componentes eletrónicos, implementação de estratégias de controlo (analógicas e digitais) e ainda a possibilidade de utilizar a linguagem C, sendo uma funcionalidade extremamente útil uma vez que facilita a migração do código implementado no sistema de controlo digital em modelo de simulação para o sistema de controlo real. Adicionalmente, contempla ainda uma outra ferramenta, *SIMVIEW*, que contempla um vasto leque de funcionalidades tais como visualização das formas de onda das variáveis, determinação da distorção harmónica (THD), determinação de valor médio e RMS, entre outras.

Posto isto, neste capítulo, numa primeira fase, é apresentada a topologia do conversor CC-CC escolhida, sendo também apresentado em detalhe o seu princípio de funcionamento tendo em consideração os diferentes modos de operação em que o conversor permitir operar. Ainda neste segmento são apresentados os algoritmos de controlo que permitem extrair a máxima potência por parte dos painéis solares fotovoltaicos, bem como o algoritmo de carregamento das baterias, sendo composto por um estágio de corrente constante seguido de tensão constante.

Posteriormente, são apresentados os modelos das simulações computacionais implementadas bem como os respetivos resultados, sendo que inicialmente são efetuadas simulações computacionais individuais ao conversor CC-CC na qual se implementam os painéis solares fotovoltaicos e as baterias de forma a validar o desempenho do conversor. De seguida são apresentadas as simulações do sistema completo (UPQC), onde é possível avaliar o

desempenho coletivo do filtro ativo paralelo (FAP), do filtro ativo série (FAS) e do conversor CC-CC com interface com painéis solares fotovoltaicos e baterias. Para além disso, ainda é descrito a forma como se processa a sincronização com a rede elétrica e como se efetua o carregamento e regulação do barramento CC. Importa ressaltar que no âmbito desta dissertação não é apresentado em detalhe o princípio de funcionamento nem a estratégia de controlo do FAP e do FAS, uma vez que esse trabalho se encontra ao encargo de outras duas dissertações a decorrer em simultâneo com esta.

4.2 Princípio de Funcionamento da Topologia Proposta

O fundamento deste trabalho de dissertação assenta na prioridade de conceber um sistema de melhoria de qualidade de energia elétrica, neste caso específico, um UPQC, propriedades que lhe permitam a interface com sistemas de energia renovável, bem como com sistemas de armazenamento de energia, sendo que na Figura 4.1 está apresentada a estrutura do UPQC com interface com energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia.

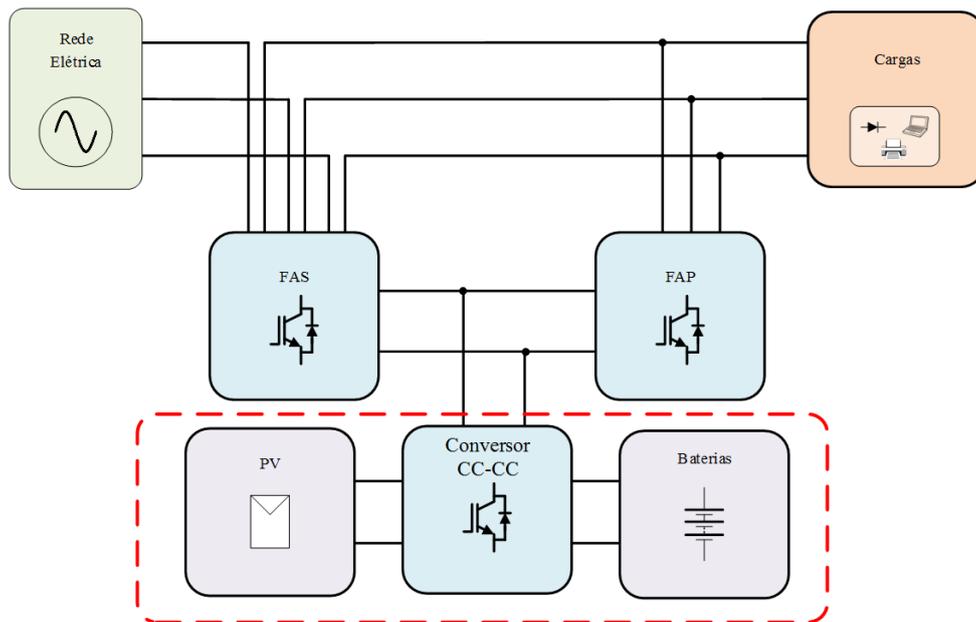


Figura 4.1. Diagrama de blocos sobre a constituição do UPQC com interface para energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia.

Na Tabela 4.1 são apresentados os modos de funcionamento do conversor, sendo que o objetivo é tornar de certa forma um UPQC não tão dependente da rede elétrica, podendo usufruir da energia produzida pelos painéis solares fotovoltaicos. Adicionalmente esta energia produzida pelos painéis solares fotovoltaicos pode também ser utilizada para efetuar o carregamento de baterias, podendo esta ser utilizada em períodos de falha energética por parte da rede elétrica ou caso os painéis solares fotovoltaicos não estejam em funcionamento devido às adversidades ambientais. Sendo assim, o UPQC tem o privilégio de usufruir de

novas funcionalidades tais como: injeção de energia na rede elétrica proveniente dos painéis solares fotovoltaicos, carregamento de baterias, carregamento de baterias e injeção de energia na rede elétrica e ainda a utilização da energia armazenada nas baterias para alimentar cargas prioritárias em caso de falha energética por parte da rede elétrica.

Tabela 4.1. Modos de Funcionamento do conversor CC-CC.

Modo	Baterias		Painéis Solares Fotovoltaicos
	Carregamento	Descarregamento	
1	✓	✗	✗
2	✓	✗	✓
3	✗	✓	✗
4	✗	✓	✓
5	✗	✗	✓
6	✗	✗	✗

Na Figura 4.2 é apresentada a topologia do conversor CC-CC proposto. Trata-se de um conversor multinível, o qual é composto por dois conversores CC-CC, sendo que na interface com os painéis solares fotovoltaicos foi adotada uma topologia de três níveis do tipo *boost*, enquanto que na interface com as baterias foi adotada uma topologia *buck-boost asymmetrical*. Posto isto, o que se pretende é que seja efetuada uma extração contínua da máxima potência por parte dos painéis solares fotovoltaicos de modo a que esta seja distribuída tanto pela rede elétrica como pelas baterias.

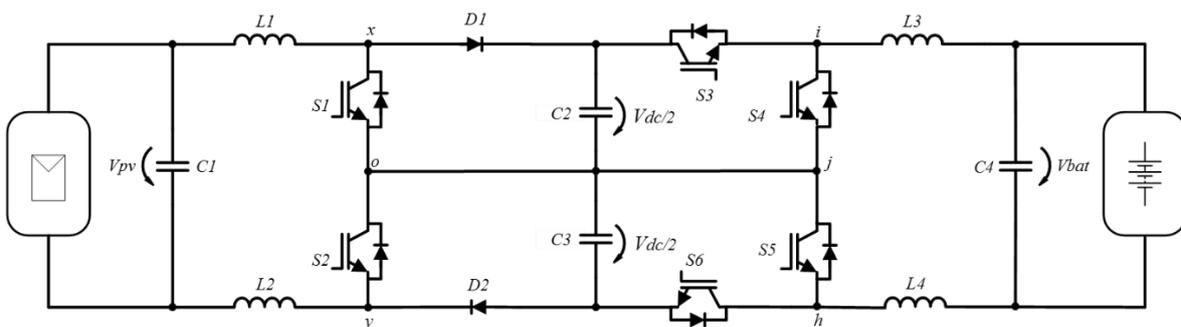


Figura 4.2. Conversor CC-CC multinível que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos e com o sistema de armazenamento de energia (baterias).

Em termos da topologia adotada para a interface com os painéis solares fotovoltaicos conforme foi dito anteriormente, foi uma topologia multinível do tipo *boost*. É composta por quatro IGBTs, dos quais apenas dois são usados os díodos em antiparalelo, e uma bobina. O uso de apenas os díodos em antiparalelo de dois IGBTs deve-se ao facto de que este conversor faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos o que implica um fluxo unidirecional de

energia. Desta forma apenas flui energia dos painéis solares fotovoltaicos para a rede e para as baterias, não ocorrendo transferência de energia em sentido inverso.

Em termos de funcionamento, este conversor possibilita quatro modos de operação. Num dos modos, da qual se pode designar como modo 1, o IGBT S1 e o IGBT S2 estão ativos e os díodos D1 e D2 estão inversamente polarizados, resultando numa tensão $V_{conv_dc1}(x0)$ de zero e $V_{conv_dc2}(oy)$ de zero. No segundo modo de operação, o IGBT S1 está ativo e o díodo D2 encontra-se diretamente polarizado, enquanto que o IGBT S2 está inativo e o díodo D1 inversamente polarizado, o que resulta numa tensão $V_{conv_dc1}(x0)$ de zero e $V_{conv_dc2}(oy)$ de $+V_{dc}/2$.

No terceiro modo de funcionamento, o IGBT S2 está ativo e o díodo D1 diretamente polarizado, enquanto que o IGBT S1 está inativo e o díodo D2 inversamente polarizado. Sendo assim, a tensão $V_{conv_dc1}(x0)$ é de $+V_{dc}/2$, sendo a tensão $V_{conv_dc2}(oy)$ de zero. No quarto e último modo de operação, os IGBTs S1 e S2 estão inativos, enquanto que os díodos D1 e D2 estão diretamente polarizados, o que resulta que a tensão $V_{conv_dc1}(x0)$ é de $+V_{dc}/2$ e a tensão $V_{conv_dc2}(oy)$ é de igual forma $+V_{dc}/2$. De acordo com a Tabela 4.2, na Figura 4.3 é apresentado o sentido da corrente durante o processo de transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos.

Tabela 4.2. Modos de funcionamento do conversor CC-CC que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos.

Modo	Estado				Tensão	
	S1	S2	D1	D2	V_{conv_dc1}	V_{conv_dc2}
1	1	1	0	0	0	0
2	1	0	0	1	0	$+V_{dc}/2$
3	0	1	1	0	$+V_{dc}/2$	0
4	0	0	1	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$

A topologia adotada para a interface com as baterias como enunciado anteriormente foi a *buck-boost asymmetrical*, assumindo esta designação devido à configuração assimétrica (superior e inferior) existente em relação ao ponto médio do barramento CC. Esta topologia é composta por quatro IGBTs, um condensador e duas bobinas (podia ser apenas uma, uma vez que se encontram em série). Este conversor permite operar em modo *interleaved*, caso seja implementada a teoria de controlo adequada. Para além disso, este conversor permite operar com um fluxo bidirecional de energia, ou seja, no modo *boost* em que as baterias estão a injetar energia na rede, ou no modo *buck* quando se efetua o carregamento das baterias.

Quando se efetua o carregamento das baterias os IGBTs S4 e S5 estão sempre inativos. No momento em que os IGBTs S3 e S6 estão ativos a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é $+V_{dc}/2$ e a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é também $+V_{dc}/2$. No instante em que o IGBT S3 está *ativo* e o IGBT S6 está inativo a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é $+V_{dc}/2$ e a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é zero. No caso inverso, S3 inativo e S6 ativo a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é zero enquanto que a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é $+V_{dc}/2$. No caso em que estão ambos inativos, tanto a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ como a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ são zero. Durante este processo cada IGBT está sujeito a uma tensão máxima de $+V_{dc}/2$.

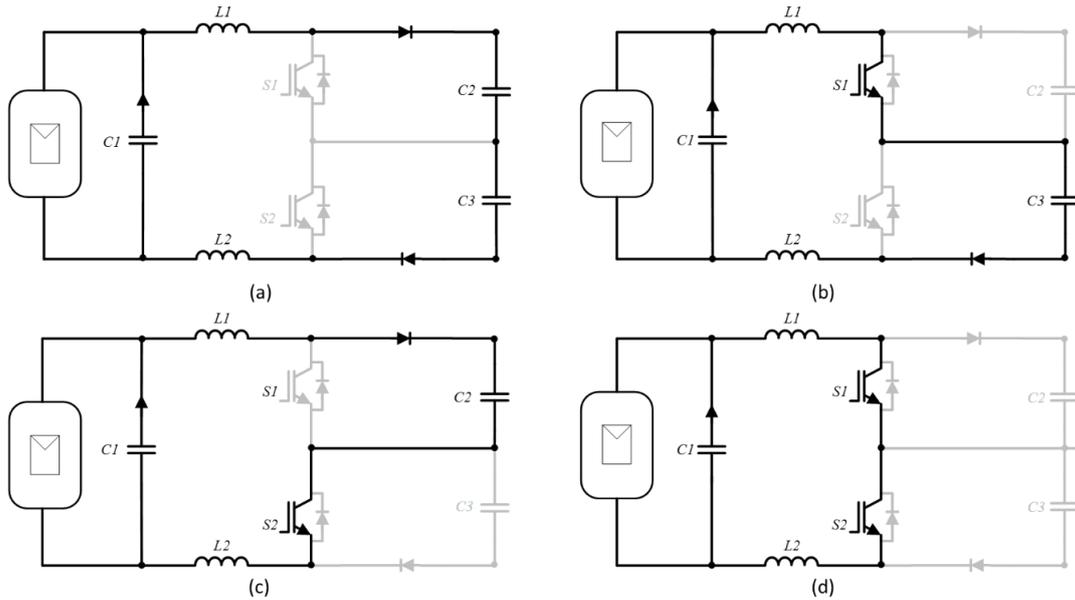


Figura 4.3. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com os painéis solares fotovoltaicos., aquando do seu descarregamento.

No modo em que se injeta energia proveniente das baterias (descarga das baterias), os IGBTs S3 e S6 estão sempre inativos. No instante em que os IGBTs S4 e S5 estão ativos, a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ e $V_{conv_dc2}(jh)$ é zero. No caso em que o IGBT S4 está ativo e o IGBT S5 está inativo, a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é zero enquanto que a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é $+V_{dc}/2$. Na situação inversa, IGBT S4 inativo e IGBT S5 ativo a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é $+V_{dc}/2$ enquanto que a tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é zero. No momento em que os IGBTs S4 e S5 estão inativos, a tensão $V_{conv_dc1}(ij)$ é $+V_{dc}/2$ e tensão $V_{conv_dc2}(jh)$ é igualmente $+V_{dc}/2$. Também neste modo de operação, a tensão máxima a que cada IGBT está sujeito é $+V_{dc}/2$. De acordo com a Tabela 4.3, na Figura 4.4 é apresentado o sentido da corrente durante o carregamento das baterias, e na Figura 4.5 é apresentado o sentido da corrente quando se efetua a descarga das baterias.

Tabela 4.3. Modos de funcionamento do conversor CC-CC que faz a interface com as baterias.

Modo	Estado				Tensão	
	S3	S4	S5	S6	V_{conv_dc1}	V_{conv_dc2}
Carregamento de Baterias	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	$+V_{dc}/2$	0
	0	0	0	1	0	$+V_{dc}/2$
	1	0	0	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
Descarga de Baterias	0	0	0	0	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
	0	1	0	0	0	$+V_{dc}/2$
	0	0	1	0	$+V_{dc}/2$	0
	0	1	1	0	0	0

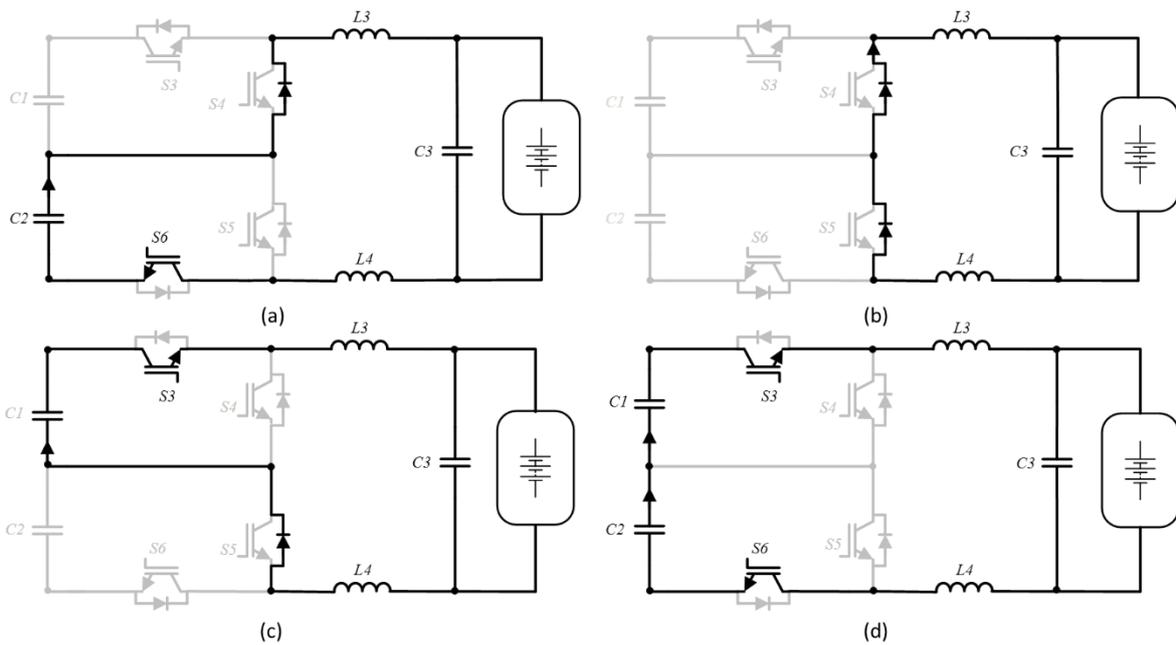


Figura 4.4. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com as baterias., aquando do seu carregamento.

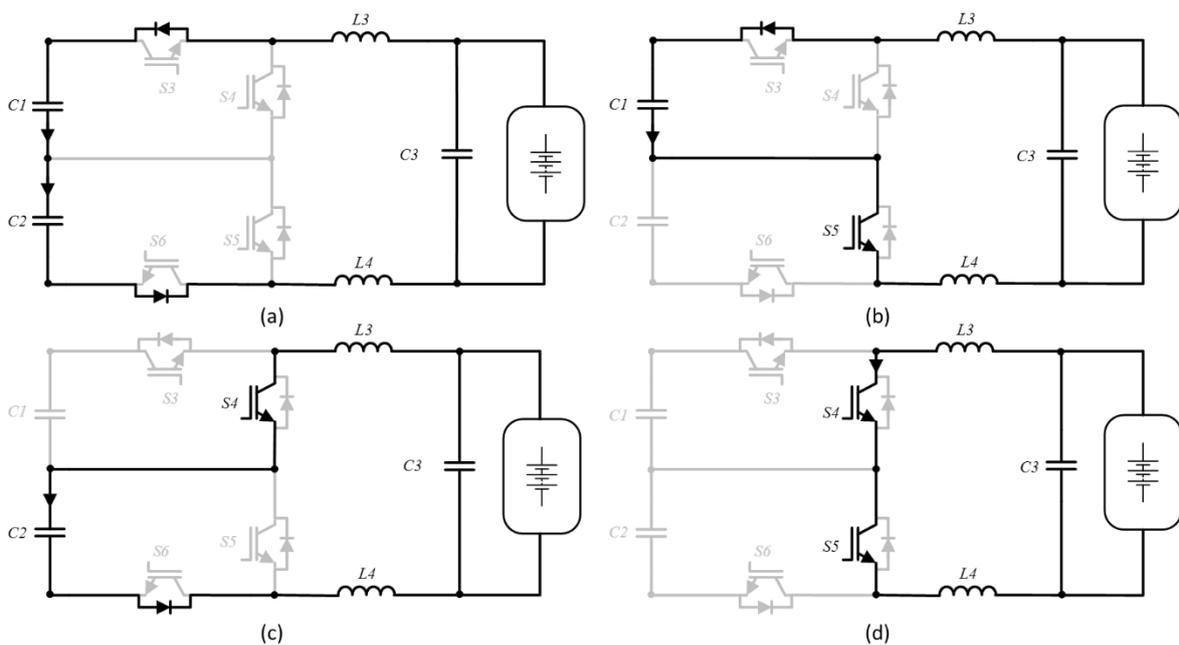


Figura 4.5. Sentido da corrente de acordo com os diferentes estados do conversor CC-CC multinível que faz a interface com as baterias, aquando do seu descarregamento.

4.2.1 Algoritmo de Controlo

Neste ponto é exposto o algoritmo de controlo do conversor CC-CC multinível, que permite a interface com painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia (baterias). No ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos o conversor CC-CC opera como um conversor do tipo *boost*, enquanto que na interface com as baterias o conversor CC-CC responsável pelo carregamento das mesmas opera como um conversor do tipo *buck*, ou seja, permite reduzir a tensão do barramento CC para um nível adequado para se efetuar o carregamento das baterias. Sendo que na literatura estão presentes várias estratégias de carregamento das baterias, podendo ser com corrente constante ou tensão constante, no âmbito desta dissertação é descrita a estratégia de controlo que permite efetuar o carregamento das baterias por corrente constante seguido de tensão constante. Contudo, quando a energia armazenada nas baterias é transferida no sentido da rede elétrica, o conversor CC-CC opera com um conversor do tipo *boost* controlando a corrente de descarga das baterias.

A estratégia de controlo do conversor CC-CC que permite extrair a potência máxima dos painéis solares fotovoltaicos tem como base um algoritmo MPPT Perturbação e Observação, da qual resulta uma corrente de referência a partir da potência dos painéis solares fotovoltaicos. Posto isto, para controlar a corrente nas bobinas $L1$ e $L2$ em função da corrente de referência obtida a partir do algoritmo de MPPT é utilizado um controlo preditivo de frequência fixa. As tensões e correntes no conversor CC-CC que faz a interface entre o barramento CC e os painéis solares fotovoltaicos são apresentadas na Figura 4.6.

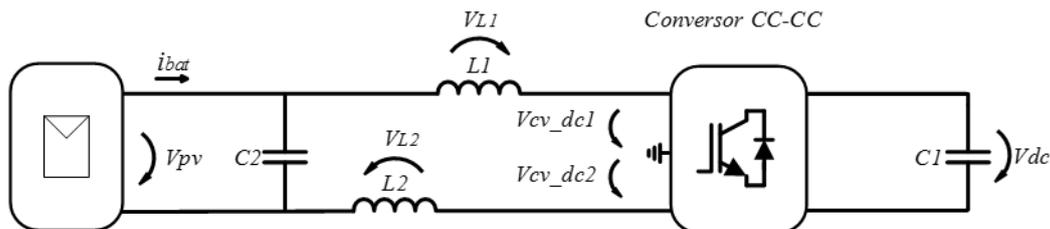


Figura 4.6. Circuito com representação das tensões e correntes entre os painéis solares fotovoltaicos e o conversor CC-CC *boost* de três níveis.

Sendo assim, a partir da análise da Figura 4.6 e partindo do princípio da lei das malhas é possível escrever-se:

$$V_{conv_dc1} = V_{PV} - V_{L1} - V_{L2}, \quad (4.1)$$

$$V_{conv_dc2} = V_{PV} - V_{L1} - V_{L2}, \quad (4.2)$$

Os parâmetros V_{conv_dc1} e V_{conv_dc2} correspondem às tensões sintetizadas pelo conversor, V_{PV} a tensão dos painéis solares fotovoltaicos e V_{L1} e V_{L2} são as tensões em cada

uma das bobinas. Uma vez que a corrente que percorre a bobina L_1 é a mesma que percorre L_2 , ao substituir-se a tensão nas bobinas pode se estabelecer:

$$V_{conv_dc1} = V_{PV} - (L_1 + L_2) \frac{di_{L1}}{dt}, \quad (4.3)$$

$$V_{conv_dc2} = V_{PV} - (L_1 + L_2) \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (4.4)$$

Ao aplicar-se o método de *forward* Euler da implementação da derivada discreta, pode-se estabelecer que:

$$V_{conv_dc1}[k] = V_{PV} - \frac{L_1+L_2}{T_s} (i_{L1}[k+1] - i_{L1}[k]), \quad (4.5)$$

$$V_{conv_dc2}[k] = V_{PV} - \frac{L_1+L_2}{T_s} (i_{L2}[k+1] - i_{L2}[k]), \quad (4.6)$$

Os parâmetros $i_{L1}[k+1]$ e $i_{L2}[k+1]$ correspondem às correntes que se pretendem sintetizar no instante $[k+1]$, ou seja, correspondem às correntes de referência. Os sinais de comando para os IGBTs S1 e S2 resultam da comparação entre as tensões sintetizadas pelo conversor, V_{conv_dc1} e V_{conv_dc2} , com duas portadoras triangulares desfasadas 180° entre si. O uso de duas portadoras triangulares desfasadas 180° entre si advém do facto que um dos objetivos é que o *ripple* de corrente dos painéis solares fotovoltaicos seja o dobro da frequência de comutação. Por sua vez, o controlo da corrente de carregamento das baterias (i_{bat}) processa-se em função da corrente de referência (i_{bat}^*) e para tal recorre-se também a um controlo preditivo com frequência de comutação fixa. Na Figura 4.7 são apresentadas as tensões e as correntes entre as baterias e o conversor CC-CC.

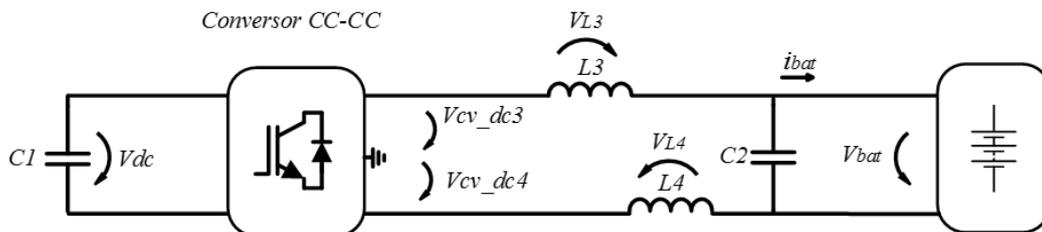


Figura 4.7. Circuito com representação das tensões e correntes entre as baterias e o conversor CC-CC *buck-boost assymetrical*.

Sendo assim, se analisarmos a Figura 4.7, tendo como base a lei das malhas, é possível definir as seguintes relações:

$$V_{conv_dc3} = V_{Bat} + V_{L3} + V_{L4}, \quad (4.7)$$

$$V_{conv_dc4} = V_{Bat} + V_{L3} + V_{L4}, \quad (4.8)$$

Os parâmetros V_{conv_dc3} e V_{conv_dc4} correspondem às tensões sintetizadas pelo conversor, V_{Bat} a tensão nas baterias e V_{L3} e V_{L4} são as tensões em cada uma das bobinas. Uma vez que a corrente que percorre a bobina L_3 é a mesma que percorre L_4 pode se estabelecer:

$$V_{conv_dc3} = V_{Bat} + (L_3 + L_4) \frac{di_{L3}}{dt}, \quad (4.9)$$

$$V_{conv_dc4} = V_{Bat} + (L_3 + L_4) \frac{di_{L4}}{dt}, \quad (4.10)$$

Ao se aplicar o método *forward* Euler da derivada discreta, as equações anteriores podem ser estabelecidas como:

$$V_{conv_dc3}[k] = V_{Bat} + \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L3}[k+1] - i_{L3}[k]), \quad (4.11)$$

$$V_{conv_dc4}[k] = V_{Bat} + \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L4}[k+1] - i_{L4}[k]), \quad (4.12)$$

Os parâmetros $i_{L3}[k+1]$ e $i_{L4}[k+1]$ representam as correntes que devem ser sintetizadas no instante $[k+1]$, ou seja, correspondem às correntes de referência. Quando se pretende efetuar o carregamento de baterias pelo estágio de tensão constante, está implícito o controlo da tensão de carregamento das mesmas. Posto isto, a tensão sintetizada pelo conversor é dada por:

$$V_{conv_dc3}[k] = V_{Bat} * - \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L3}[k] - i_{L3}[k-1]), \quad (4.13)$$

$$V_{conv_dc4}[k] = V_{Bat} * - \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L4}[k] - i_{L4}[k-1]), \quad (4.14)$$

Os sinais de comando para os IGBTs S3 e S6 também resultam da comparação entre as tensões sintetizadas pelo conversor, V_{conv_dc3} e V_{conv_dc4} , com duas portadoras triangulares defasadas 180° entre si. Como também se pretende que o *ripple* de corrente das baterias seja o dobro da frequência de comutação, recorre-se igualmente à estratégia de defasar as portadoras triangulares de 180° . No modo de funcionamento em que se pretende injetar energia na rede elétrica proveniente das baterias (modo de operação do conversor em modo *boost*), as tensões sintetizadas pelo conversor podem ser estabelecidas da seguinte forma:

$$V_{conv_dc3} = V_{Bat} - V_{L3} - V_{L4}, \quad (4.15)$$

$$V_{conv_dc4} = V_{Bat} - V_{L3} - V_{L4}, \quad (4.16)$$

Reescrevendo-se as equações de acordo com as tensões nas bobinas:

$$V_{conv_dc3} = V_{Bat} - (L_3 + L_4) \frac{di_{L3}}{dt}, \quad (4.17)$$

$$V_{conv_dc4} = V_{Bat} - (L_3 + L_4) \frac{di_{L4}}{dt}, \quad (4.18)$$

Ao aplicar-se o método de *forward* Euler da implementação da derivada discreta, pode-se estabelecer que:

$$V_{conv_dc3}[k] = V_{Bat} - \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L3}[k+1] - i_{L3}[k]), \quad (4.19)$$

$$V_{conv_dc4}[k] = V_{Bat} - \frac{L_3+L_4}{T_s} (i_{L4}[k+1] - i_{L4}[k]), \quad (4.20)$$

Os parâmetros $i_{L3}[k+1]$ e $i_{L4}[k+1]$ correspondem às correntes que se pretendem sintetizar no instante $[k+1]$, ou seja, correspondem às correntes de referência. Neste modo de funcionamento, os sinais de comando para os IGBTs S4 e S5 também resultam de um processo comparativo com duas portadoras triangulares desfasadas 180° entre si.

4.2.2 Modelo dos Painéis Solares Fotovoltaicos no *PSIM*

A ferramenta de simulação *PSIM*, inclui na sua biblioteca de ferramentas um bloco denominado *Solar Module*, que permite simular o comportamento de um painel solar fotovoltaico. Esta ferramenta permite ainda implementar os dados reais de um painel solar fotovoltaico (por exemplo, tensões e correntes de potência máxima) bastando para isso consultar o *datasheet* do mesmo e incluir esses dados no respetivo modelo do *PSIM*. Para além disso, é possível visualizar as curvas características de um painel solar fotovoltaico (I-V, P-V). Posto isto, o modelo escolhido para efetuar a simulação foi o KC200GHT-2 da Kyocera, uma vez que são um dos modelos disponíveis no GEPE [97]. Na Figura 4.8, é apresentada a ferramenta que permite modelar o comportamento do painel solar fotovoltaico, na qual se implementaram os parâmetros reais consultados no *datasheet* do respetivo painel solar fotovoltaico, bem como visualizar as curvas características do mesmo. Nesta aplicação, optou-se por utilizar cerca de dez painéis solares fotovoltaicos associados em série, sendo que para isso existe ainda uma outra interface, Figura 4.9, em que apresenta as características do painel solar fotovoltaico utilizado e na qual se pode alterar o número de células de modo a perfazer o número total de painéis a utilizar. Sendo assim, o procedimento efetuado para utilizar dez painéis solares fotovoltaicos em série, consistiu em multiplicar por dez o número de células. A potência nominal dos dez painéis solares fotovoltaicos é de 2080 W. Quando

se utiliza o modelo do painel solar fotovoltaico no PSIM, é conveniente colocar um condensador ligado em paralelo com o painel solar fotovoltaico devido à convergência numérica do próprio software no período de simulação. Para isso foi utilizado um condensador de 30 μF .

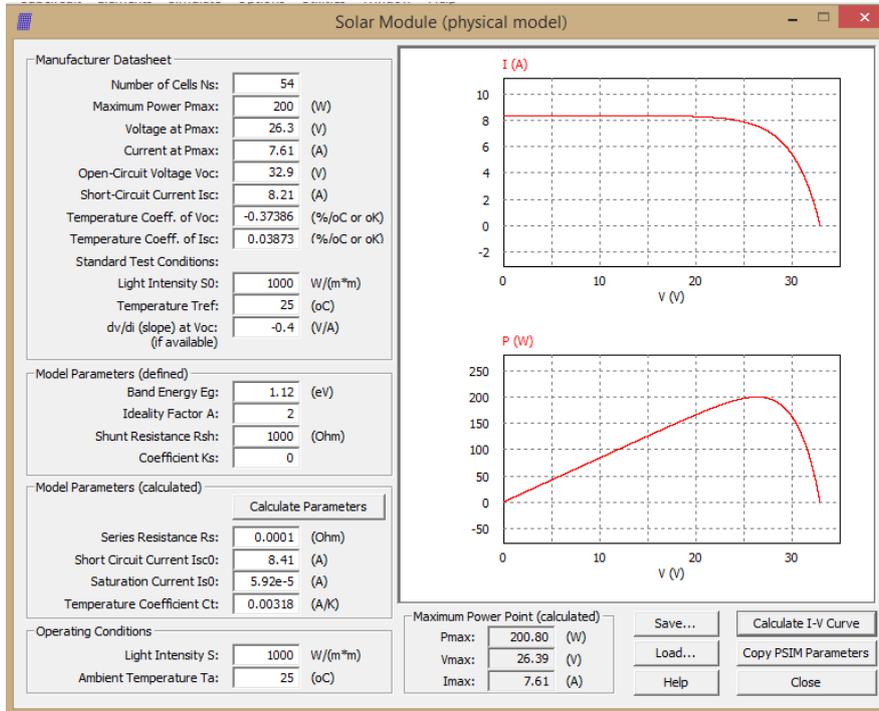


Figura 4.8. Implementação em *PSIM* dos parâmetros reais do painel solar fotovoltaico KC200GHT-2, *Kyocera*.

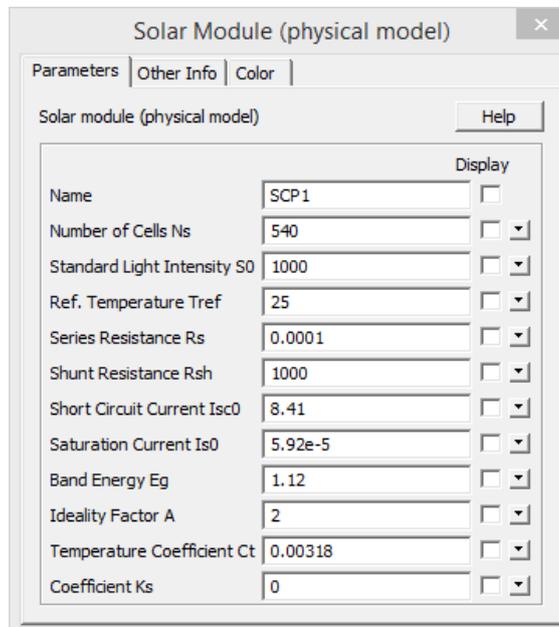


Figura 4.9. Características do painel solar fotovoltaico KC200GHT-2, *Kyocera* em *PSIM*.

4.2.3 Modelo das Baterias Implementado em PSIM

De forma a que se possa efetuar uma simulação o mais próxima possível da realidade, optou-se por implementar um modelo de baterias de forma a modelar o comportamento de uma bateria. O modelo escolhido, foi o de *Thevenin*, sendo apresentado na Figura 4.10, na qual a fonte de tensão (V_{Bat_min}) corresponde à tensão da bateria quando totalmente descarregada, o condensador (C) modela a capacidade da bateria em armazenar energia, a resistência Rd modela o efeito de autodescarga da bateria e a resistência Rs corresponde à resistência série da bateria.

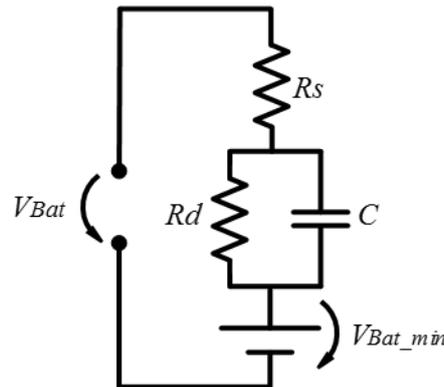


Figura 4.10. Modelo equivalente de *Thevenin* de uma bateria.

Na Tabela 4.4, encontram-se discriminados os valores dos parâmetros do respetivo modelo da bateria, que serviu de modelo nas simulações computacionais.

Tabela 4.4. Especificações dos elementos constituintes do modelo da bateria.

Parâmetro	Valor	Unidade
Fonte de Tensão	83	V
Condensador (C)	500	mF
Resistência (Rd)	10	MΩ
Resistência (Rs)	200	mΩ

4.3 Simulações Computacionais Individuais

Neste item é apresentado um leque de simulações computacionais individuais, cujo principal objetivo é comprovar a operacionalidade do conversor CC-CC com a interface com os painéis solares fotovoltaicos e com as baterias, sem entrar em linha de conta a operacionalidade do filtro ativo paralelo (FAP) e do filtro ativo série (FAS). Deste modo, na realização das

simulações apresentadas neste ponto, o importante é validar o comportamento do conversor CC-CC em função dos diferentes modos de operação.

4.3.1 Simulação do Conversor CC-CC Bidirecional (Interface com Baterias)

O conversor CC-CC bidirecional que permite a interface com as baterias é o responsável pelo carregamento e descarregamento das mesmas, tendo sempre em consideração os dados e recomendações presentes no *datasheet*. O processo de carregamento de baterias está relacionado com a tecnologia de baterias que pretende utilizar, pelo que neste trabalho em específico optou-se por utilizar baterias de iões de lítio. Neste tipo de baterias, o fabricante recomenda um processo de carregamento em dois estágios, mais propriamente corrente constante seguido de tensão constante. Para implementar esta estratégia de controlo, recorre-se a dois controladores preditivos, de forma a que um seja responsável por controlar a corrente e o outro controlar a tensão. O controlador preditivo responsável pelo controlo da corrente tem como objetivo manter a corrente constante num valor igual ao valor da corrente de referência, enquanto que o responsável pelo controlo da tensão terá de exercer a mesma função, mas mantendo a tensão num valor constante de valor igual ao da tensão de referência.

Na Figura 4.11 é apresentado circuito de simulação sobre o modo de operação enunciado na qual na Figura 4.12, estão apresentadas as formas de onda da corrente e tensão nas baterias no período de carregamento das mesmas. Inicialmente as baterias são carregadas com uma corrente constante de 15 A até atingir o valor de tensão máxima das baterias, neste caso 116 V, sendo de seguida implementado o estágio de tensão constante, na qual se aplica uma tensão de 116 V para se proceder com o carregamento das baterias até este estar completo.

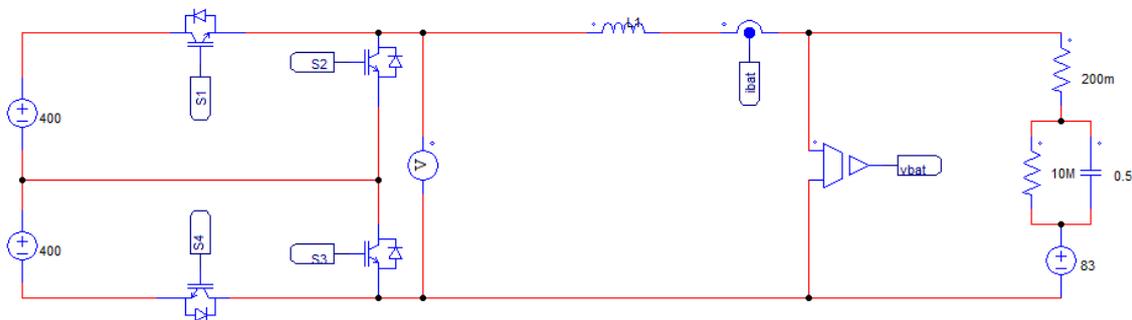


Figura 4.11. Implementação em PSIM do conversor CC-CC bidirecional em modo *buck*.

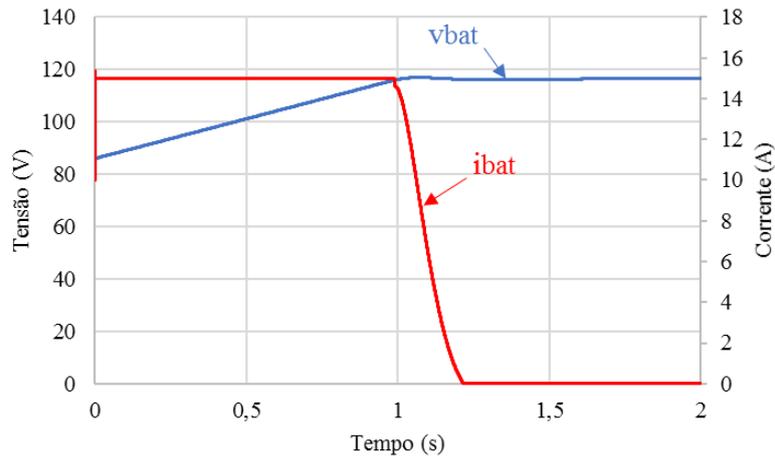


Figura 4.12. Carregamento de baterias: estágio de corrente constante seguido do estágio de tensão constante, corrente das baterias (i_{bat}), tensão das baterias (v_{bat}).

Uma vez que o controlo da tensão do barramento CC é efetuado pelo conversor CA-CC, não é possível regular a tensão do barramento CC quando se entra no período de operação da qual se transfere energia das baterias para a rede elétrica. De forma a contornar esta situação, a solução encontrada foi transferir no sentido da rede elétrica uma potência constante. De forma a executar este processo recorreu-se de igual forma a um controlador preditivo para controlar a corrente, só que ao invés de a corrente de referência ser uma constante, esta resulta da relação entre a potência de referência e a tensão das baterias, como se demonstra na equação 4.21).

$$I_{ref_bat} = \frac{P_{ref_bat}}{V_{bat}} \quad (4.21)$$

Na Figura 4.14 e Figura 4.14 encontram-se os resultados provenientes da simulação enumerada, na qual estão presentes a corrente das baterias, a tensão das baterias e a potência das baterias.

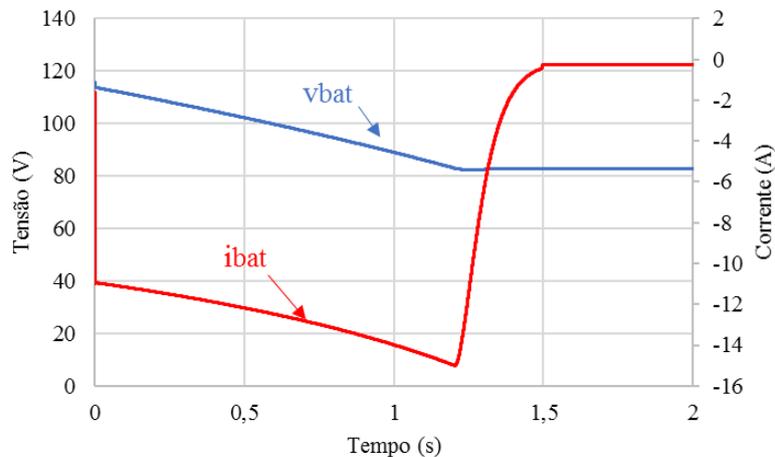


Figura 4.13. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica (descarregamento das baterias): corrente nas baterias (i_{bat}), tensão das baterias (v_{bat}).

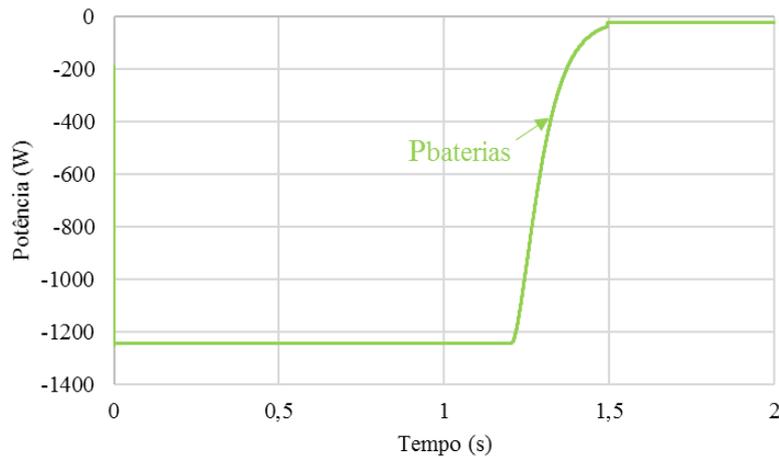


Figura 4.14. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica (descarregamento das baterias): potência das baterias ($P_{baterias}$).

4.3.2 Simulação do Conversor CC-CC Unidirecional (Interface com os Painéis Solares Fotovoltaicos)

Uma vez que um dos modos de operação deste conversor é permitir a transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica (presente na Figura 4.15), na Figura 4.16 são apresentados os resultados da simulação do modo de operação em questão.

Os painéis solares fotovoltaicos estão a operar no ponto de máxima potência, como se pode ver que a corrente dos painéis (i_{pv}) segue a corrente de referência (i_{ref_pv}) a qual resulta do algoritmo de MPPT que determina o ponto de operação de máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos, injetando por isso na rede cerca de 2 kW, o que corresponde à potência máxima fornecida pelos painéis solares fotovoltaicos. Neste resultado de simulação importa referir que a radiação solar incidente se manteve constante e igual 1000 W/m^2 e a temperatura manteve-se também constante e de valor igual a 25 C .

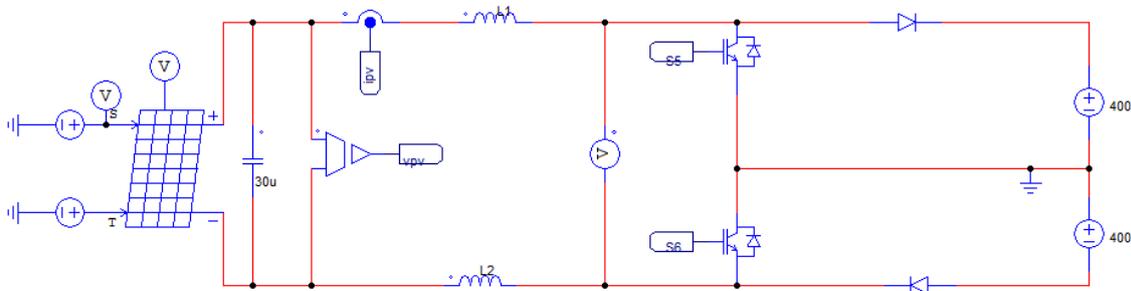


Figura 4.15. Implementação em PSIM do conjunto de painéis solares fotovoltaicos.

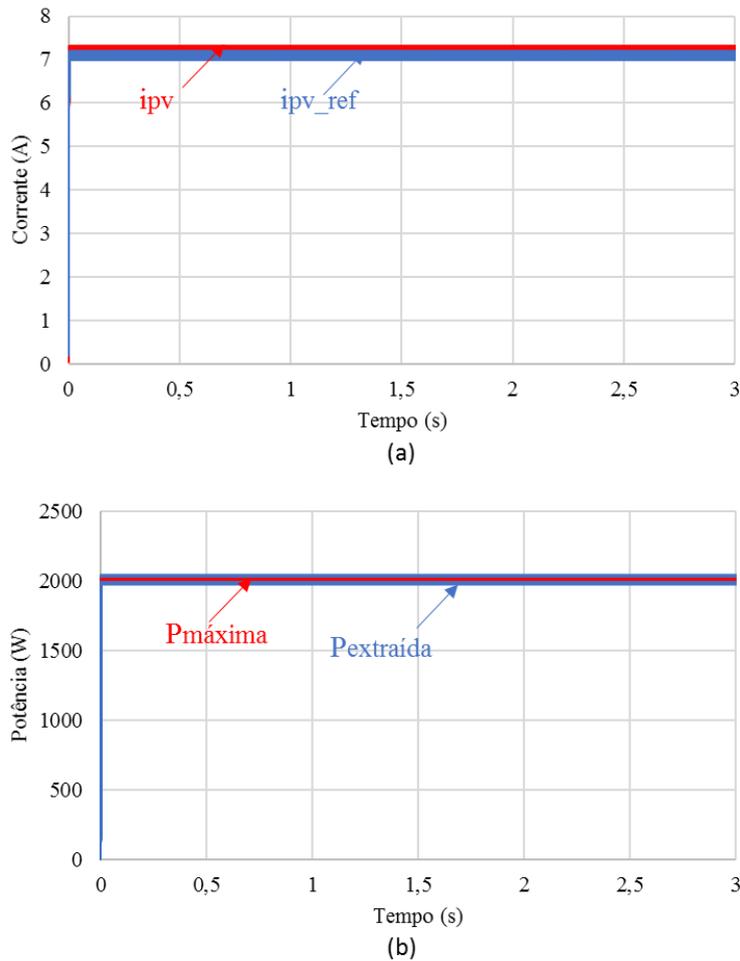


Figura 4.16. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos, corrente nos painéis solares fotovoltaicos (ipv), corrente de referência (ipv_ref), potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos ($Pextraída$), potência máxima dos painéis solares fotovoltaicos ($Pmáxima$).

De forma a verificar o comportamento do algoritmo de MPPT implementado em função da variação da radiação solar incidente e da temperatura, realizaram-se mais um leque de simulações de forma a validar o algoritmo de MPPT na procura constante do ponto de máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos.

Sendo assim, na Figura 4.17 são apresentados os resultados em relação a um nível de radiação solar incidente variável, e pela análise dos mesmos pode-se verificar que o sistema de controlo tem um tempo de resposta relativamente rápido, o que permite a extração da potência máxima permitindo validar desta forma um correto funcionamento por parte do algoritmo de MPPT Perturbação e Observação implementado na execução deste ensaio de simulação computacional.

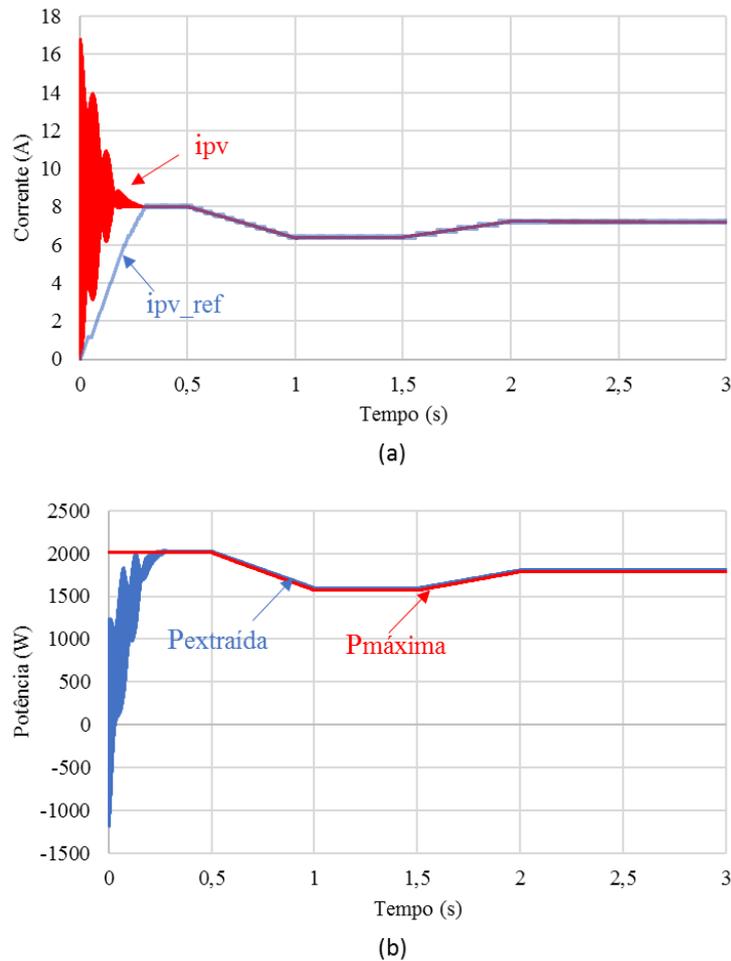


Figura 4.17. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos perante um caso em que a radiação incidente sofre variações, corrente nos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv}), corrente de referência (i_{pv_ref}), potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos ($P_{extraida}$), potência máxima dos painéis solares fotovoltaicos ($P_{m\acute{a}xima}$).

4.3.3 Simulação do Carregamento das Baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos

De forma a validar o modo de operação em que os painéis solares fotovoltaicos são os responsáveis pelo carregamento das baterias, procedeu-se à respetiva simulação, da qual a potência máxima fornecida pelos painéis solares fotovoltaicos é de 2 kW constantes. Posto isto, na Figura 4.18 são apresentados os resultados da respetiva simulação, onde é possível verificar-se o carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos, onde são injetados os 2 kW nas baterias até estas estarem totalmente carregadas, sendo que após o carregamento, a potência injetada nas baterias diminui exponencialmente até um valor residual como seria de esperar.

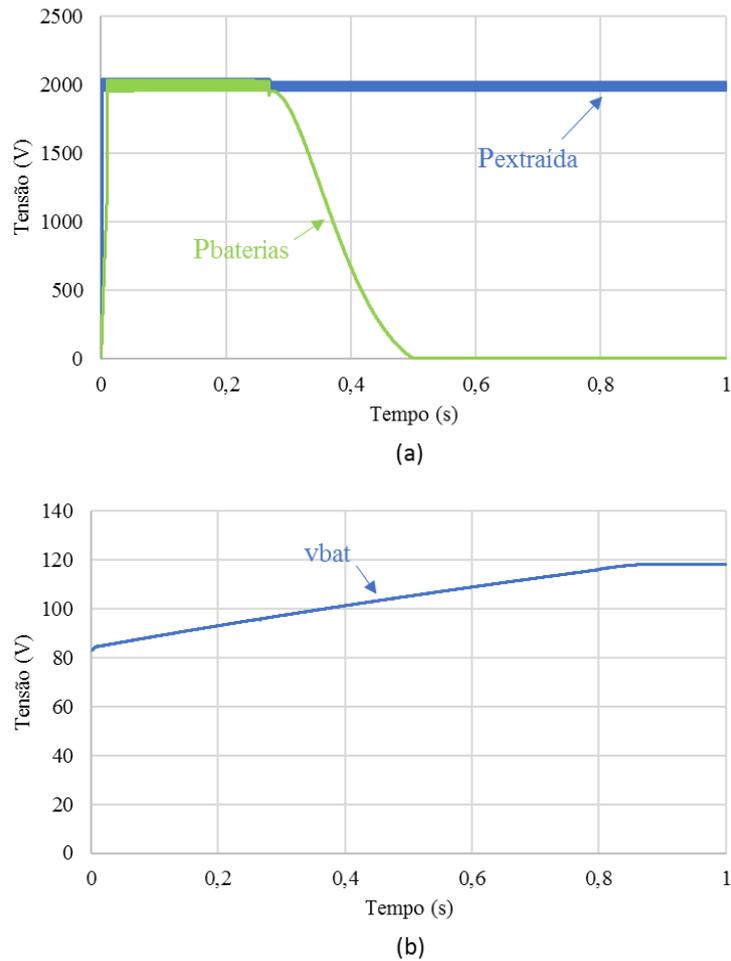


Figura 4.18. Carregamento de baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos: (a) potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (*Pextraída*), potência nas baterias (*Pbaterias*), (b) tensão nas baterias (*vbat*).

4.4 Simulação Computacional do Sistema Completo

Nesta secção estão apresentadas as simulações computacionais do sistema completo com o objetivo de enquadrar os conversores CC-CC com os conversores do FAP e do FAS. Contudo, como no âmbito deste projeto a troca de energia entre o conversor CC-CC e a rede elétrica é efetuada apenas com recurso ao FAP, de seguida é apresentada uma breve descrição do seu princípio de funcionamento, nomeadamente no que concerne à sincronização com a tensão da rede elétrica e à regulação da tensão do barramento CC, dado que é de relevante importância para o funcionamento do conversor CC-CC.

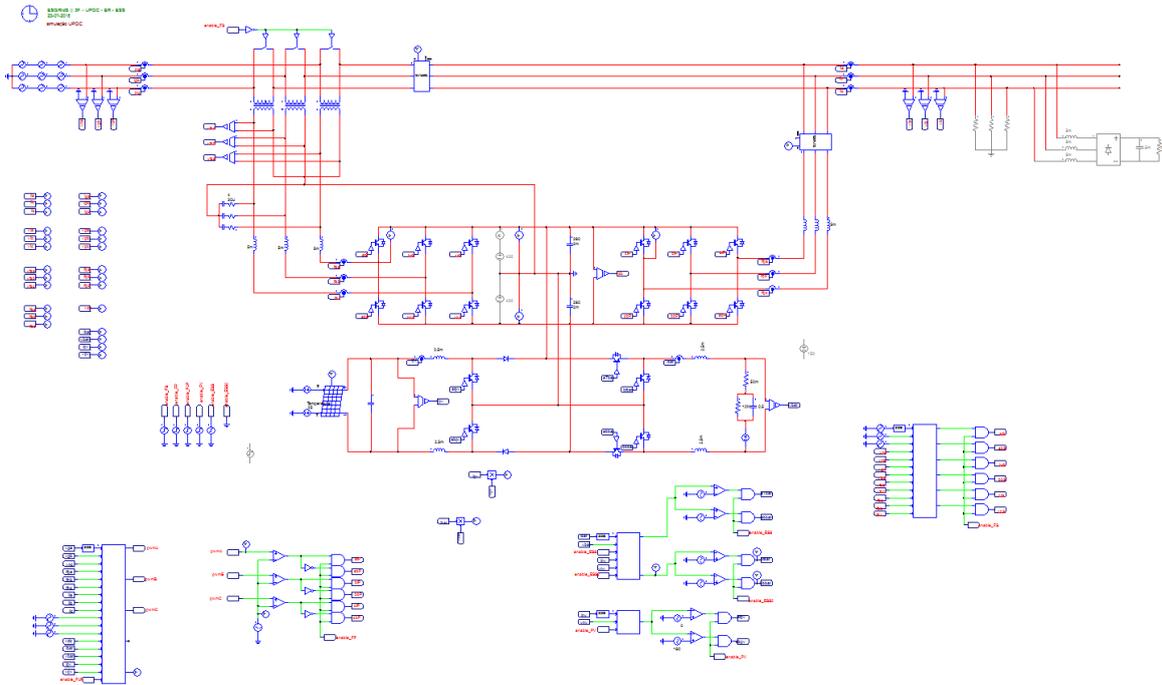


Figura 4.19. Implementação em PSIM do UPQC com interface com painéis solares fotovoltaicos e baterias.

A sincronização com a rede elétrica é um fator preponderante para o correto funcionamento de conversores CA-CC, e por isso optou-se por utilizar um algoritmo de sincronismo com a rede elétrica denominado de *phase locked loop* (PLL) pois é uma das estratégias com maior aplicação em conversores que se conectam à rede elétrica. Esta estratégia permite gerar um sinal de saída em fase com a sequência positiva da componente fundamental da tensão da rede elétrica, mesmo que o sinal original apresente um valor elevado de conteúdo harmónico. A importância na utilização deste tipo de estratégia deve-se ao facto de ser uma das formas que permitem aos conversores operarem com correntes sinusoidais, estando estas em fase ou oposição de fase com as tensões da rede elétrica. Adicionalmente também assume um papel importante na sintetização das correntes de referência, porque caso as correntes de referência sejam determinadas em função da tensão da rede elétrica, esta pode conter harmónicos o que implica correntes sintetizadas com harmónicos. O algoritmo da PLL foi implementado de forma digital no bloco C disponível no PSIM. Uma vez que a sincronização com a rede elétrica é assegurada pelo algoritmo de PLL, de seguida aborda-se a técnica de carregamento e regulação do barramento CC. O correto funcionamento dos conversores de eletrónica de potência, tem-lhe subjacente a necessidade de que o barramento CC apresente um valor de tensão superior ao valor de pico da tensão da rede. Desta forma, o carregamento e controlo do barramento CC é um fator determinante na operacionalidade do conversor, pois caso não se cumpram as condições enunciadas anteriormente o conversor assume o comportamento de um retificador a diodos, sendo este não controlado, devido aos diodos que estão em antiparalelo com os IGBTs. Importa ressaltar que no modo de operação como UPQC a

regulação de tensão do barramento CC é de primordial importância, uma vez que o funcionamento do FAS e do conversor CC-CC é totalmente dependente de uma correta regulação da tensão do barramento CC. Para a correta regulação da tensão do barramento CC a estratégia de controlo deve contemplar o valor médio das tensões do barramento CC ao longo de um ciclo de rede e não o seu valor instantâneo. A necessidade de recorrer ao valor médio das tensões do barramento CC deve-se à variação da tensão no barramento CC ao longo de um ciclo de rede. Desta forma, o algoritmo deve permitir que a tensão presente nos condensadores possa variar ao longo de um ciclo de rede [98]. Como o sistema em questão se trata de um sistema trifásico, é necessário que o barramento CC seja carregado e regulado com um valor de tensão superior ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica. Ora então, como o valor de pico da tensão composta da rede elétrica é cerca de 565 V, o valor nominal escolhido para o barramento CC foi de 800 V. O carregamento do barramento CC, implica uma série de processos a executar de forma sequencial de modo a que o carregamento e respetiva regulação do barramento CC de proceda corretamente e sem potenciar perturbações na rede elétrica. Sendo assim, numa primeira fase efetua-se a pré-carga dos condensadores através de umas resistências de pré-carga colocadas em série entre cada uma das fases e o FAP, uma vez que os condensadores estão totalmente descarregados. Para se efetuar este processo, não se aplica nenhum sinal de comando aos IGBTs, sendo o carregamento efetuado através dos díodos que estão em antiparalelo com os IGBTs do FAP, ou seja, o FAP funciona como um retificador trifásico a díodos. A próxima etapa consiste em efetuar um *by-pass* às resistências de pré-carga, entrando o FAP em funcionamento que de seguida passa a ser o responsável pelo carregamento do barramento CC com o valor estipulado e por mantê-lo regulado nesse mesmo valor (800 V). Importa referir, que o processo de regulação do barramento CC se efetua por intermédio de um controlador PI. Na Figura 4.20, é apresentado o resultado em ambiente de simulação do carregamento e regulamento do barramento CC nos 800 V como pretendido.

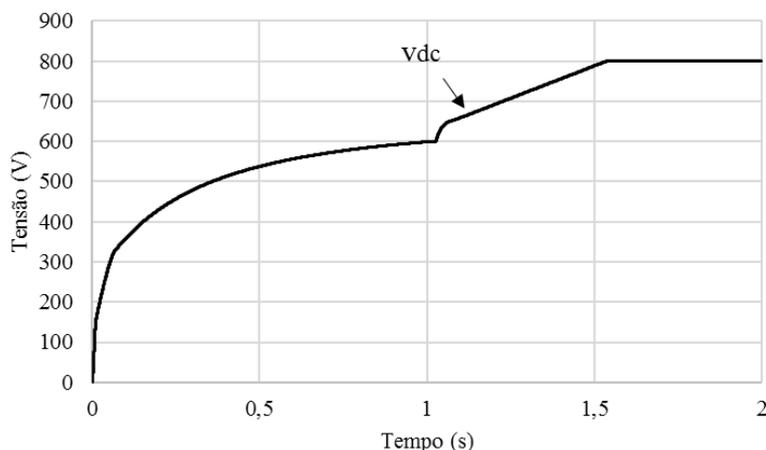


Figura 4.20. Carregamento e regulação do barramento CC.

Além do algoritmo de sincronização com a rede elétrica (PLL) e do algoritmo de regulação da tensão do barramento CC, para a correta operação do FAP é também utilizada uma estratégia de controlo preditivo de corrente e uma modulação PWM unipolar. É importante ressaltar que como o âmbito desta dissertação é apenas sobre o conversor CC-CC, não é apresentada uma revisão exaustiva sobre a estratégia de controlo de corrente do FAP nem sobre a estratégia de modulação PWM, nem sobre o seu princípio de funcionamento (e.g., compensação de harmónicos). Como referido no item 1.5 o desenvolvimento do FAP e do FAS está enquadrado com outras duas dissertações. Neste sentido, de seguida são apresentadas as simulações computacionais completas considerando o sistema completo, incluindo o FAP e o FAS. Contudo, é importante ressaltar que o modelo de simulação desenvolvido inclui a operação detalhada do FAP e do FAS, i.e., considerando a estratégia de controlo preditivo de corrente e a modulação PWM unipolar. Sendo assim na Figura 4.21 são apresentadas as formas de onda das correntes no lado da rede elétrica (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}) e das correntes no lado da carga (i_{la} , i_{lb} , i_{lc}) em regime permanente. Consoante o propósito de operação do FAP, é possível observar as formas de onda das correntes no lado da rede elétrica a serem praticamente sinusoidais e equilibradas.

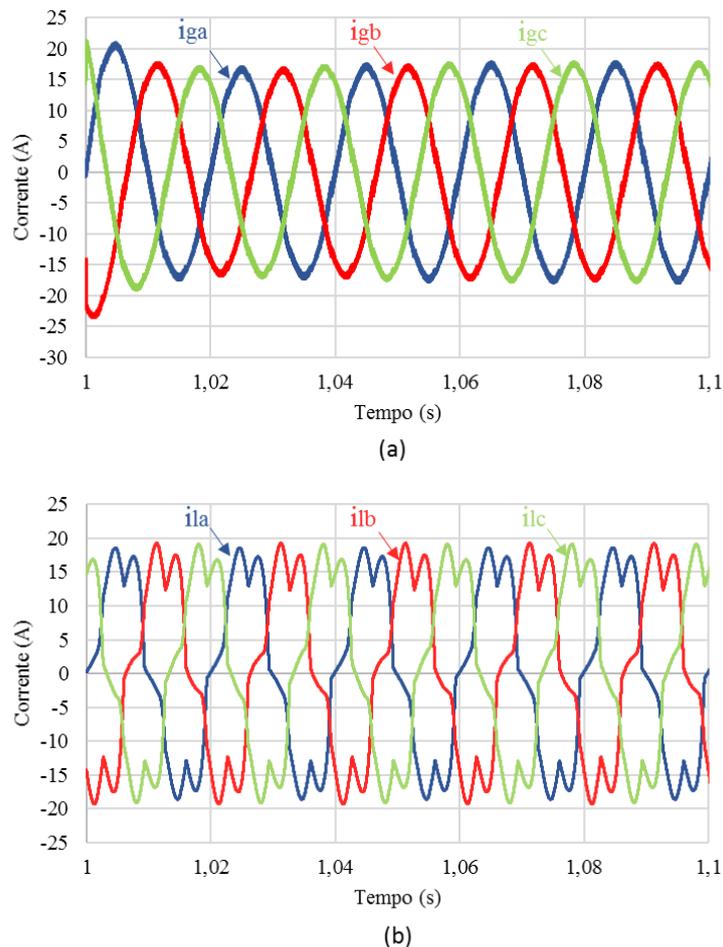


Figura 4.21. Operação do FAP num modo de operação em regime permanente: (a) Formas de onda das correntes na rede elétrica; (b) Formas de onda das correntes na carga.

Tabela 4.5 Valores RMS e THD% das correntes na rede elétrica e na carga.

Fonte			Carga		
Corrente	RMS	THD%	Tensão	RMS	THD%
<i>iga</i>	13,3 A	3,57%	<i>ila</i>	12,7 A	20,6%
<i>igb</i>	13,3 A	3,62%	<i>ilb</i>	12,8 A	23,2%
<i>igc</i>	13,2 A	3,52%	<i>ilc</i>	12,7 A	20%

De acordo com os resultados obtidos e pelos dados presentes na Tabela 4.5 é possível perceber que o FAP apresenta um desempenho satisfatório na qual compensa os harmônicos de corrente, corrige o fator de potência e compensa os desequilíbrios de corrente. Adicionalmente é de extrema importância que tenha a capacidade de manter a tensão do barramento CC regulada, tal como se pode verificar na Figura 4.22. Importa destacar que o pico de tensão se deve ao instante em que o FAP inicia o processo de compensação da qual injeta energia da rede. A variação da tensão no barramento CC ocorre tal como já era esperado uma vez que o FAP está a compensar desequilíbrios e harmônicos de corrente, no entanto a tensão no barramento CC possui um valor médio de 800 V.

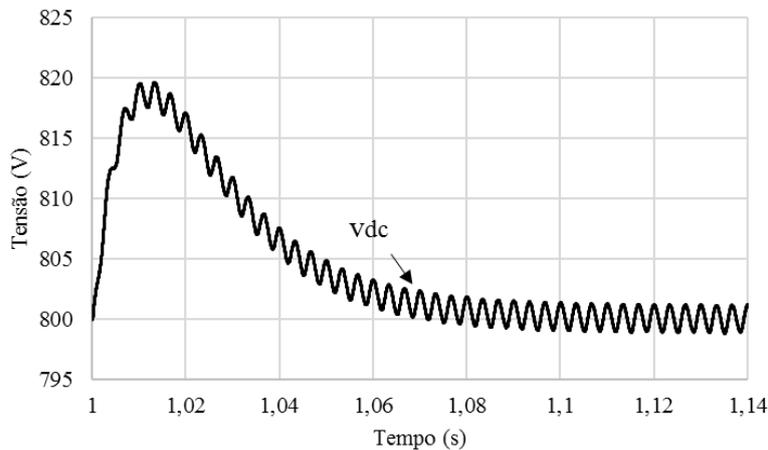
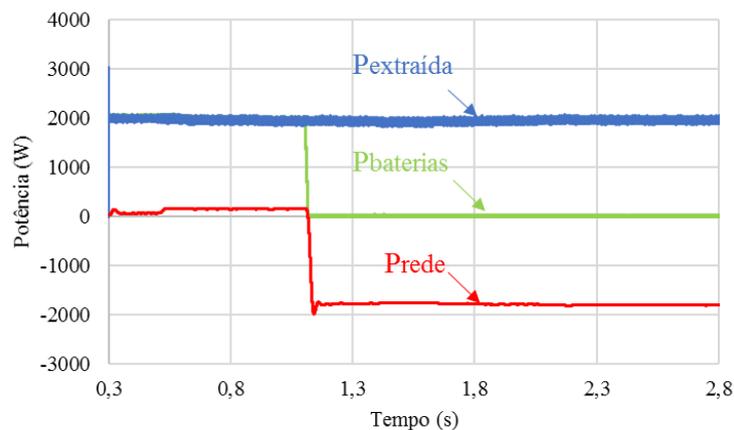


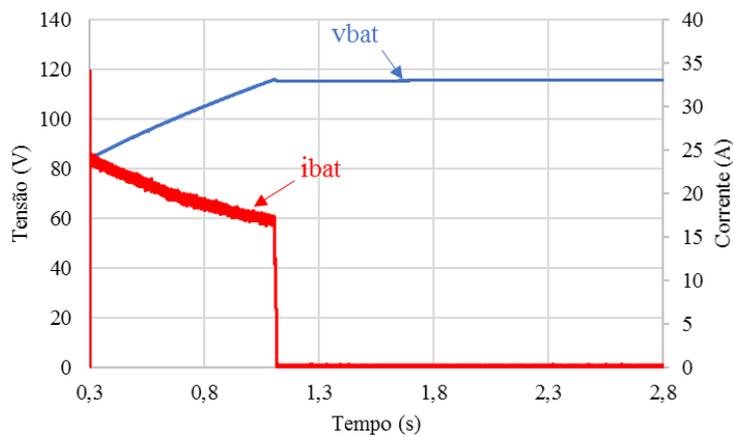
Figura 4.22. Tensão do barramento CC após início de compensação por parte do FAP

Importa ainda destacar que o FAP permite operar como um sistema de interface para os painéis solares fotovoltaicos e o sistema de armazenamento de energia, onde o FAP injeta a energia produzida e armazenada nas baterias na rede elétrica realizando em simultâneo o trabalho de compensação de harmônicos, fator de potência e desequilíbrio de cargas.

De forma a validar a operacionalidade do conversor CC-CC em conjunto com o FAP, efetuou-se uma simulação na qual se pretende que toda a potência extraída pelos painéis solares fotovoltaicos seja injetada nas baterias de forma a efetuar o carregamento das mesmas, não havendo qualquer contribuição por parte da rede elétrica. Desta forma na Figura 4.23 é apresentado o carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar constante de 1000 W/m^2 . Como se pode verificar, a potência extraída pelos painéis solares fotovoltaicos é 2 kW sendo toda essa potência injetada nas baterias. Aquando do término do carregamento das baterias os painéis continuam em funcionamento e toda a sua potencia extraída é injetada na rede elétrica verificando-se um funcionamento correto do conversor CC-CC com o FAP.



(a)



(b)

Figura 4.23. Carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m^2 . (a) Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (*Pextraída*), Potência injetada nas baterias (*Pbaterias*), Potência na rede elétrica (*Prede*). (b) Tensão nas baterias (*vbat*) e corrente das baterias (*ibat*)

De seguida procedeu-se com realização de uma simulação semelhante à anterior, sendo os resultados apresentados na Figura 4.24. Neste caso pretende-se que apenas metade da potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos seja injetada nas baterias sendo o restante injetado na rede elétrica. Sendo assim são injetados 1 kW nas baterias e o restante é injetado

na rede elétrica. A partir da análise dos resultados obtidos é possível observar que o carregamento das baterias se processa por intermédio dos painéis solares fotovoltaicos na qual são injetados 1 kW enquanto o restante é injetado na rede elétrica. Em semelhança ao caso anterior quando as baterias estão totalmente carregadas toda a potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos é injetada na rede elétrica.

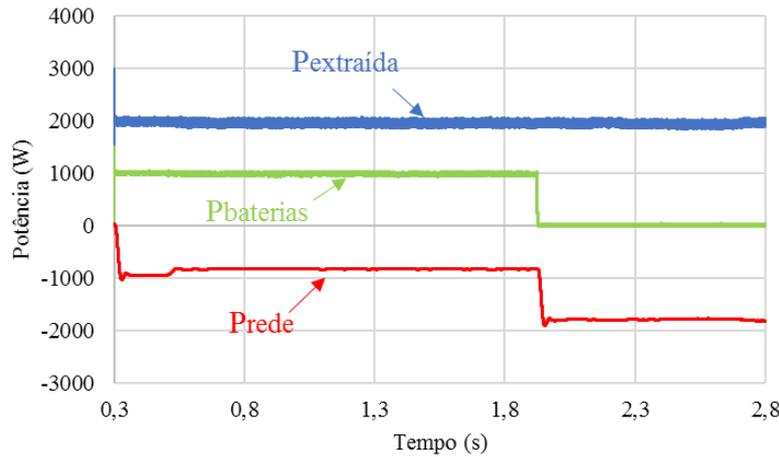


Figura 4.24. Carregamento das baterias através dos Painéis Solares Fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m^2 , na qual apenas é injetada 1 kW nas baterias sendo o restante injetado na rede elétrica Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (*Pextraída*), Potência injetada nas baterias (*Pbaterias*), Potência na rede elétrica (*Prede*)

No caso em que a potência extraída por parte dos painéis solares fotovoltaicos não é suficiente para carregar as baterias, é necessário que a rede elétrica intervenha no processo de carregamento. Sendo assim na Figura 4.25, é apresentado este caso, e na qual se pode verificar que a potência necessária para o carregamento das baterias é de aproximadamente 2,5 kW sendo que os painéis solares fotovoltaicos apenas fornecem 2 kW, o restante é suportado pela rede elétrica.

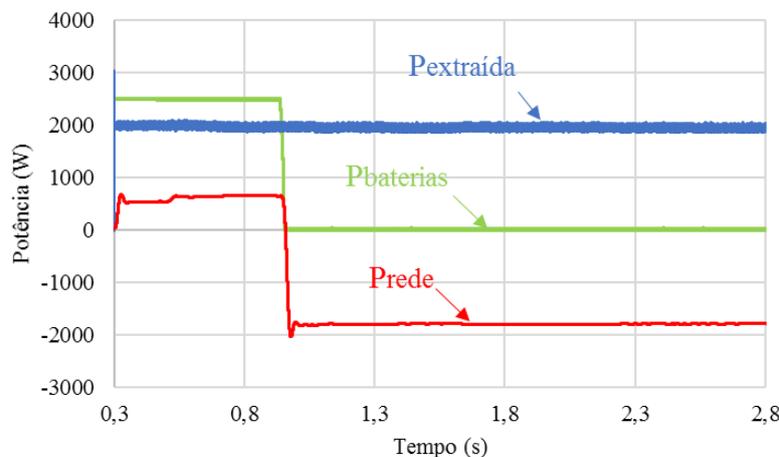


Figura 4.25. Carregamento das baterias através dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m^2 juntamente com a contribuição da rede elétrica Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos (*Pextraída*), Potência injetada nas baterias (*Pbaterias*), Potência na rede elétrica (*Prede*).

De seguida a Figura 4.26 apresenta uma situação em que ocorre a transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos bem como das baterias na rede elétrica.

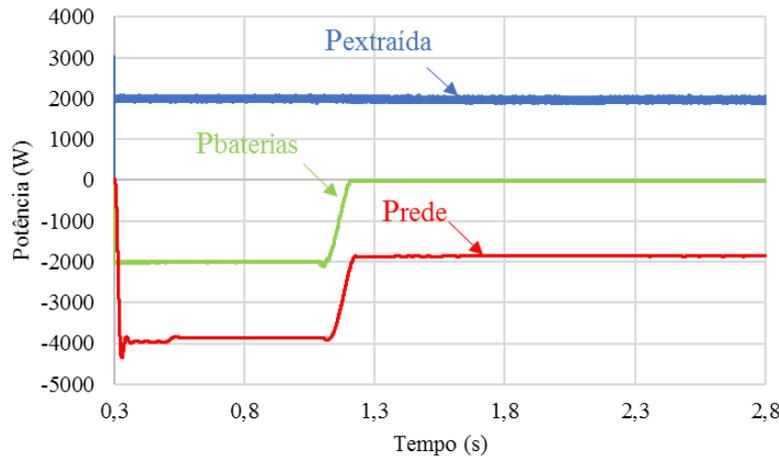


Figura 4.26. Injeção de potência por parte dos painéis e das baterias na rede elétrica.

Pela análise dos resultados verifica-se que é injetada uma potência de 2 kW por parte dos painéis solares fotovoltaicos e 2 kW por parte das baterias. Mais uma vez é possível verificar o comportamento dinâmico do conversor CC-CC permitindo um leque de modos de operacionalidade do UPQC. De seguida, são apresentados os resultados de uma simulação que representa um caso em que as baterias são carregadas com uma corrente constante de 15 A, onde na Figura 4.27 é possível verificar o comportamento que no momento em que a potência injetada nas baterias é suficiente para carregar as baterias o excedente é injetado na rede elétrica. Desta forma é possível verificar o comportamento dinâmico do conversor CC-CC em conjunto com o FAP uma vez que é por intermédio deste que se processa a injeção de energia na rede elétrica a partir dos painéis solares fotovoltaicos. Na Figura 4.28 é apresentada a corrente de carregamento da bateria, neste caso 15 A.

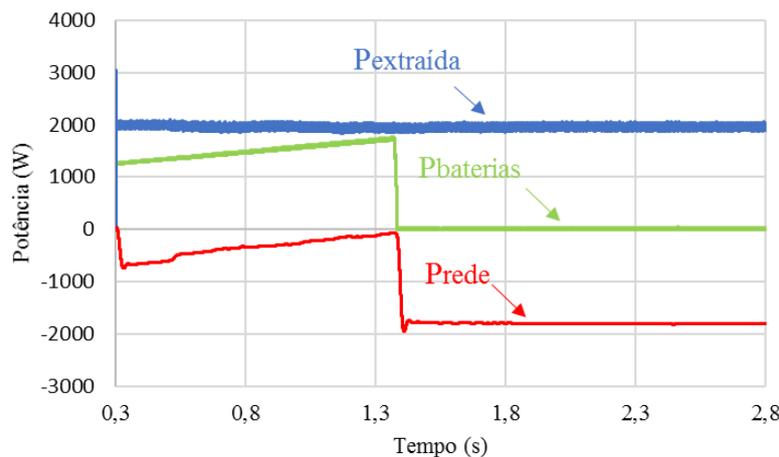


Figura 4.27. Carregamento das baterias com uma corrente constante em simultâneo com a produção de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos com uma radiação solar de 1000 W/m^2 . Potência extraída dos painéis solares fotovoltaicos ($P_{\text{extraída}}$), Potência injetada nas baterias (P_{baterias}), Potência na rede elétrica (P_{rede}).

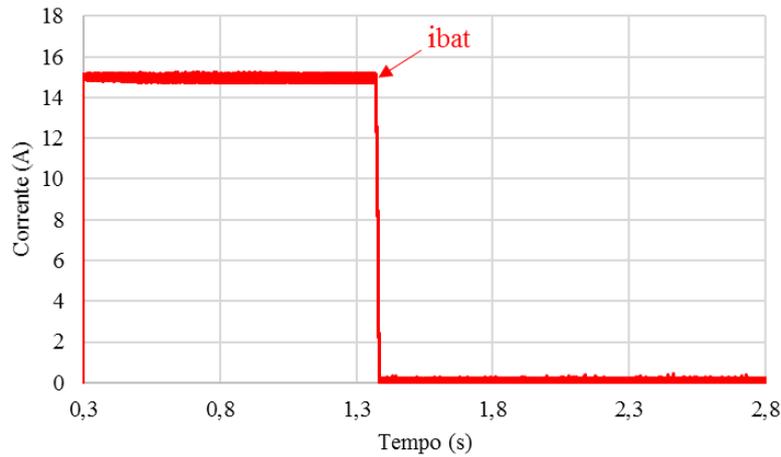


Figura 4.28. Corrente de carregamento das baterias (i_{bat}).

Por sua vez, procedeu-se com a simulação do UPQC de forma a averiguar o comportamento do FAS em termos de compensação de cavas de tensão, harmónicos de tensão e desequilíbrios. Na Figura 4.29, são apresentadas as formas de onda das tensões na carga (v_{la} , v_{lb} , v_{lc}) e da rede elétrica (v_{ga} , v_{gb} , v_{gc}).

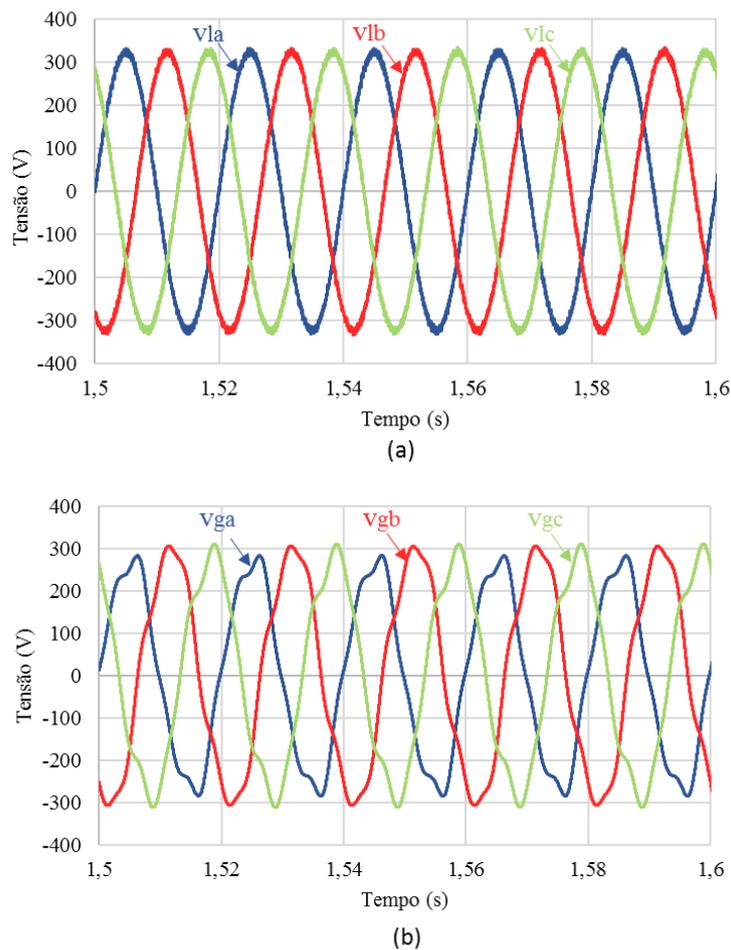


Figura 4.29. Operação do FAS num modo de operação em regime permanente: (a) Formas de onda das tensões na carga; (b) Formas de onda das tensões na rede elétrica.

Tabela 4.6 Valores RMS e THD% das tensões na rede elétrica e carga.

Fonte			Carga		
Tensão	RMS	THD%	Tensão	RMS	THD%
V_{ga}	195 V	10,3%	V_{la}	229 V	1,7%
V_{gb}	216 V	7,3%	V_{lb}	230 V	1,7%
V_{gc}	205V	7,8%	V_{lc}	230 V	1,6%

4.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo, numa primeira fase foi apresentado de forma detalhada o funcionamento da topologia proposta para o conversor CC-CC, bem como os algoritmos de controlo implementados para o correto funcionamento do mesmo. Numa fase posteriormente foram apresentadas todas as simulações computacionais efetuadas, sendo que inicialmente se procedeu com a execução de simulações computacionais individuais do conversor CC-CC na qual também se implementaram as técnicas de controlo enunciadas, sempre tendo o objetivo de validar o correto desempenho do conversor CC-CC. Sendo assim, foram implementados o modelo físico dos painéis solares fotovoltaicos disponível no PSIM, de forma a validar o algoritmo de MPPT adotado com o intuito de extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos. Ainda neste ponto e de forma a validar o sistema de carregamento das baterias tendo como princípio o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante foi também implementado o modelo equivalente de *Thevenin* de uma bateria. Com base nestas simulações foi possível validar os diferentes modos de operação para o qual o conversor CC-CC foi projetado. Posteriormente, realizou-se uma simulação computacional do sistema completo, mais propriamente do UPQC com a interface com a energia renovável e sistema de armazenamento de energia, na qual foram apresentados os resultados característicos da operacionalidade tanto do FAP, incluindo o carregamento e regulação do barramento CC, como do FAS em consonância com o conversor CC-CC. Desta forma foi possível verificar um desempenho satisfatório do UPQC trifásico com interface de energias renováveis e sistemas de armazenamento de energia.

Capítulo 5

Desenvolvimento de Hardware e Sistema de Controlo

5.1 Introdução

Ao longo deste capítulo é apresentado todo o processo envolvente na conceção do sistema proposto. Numa primeira parte correspondente ao circuito de potência, são apresentados todos os protótipos em 2D realizados acerca do sistema bem como os esquemáticos de interface com a rede elétrica, com os painéis solares fotovoltaicos e as baterias., Ainda neste segmento são descritos todos os elementos constituintes do andar de potência., desde os semicondutores de potência, condensadores do barramento CC, condensadores de *snubber*, dissipador, bobinas, proteções de gate dos IGBTs. A segunda parte do capítulo consiste na descrição do processo de desenvolvimento do sistema de controlo. Neste sentido, são apresentadas todas as placas de circuito impresso (PCB) utilizadas neste projeto, desde a placa de comando, placa de condicionamento de sinais e deteção de erros, placa de *digital-analog-converter* (DAC) e o adaptador de DSP. Adicionalmente, também se apresenta o DSP, na qual o controlo digital é implementado. Importa ressaltar, que todas as placas de circuito impresso já se encontravam desenvolvidas no GEPE, pelo que no âmbito desta dissertação se procedeu apenas com o processo de soldadura das mesmas.

5.2 Circuito de Potência

Numa aplicação de eletrónica de potência é importante ter em conta as características elétricas (e.g., relação tensão/corrente suportada pelos componentes elétricos) do projeto em si, bem como outros parâmetros, e.g., características mecânicas, térmicas, organização do espaço. Embora possam ser considerados parâmetros secundários são fundamentais para uma eficiente performance de um conversor. Dessa forma, a escolha de todos os componentes teve em linha de conta a conceção de um sistema simples e compacto bem como a sua disponibilidade no laboratório.

Como enunciado no item 4.2, escolheu-se a topologia *buck-boost asymmetrical* para o ponto de acoplamento que permite a interface com o Sistema de armazenamento de energia, pois permite um fluxo bidirecional de energia enquanto que para o conversor que permite a

interface com os painéis solares fotovoltaicos foi escolhida a topologia *boost* de três níveis permitindo um fluxo unidirecional de energia.

De forma a ter uma melhor perceção em termos de otimização do espaço e de organização do UPQC, inicialmente foi projetado um protótipo em 2D recorrendo para isso à ferramenta de desenho *Visio*. Na Figura 5.1, é apresentado o protótipo desenvolvido em 2D que serviu de modelo para se obter a estrutura real, pois nessa projeção em 2D incluiu-se todas as medidas reais de cada elemento integrante do sistema e assim foi possível conceber um protótipo fidedigno e de encontro à realidade. Importa ainda referir que na Figura 5.2, é apresentado o protótipo do conversor CC-CC, de forma a enaltecer o propósito central desta dissertação e de permitir uma melhor visualização dos elementos constituintes do conversor. O UPQC é constituído por três conversores, cada um com a sua respetiva função (FAS, FAP, e conversor CC-CC multinível). O acoplamento dos conversores à rede elétrica, aos transformadores, aos painéis solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia é realizado por intermédio de bobinas, perfazendo num total de oito bobinas utilizadas. Em termos de sistema de controlo, o sistema é constituído por dois *racks* de controlo, cada um constituído por placa de condicionamento de sinal, placa de suporte de DSP, plataforma digital do DSP, placa de comando, fonte de alimentação. Importa destacar que um dos *racks* de controlo é responsável por monitorizar o FAP e o conversor CC-CC multinível pelo que requer mais hardware (e.g., duas placas de comando). Quanto ao nível de sensores são utilizados quinze sensores no *rack* responsável pela monitorização do FAP e do conversor CC-CC (oito de corrente e sete de tensão) e seis no *rack* responsável pelo controlo do FAS (todos de tensão).

Para a interface com a rede elétrica inicialmente procedeu-se à realização de um esquemático na ferramenta do *Visio*, de forma a estruturar a melhor forma de conceber esta interface. Esse esquemático contempla duas estruturas, na qual uma é a responsável pela interface com a rede elétrica e com os elementos constituintes do FAP e do FAS, como se pode ver na Figura 5.3. São projetadas todas as ligações elétricas entre os elementos que permitem a conexão à rede elétrica por meio de disjuntores, bem como a conexão aos respetivos conversores por meio de disjuntores e contactores, contemplando um sistema de proteção. Importa realçar que para se proceder com a habilitação dos contactores, recorreu-se ao desenvolvimento de uma placa de relés. Conforme foi explicado no item 4.4, quando se efetua a ligação à rede elétrica é necessário efetuar uma pré-carga dos condensadores do barramento CC, recorrendo-se para isso a umas resistências de pré-carga. As resistências de pré-carga encontram-se associadas em paralelo com um relé que quando os condensadores já se encontram carregados efetua um shunt as resistências, sendo este ativado pelo DSP.

Importa referir que para se efetuar a conexão com a rede elétrica ainda é utilizado um outro relé que tem como função habilitar o contactor responsável por iniciar a pré-carga dos condensadores. A placa de relés contempla ainda mais dois relés sendo estes utilizados para fechar os contactores responsáveis por habilitar o FAS. Relativamente à segunda estrutura de ligações elétricas, esta diz respeito à conexão do conversor CC-CC com os painéis solares fotovoltaicos e com as baterias, onde se pode ver na Figura 5.4 o respetivo esquemático das ligações elétricas na qual interessa destacar que foram utilizados dois disjuntores e dois fusíveis como meio de proteção. As conexões ao barramento CC por parte dos conversores (FAP, FAS, conversor CC-CC) bem como as próprias ligações entre os condensadores (associações série e paralelo) foram realizadas com barras de cobre de 15 mm de largura e 3 mm de espessura, sendo estas representadas na Figura 5.1, pelas barras a vermelho (+vdc) castanho (*gnd*) e cinzento(-vdc).

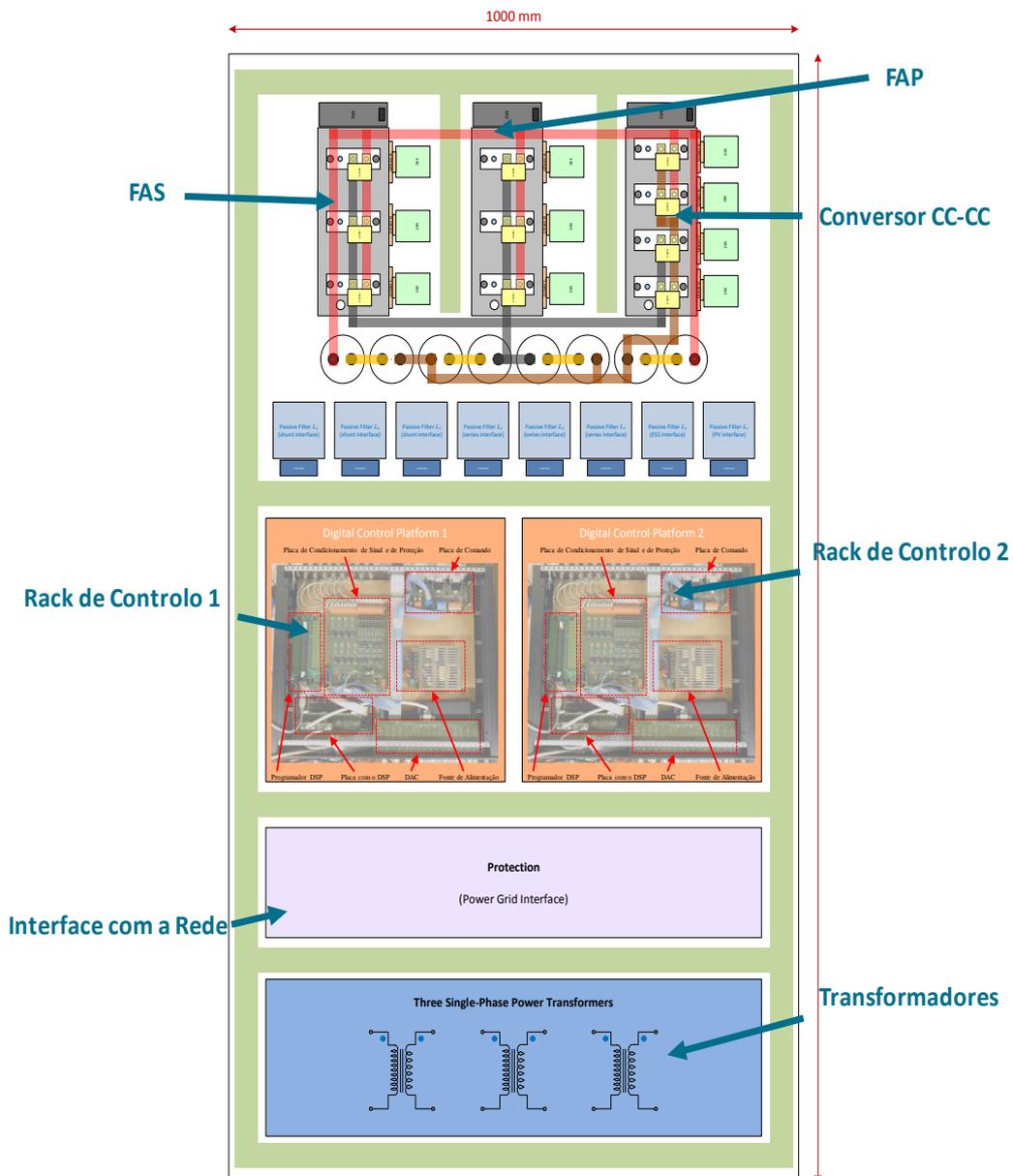


Figura 5.1. Protótipo em 2D do UPQC.

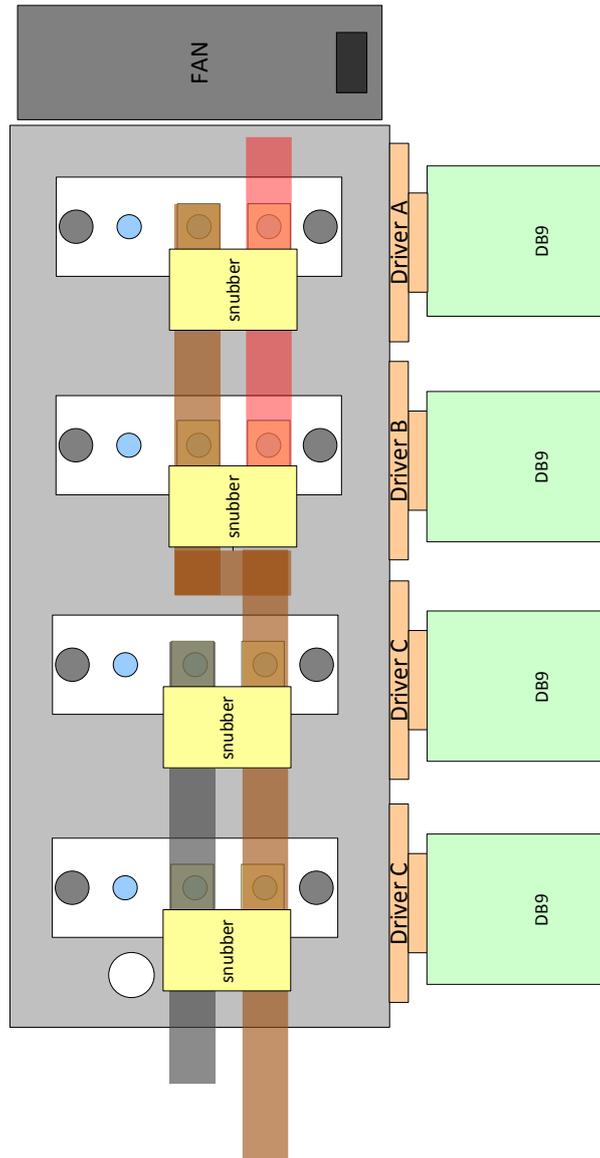


Figura 5.2. Protótipo em 2D do conversor CC-CC.

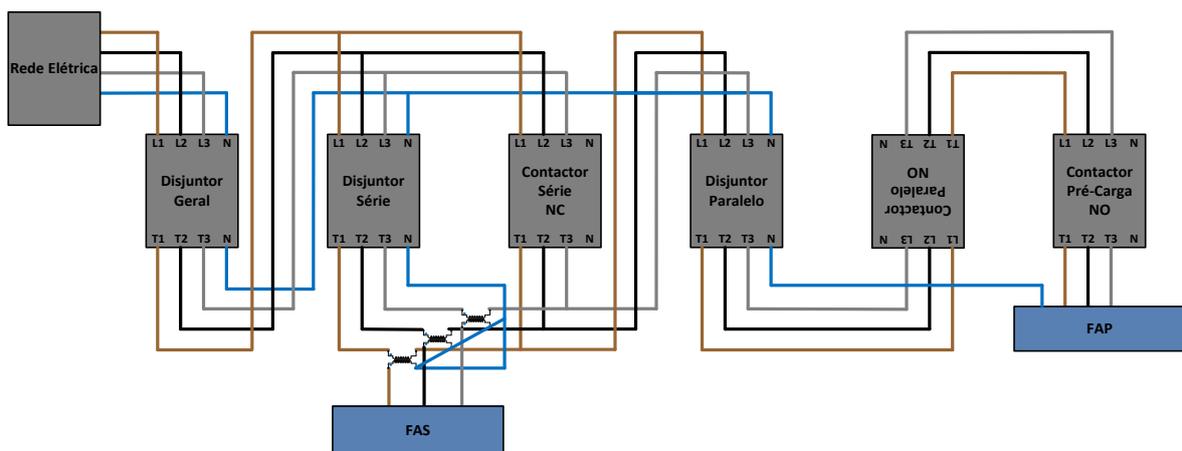


Figura 5.3. Esquemático das ligações elétricas dos elementos constituintes do FAP e do FAS.

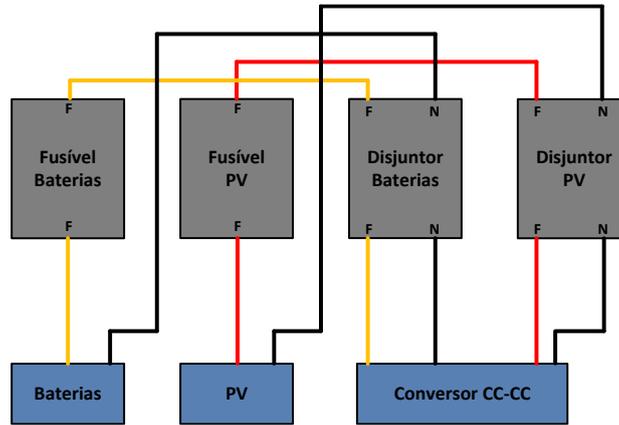


Figura 5.4. Esquemático das ligações elétricas dos elementos constituintes do conversor CC-CC.

5.2.1 Semicondutores de Potência

O processo de seleção dos semicondutores de potência a utilizar exigiu uma análise dos semicondutores de potência existentes no laboratório do GEPE, de forma a que a escolha dos mesmos fosse sempre em consideração as especificações do projeto. Sendo assim, após a consulta dos *datasheets* dos semicondutores, e verificando-se que as características iam de encontro as condições exigidas pelo projeto optou-se pelo modelo da *Semikron SKM50GB063D*. Na Figura 5.5 (a) é apresentado o modelo físico (encapsulamento) do módulo de IGBTs utilizado enquanto que em (b) é apresentado o seu esquema elétrico interno.

Este modelo apresenta na sua constituição dois IGBTs com díodos em antiparalelo cuja corrente nominal é de 50 A e a tensão máxima entre emissor e coletor que este modelo suporta é de 600 V. Ao analisar o respetivo *datasheet* é possível conhecer as resistências térmicas na junção do IGBT $R_{th(j-c)} = 0,5 K/W$, e na junção do díodo $R_{th(j-c)} = 1K/W$, considerando a temperatura de 25°C [99].

Posto isto, na conceção do conversor CC-CC foram utilizados quatro módulos de IGBTs, das quais dois se destinam à interface com o sistema de armazenamento de energia, enquanto os outros dois se destinam à interface com os painéis solares fotovoltaicos, embora neste último apenas sejam usados dois IGBTs enquanto os outros apenas são usados os díodos em antiparalelo.

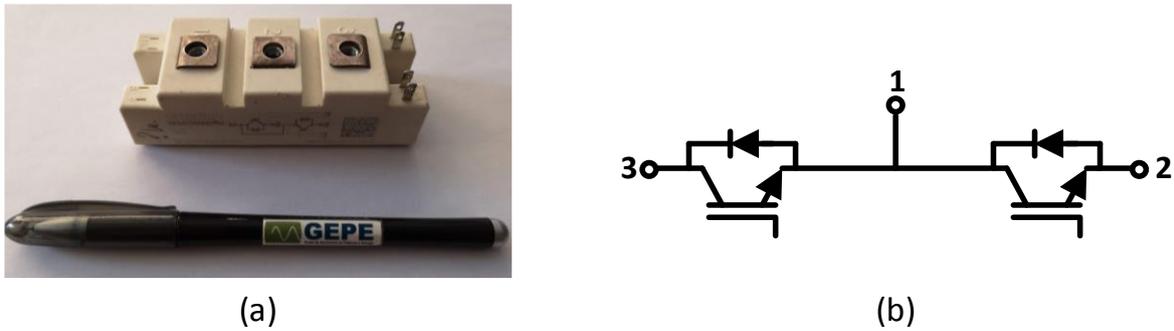


Figura 5.5. Módulo de IGBTs SKM50GB063D: (a) Modelo físico; (b) Esquema elétrico interno.

De forma a complementar a proteção das *gates* dos IGBTs, utilizou-se um circuito de proteção, apresentado na Figura 5.6. Estas placas de proteção contemplam dois díodos de *zener* de 16 V numa configuração em ânodo comum com o propósito de garantir que os sinais aplicados nas *gates* dos IGBTs não apresentam valores inapropriados, pondo em risco a operacionalidade dos módulos.



Figura 5.6. Placa de proteção de *gate* dos IGBTs.

5.2.2 Barramento CC

Conforme referido anteriormente, a tensão do barramento CC foi definida para 800 V pelas razões enumeradas no item 4.4. Posto isto, de forma a garantir que as especificidades do barramento CC fossem garantidas, procedeu-se ao dimensionamento de barramento CC tendo também em conta os elementos disponíveis no laboratório. Sendo assim, o barramento CC é constituído por oito condensadores eletrolíticos, cujo modelo B43456-A4828-M da *Epcos*, com uma capacidade de 8200 μF e suporta tensões até 350 V [100]. Como o barramento é dividido, então estabeleceu-se uma topologia em que em cada barramento é constituído por um paralelo de dois condensadores em série perfazendo uma capacidade total em cada barramento de 8200 μF e uma tensão máxima de 700 V. A configuração dos

condensadores, é apresentada na Figura 5.7, sendo que na Figura 5.8 está apresentado um exemplar dos condensadores que constituem o barramento CC.

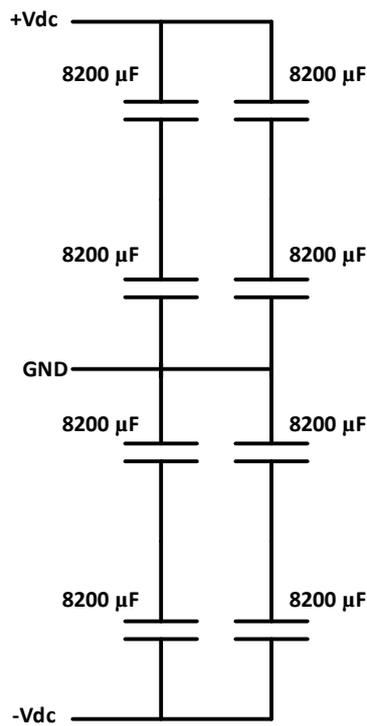


Figura 5.7. Configuração adotada para construção do barramento CC.



Figura 5.8. Condensador eletrolítico (8200 µF, 350 V).

5.2.3 Placas de *Drive* dos IGBTs

A necessidade da utilização das placas de *driver* rege-se pelo facto dos módulos de IGBTs utilizados apresentarem uma tensão de threshold $V_{GE,th} = 5,5 V$ e o microcontrolador apenas permitir que o sinal de PWM sintetizado tenha um valor máximo de 3,3 V. Sendo assim, não é possível aplicar um sinal de PWM diretamente ao módulo de IGBTs e desta forma é necessário utilizar uma placa de *driver* que sintetize de forma correta as comutações dos IGBTs e que respeitem as normas de segurança, de forma a manter a operacionalidade dos

IGBTs. A *Semikron* também é responsável pela conceção do módulo de *driver*, pelo que o modelo utilizado neste projeto foi *SKHI22A(R)*. Ao analisar o *datasheet* do respetivo módulo, quando o mesmo se encontra ao corte é aplicada entre a gate e o emissor uma tensão $V_{GE} = -7 V$, e quando se encontra em condução é aplicada uma tensão $V_{GE} = 15 V$ [101]. A placa contempla ainda um circuito de deteção de erros caso a alimentação se encontre abaixo de 13 V ou haja um curto-circuito nos IGBTs. Na Figura 5.9, é apresentada a placa do driver, a qual foi projetada e desenvolvida no GEPE, tendo em consideração os parâmetros apresentados no respetivo *datasheet*. Importa referir que a alimentação e os sinais de comando chegam ao driver através da ficha *header* de 10 pinos, à esquerda, enquanto que a ligação aos IGBTs é efetuada pelas fichas *header*, à direita, de acordo com a orientação da Figura 5.9. De seguida apresenta-se, na Tabela 5.1, alguns dos parâmetros tidos como importantes.



Figura 5.9. Placa de *driver* modelo *SKHI22A(R)*, *Semikron*.

Tabela 5.1. Especificações do módulo de *drivers* dos IGBTs [101].

Parâmetro	Valor	Unidade
Alimentação	15	V
Sinal de Entrada	0/15	V
Tensão de <i>Threshold</i> do nível alto	12,5	V
Tensão de <i>Threshold</i> do nível baixo	4,5	V
Tempo de Propagação entre entrada e saída	1	μs
Tensão máxima suportada	1200	V
Corrente de saída(pico)	8	A
Frequência de comutação máxima	50	kHz

5.2.4 Condensadores de *Snubber*

A *Semikron*, com o intuito de salvaguardar a operacionalidade dos seus semicondutores de potência recomenda o uso de condensadores de *snubber* conectados diretamente sobre os terminais do módulo de IGBTs e conectados ao barramento CC. Este condensador tem como função evitar a destruição do módulo, uma vez este condensador comporta-se como um filtro passa-baixo o que permite a remoção de picos de tensão superiores à tensão máxima que consegue bloquear [102]. O modelo do condensador de *snubber* utilizado, Figura 5.10, foi o B32686-S1104-K503, sendo o seu fabricante a *Epcos*. Este é um condensador do tipo filme de polipropileno e apresenta uma capacidade de 0,1 μF , suportando tensões até 1600 V, com um encapsulamento do tipo T6.



Figura 5.10. Condensador de *snubber*.

5.2.5 Dissipador

O funcionamento dos semicondutores de potência, neste caso os IGBTs, acarretam perdas por efeito de Joule durante a sua operação. Tal facto sucede-se no período de condução e comutação por parte dos semicondutores, pois o aumento significativo de temperatura implica que a corrente suportada pelos mesmos desça consideravelmente. Por isso, neste tipo de aplicações é crucial o uso de um dissipador de forma a salvaguardar o bom funcionamento de todo o sistema. Embora as perdas se sucedam tanto nas comutações como no período de condução, as que têm maior impacto são as das comutações uma vez que os IGBTs não têm capacidade para fazer uma transição, diga-se instantânea, entes os estados *on* e *off*. Sendo assim, escolheu-se um dissipador da *Semikron*, modelo P3/300 mm, presente na Figura 5.11. De acordo com a informação disponibilizada pelo *datasheet*, este dissipador apresenta uma resistência térmica $R_{th(ha)} = 0,0847 \text{ K/W}$ de quando acompanhado de uma ventoinha modelo SKF 3-230-01 com um caudal de cerca de 159 m^3/h , também esta da *Semikron* [103][104].



Figura 5.11. Dissipador modelo P3, *Semikron*.

Posto isto e de forma a otimizar o espaço, definiu-se tal como em projetos anteriores realizados no GEPE, o uso do dissipador como suporte dos módulos de IGBTs bem como das placas de *driver* dos respetivos módulos.

5.2.6 Bobinas do Conversor CC-CC

Foram utilizadas duas bobinas para o acoplamento aos conversores CC-CC, uma para a interface com o sistema de armazenamento de energia e outra para a interface com os painéis solares fotovoltaicos, Figura 5.12.

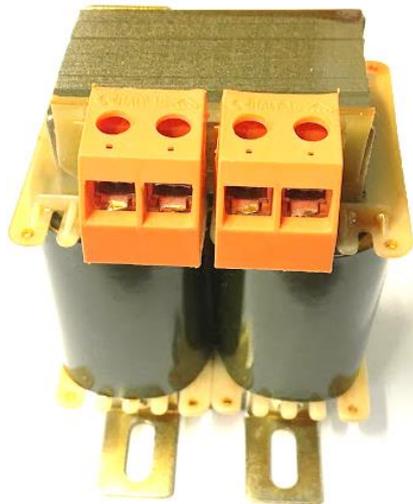


Figura 5.12. Bobina .

Estas bobinas são do tipo acoplado com um valor de indutância de 5 mH. A vantagem deste tipo de bobinas é que permite conceber uma bobina com um volume inferior a outro tipo de bobinas, sendo o valor da indutância o mesmo. Importa referir que foram utilizadas duas bobinas deste tipo na conceção do conversor CC-CC. Esta bobina foi projetada no GEPE, no

âmbito de projetos anteriores, estando o seu fabrico ao abrigo de uma empresa da especialidade. Com o intuito de avaliar a evolução do valor de indutância perante diferentes frequências, submeteu-se a bobina a um ensaio numa ponte RLC na qual determinou-se o valor de indutância de 2,3 mH para uma frequência de 40 kHz. Na Tabela 5.2 são apresentadas as características deste elemento.

Tabela 5.2. Especificações da bobina de interface com o sistema de armazenamento de energia e painéis solares fotovoltaicos [74].

	Parâmetro	Valor	Unidade
Núcleo	Área (A)	8	cm ²
	Volume (V)	192	cm ³
	Dimensões (externas núcleo)	100 x 60 x 40	mm
	Dimensões (janela núcleo)	60 x 20 x 40	mm
	Comprimento efetivo (l)	24	cm
	Núcleo Ferro UI	1	-
Fio	Número de espiras	46 + 46	-
	Secção	#11	AWG
	Comprimento total das espiras	18	m

5.3 Sistema de Controlo

O sistema de controlo desempenha um papel fundamental no correto funcionamento dos conversores de potência, pois é este quem monitoriza as variáveis do sistema, tais como as tensões e as correntes lidas nos diversos pontos do andar de potência. Neste item, são apresentados todos os elementos constituintes do sistema de controlo, tais como os sensores de tensão e de corrente, placa de comando, placa de condicionamento de sinal e deteção de erros, placa de DAC e plataforma digital de controlo, onde se inclui o DSP.

Na Figura 5.13, é apresentado um diagrama de blocos relativo aos elementos constituintes do sistema de controlo, realçando a forma como se processam os dados entre os diferentes elementos.

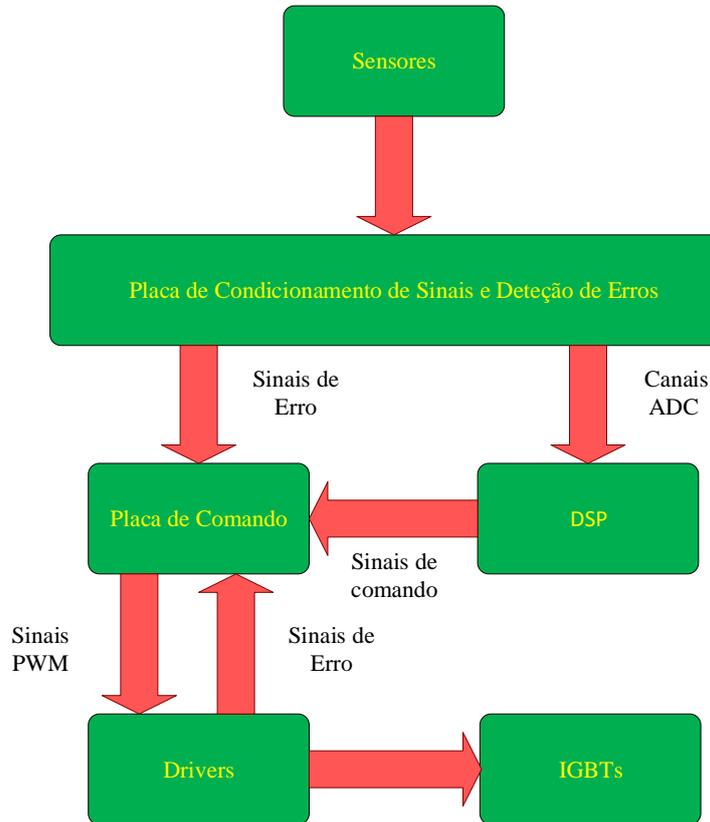


Figura 5.13. Diagrama de blocos dos elementos constituintes do sistema de controlo.

5.3.1 Sensor de Tensão

O sistema de controlo necessita de monitorizar determinados valores de tensão, tais como tensão no barramento CC, tensão das baterias, tensão dos painéis solares fotovoltaicos, tensão de rede elétrica. No entanto, estes valores de tensão apresentam gamas elevadas e para tal é preciso recorrer aos sensores de tensão para os adquirir e convertê-los em níveis de tensão adequados de forma a que possam ser lidos pelo ADC. Sendo assim, a escolha dos sensores recaiu sobre sensores de efeito Hall, fabricados pela *ChenYang Sensors*, modelo CYHVS5-25A. Os sensores escolhidos permitem a medição de tensão alternada e contínua, tendo a capacidade de efetuar medições de tensão até 2000 V. Com este sensor é possível garantir um isolamento galvânico de 2500 V RMS entre o primário e o secundário [105]. Para além disso apresenta um comportamento semelhante ao de um transformador. Neste caso concreto, aplicando uma razão de transformação de 5000:1000, ou melhor dizendo, num caso em que a corrente de entrada seja de 5 mA RMS obtém-se na saída uma corrente de 25 mA RMS [105]. Assim a resistência do lado primário deve assumir um valor tendo em consideração o valor máximo de tensão de entrada e o valor nominal de corrente no lado primário, como se especifica na equação (5.1).

$$R_{in} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{5 \text{ mA}} \quad (5.1)$$

Importa ressaltar, que a saída deste sensor é em corrente, o que implica uma resistência de medida no lado secundário de forma a obter-se uma saída em tensão. Esta resistência de medida deve assumir um valor compreendido entre 100 Ω e 350 Ω , respeitando os valores indicados pelo fabricante no *datasheet* de forma a que não se obtenha na saída um nível tensão superior ao valor máximo suportado pelo ADC. Esta resistência de medida é incluída na placa de condicionamento de sinal de forma a evitarem-se interferências externas. O seu dimensionamento resulta da relação apresentada em (5.2).

$$R_m = \frac{V_{saida}}{25 \text{ mA}} \quad (5.2)$$

A placa do sensor de tensão encontra-se na Figura 5.14, e contempla o sensor apresentado anteriormente, a resistência do lado primário e os condensadores de desacoplamento que permitem filtrar possíveis ruídos que surjam na alimentação do sensor. Importa salientar, que a resistência do lado primário se encontra dividida em duas resistências associadas em série de forma a que a potência dissipada nas mesmas seja menor, perfazendo no total o mesmo o valor da resistência do lado primário (R_{in}). Estas placas já se encontravam disponíveis no GEPE, contudo foram dimensionadas tendo em conta as características do projeto. Relativamente à alimentação destes sensores é necessário uma tensão no lado do secundário de $\pm 15 \text{ V}$.



Figura 5.14. Sensor de tensão CYHVS5-25A, *ChenYang Sensors*.

5.3.2 Sensor de Corrente

Da mesma forma que o sistema de controlo necessita de monitorizar os valores de tensão nos diversos pontos do projeto, também necessita de monitorizar os valores de corrente e para tal recorre-se ao uso de sensores de corrente. Os sensores escolhidos são igualmente sensores de efeito Hall, fabricado pela LEM cujo modelo é o LA-55P [106]. Estes sensores permitem a medição de corrente alternada e contínua e apresentam uma corrente nominal de 50 A RMS

do lado primário e isolamento galvânico até 2500 V. A razão de transformação por sua vez é de 1:2000, o que significa que se no lado primário a corrente assumir um valor de 50 A no lado secundário assume um valor de 25 mA. Relativamente à medição da corrente, esta resulta do processo de introdução do fio condutor na qual flui a corrente a medir, na abertura do sensor e é feita no lado primário. De forma a garantir uma maior precisão na medição das correntes, efetua-se a passagem do fio condutor mais vezes na abertura do sensor, sendo o valor medido pelo sensor o valor real multiplicado pelo número de vezes que o fio condutor passa na abertura do sensor, por exemplo se efetuar-se 4 voltas na abertura do sensor, e tivermos uma corrente de 2 A (valor real) o mesmo irá ler o equivalente a 8 A.

A saída deste sensor é igualmente em corrente, o que implica o uso de uma resistência de medida no lado secundário de forma a obter-se uma saída em forma de tensão. Esta resistência deve assumir um valor compreendido entre 0 Ω e 335 Ω , respeitando os parâmetros definidos pelo fabricante no *datasheet*, de forma a que o nível de tensão de saída não seja superior ao nível de tensão máximo suportado pelo ADC. Esta resistência de medida é também colocada na placa de condicionamento de sinal pela mesma razão que a resistência de medida do sensor de tensão. O dimensionamento da resistência de medida é dado pela relação apresentada na equação (5.3).

$$R_m = \frac{V_{saida}}{25mA} \quad (5.3)$$

A placa do sensor de corrente, apresentada na Figura 5.15, contempla o sensor e os condensadores de desacoplamento que desempenham a mesma função que os condensadores de desacoplamento presentes na placa de sensores de tensão. Para a alimentação da placa de sensores de corrente, é igualmente necessário uma tensão no lado secundário de ± 15 V.



Figura 5.15. Sensor de corrente LA-55P, LEM.

5.3.3 Placa de Comando

A placa de comando é a responsável pela conexão entre o DSP e os *drivers* dos IGBTs, porque para os *drivers* funcionarem de forma correta é preciso aumentar o nível de tensão.

Em termos de propriedades esta placa requer uma tensão de alimentação de 15 V e contempla um circuito que permite converter os níveis de tensão de saída de PWM provenientes do DSP em lógica TTL de 3,3 V em lógica CMOS de 15 V. O envio destes sinais processa-se por intermédio de fichas DB9 para os *drivers* de IGBTs. Esta placa inclui também dois MC14081 da *ON Semiconductor*, que são portas lógicas *AND* de duas entradas, sendo que uma delas é controlada de acordo com o sinal de erro que é enviado pela placa de condicionamento de sinal e a outra corresponde ao sinal de PWM sintetizado. Além do mais, esta placa também inclui um NE555 da *Texas Instruments* que implementa um circuito que memoriza o erro até que seja efetuado um *reset* à placa de comando. Sendo assim, sempre que ocorra um erro os sinais de PWM são interrompidos e apenas serão novamente enviados aquando do envio de um sinal de *enable* através do DSP. A placa contempla ainda leds de forma a dar conhecimento ao utilizador se foi efetuado um *enable*, um *reset* ou se ocorreu algum erro. A placa em questão encontra-se na Figura 5.16.



Fig

A placa de condicionamento de sinal e deteção de erros utilizada, requer uma tensão de alimentação de ± 15 V e está preparada para fazer o condicionamento de sinal para 16 ADCs internos do DSP. Para se proceder à conversão dos sinais de corrente em sinais de tensão recorre-se um divisor resistivo composto pela resistência de medida e por uma resistência auxiliar. Ao sinal convertido em tensão é adicionado uma tensão de offset (componente continua) de 2,5 V, proveniente de um LT1009 uma vez que o ADC interno do DSP é unipolar e admite uma gama de valores compreendidos entre 0 V e 3 V, obtendo-se assim um sinal com valor médio positivo e diferente de zero. A este sinal é aplicado um ganho de 2 proveniente de uma montagem amplificadora não inversora. Este procedimento efetuou-se em todos os canais de ADC.

De forma a implementar um mecanismo de proteção do ADC, a saída do divisor resistivo encontra-se ligada a um circuito de deteção de erros superior e um outro inferior que em caso de o sinal assumir um valor diferente da gama de valores admitidos é enviado um sinal ao DSP através de um optoacoplador que implementa a desabilitar todo o sistema. Este circuito é composto por comparadores LM339 e por optoacopladores TLP621. Na Figura 5.17 e na Figura 5.18 apresenta-se a placa de condicionamento de sinais e deteção de erros na sua versão *top* e *bottom*, respetivamente.



Figura 5.17. Placa de condicionamento de sinais e deteção de erros (*top*).

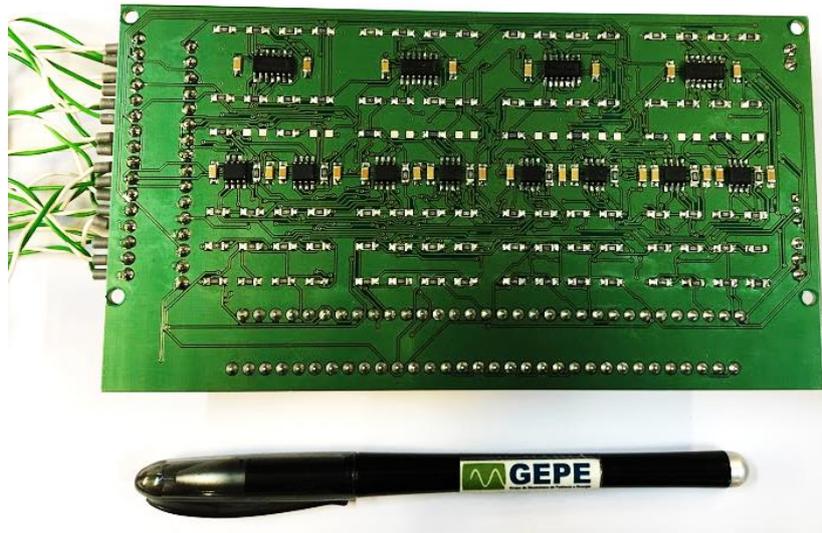


Figura 5.18. Placa de condicionamento de sinais e detecção de erros (*bottom*).

5.3.5 Placa de DAC

A placa de DAC, presente na Figura 5.19, é um dos meios disponíveis no laboratório do GEPE, que tem a funcionalidade de permitir monitorizar as variáveis internas do microcontrolador, permitindo averiguar se todo o processo se está a desenrolar de acordo com o estipulado (e.g., analisar se os sinais lidos pelos sensores estão a ser adquiridos de forma correta).



Figura 5.19. Placa de DAC

Esta placa permite a conexão entre o DSP e um osciloscópio, o que torna possível efetuar uma comparação entre as variáveis digitais com as variáveis analógicas. A placa de DAC cujo fabricante do DAC em si é a *Texas Instruments*, com a referência TLV5610, possui oito canais de saída com uma resolução de 12 bits. Este modelo apresenta compatibilidade com o módulo *serial peripheral interface* (SPI) dos DSPs da família TMS320 [107]. A saída de cada canal assume uma tensão unipolar e por isso é necessário implementar um circuito de condicionamento de sinal de forma a obter-se na saída uma tensão bipolar, com valores

compreendidos entre -5 V e +5 V. Esse circuito de condicionamento de sinal contempla dois amplificadores operacionais *rail-to-rail*, TLC227x fabricados pela *Texas Instruments* [108]. Os canais de saída estão disponíveis em fichas BNC fêmeas, o que permite a ligação ao osciloscópio, enquanto que a conexão ao adaptador de DSP se efetua por uma ficha DB9 onde se processa a comunicação SPI e pela qual a placa de DAC é também alimentada.

5.3.6 DSP e Adaptador do DSP

De maneira a que um sistema de eletrónica de potência apresente um correto funcionamento, é-lhe inerente um microcontrolador de forma a sintetizar os sinais de comando necessários, monitorizar toda a informação processada pelos sensores bem como implementar os algoritmos de controlo. Assim sendo, o DSP escolhido para a conceção deste sistema de controlo foi o modelo TMS320F28335, o qual se encontra inserido na plataforma de desenvolvimento de referência TMDSCNCD28335 da *Texas Instruments* [109]. Das funcionalidades e características deste DSP destacam-se [110]:

- CPU de 32-bit com uma frequência de *clock* de 150 MHz (um ciclo com 6,67 ns);
- Memória on-chip flash 16-bit word com 256 kB;
- SRAM 16-bit word com 34 kB;
- 3 Timers de 32-bits;
- 18 Saídas de PWM;
- 16 canais de ADC de 12-bits com tempo de conversão de 80 ns;
- Capacidade para 8 interrupções externas;
- 88 pinos de uso geral(*General Purpose Input/Output-GPIO*).

Este DSP tem a capacidade de permitir ao utilizador inúmeras funcionalidades tais como implementar configurações de PWM tanto complementares e com *deadtime* entre comutações como independentes, dependendo do que a aplicação exija. Como em algumas aplicações é necessário aplicar um desfasamento entre os sinais de PWM a sintetizar, então este DSP também permite aplicar um desfasamento entre as diferentes portadoras triangulares dos sinais de PWM.

Na Figura 5.20 e Figura 5.21 é apresentada a plataforma do controlador TMDSCNCD28335 onde está incluído o DSP TMS320F28335 e a placa de adaptação para o mesmo.



Figura 5.20. DSP TMS320F28335, *Texas Instruments*.



Figura 5.21. Adaptador do DSP (*docking station*).

Embora a *Texas Instruments* disponibilize uma *dock station* onde é conectada a plataforma do controlador TMDSCNCD28335, optou-se por utilizar uma placa de suporte desenvolvida pelo GEPE de forma a contemplar uma solução de fácil conectividade entre o DSP e as restantes placas que constituem o sistema de controlo. Relativamente à alimentação da placa de suporte é requerida uma tensão de +5 V (proveniente da fonte de alimentação do sistema de controlo) e a plataforma de desenvolvimento é inserida na placa de suporte através de um *socket* do tipo DIM de 100 pinos. Esta placa de suporte está equipada com duas fichas DB9, na qual uma tem como função a ligação ao DAC (comunicação SPI) e a outra para a comunicação via porta série RS232, dois *sockets* para *flat cable* de 10 pinos, na qual se destinam à comunicação para as placas de comando e ainda um *socket* de 26 pinos para *flat cable* que permite a utilização de ADCs externos, na qual não se utilizou neste projeto. De forma a ter-se uma maior perceção sobre os testes aos algoritmos de controlo e a possibilidade de depurar o código em tempo real, esta placa disponibiliza ainda um *socket* de 14 pinos para *flat cable* que permite a conexão à placa TMDSDOCK28335 da *Texas Instruments* a partir de uma ficha JTAG com interface USB.

O IDE utilizado para a programação do DSP foi o *code composer studio* da *Texas Instruments* e é através deste software que se implementa o algoritmo de controlo em linguagem C, que se altera as variáveis em tempo real se assim for necessário bem como a programação das

memórias do DSP (RAM e *flash*). Para além disso é possível determinar o tempo que demora a executar determinada tarefa e ainda ter acesso a várias bibliotecas fundamentais na programação do DSP. O ambiente de desenvolvimento do software do *Code Composer Studio* encontra-se na Figura 5.22.

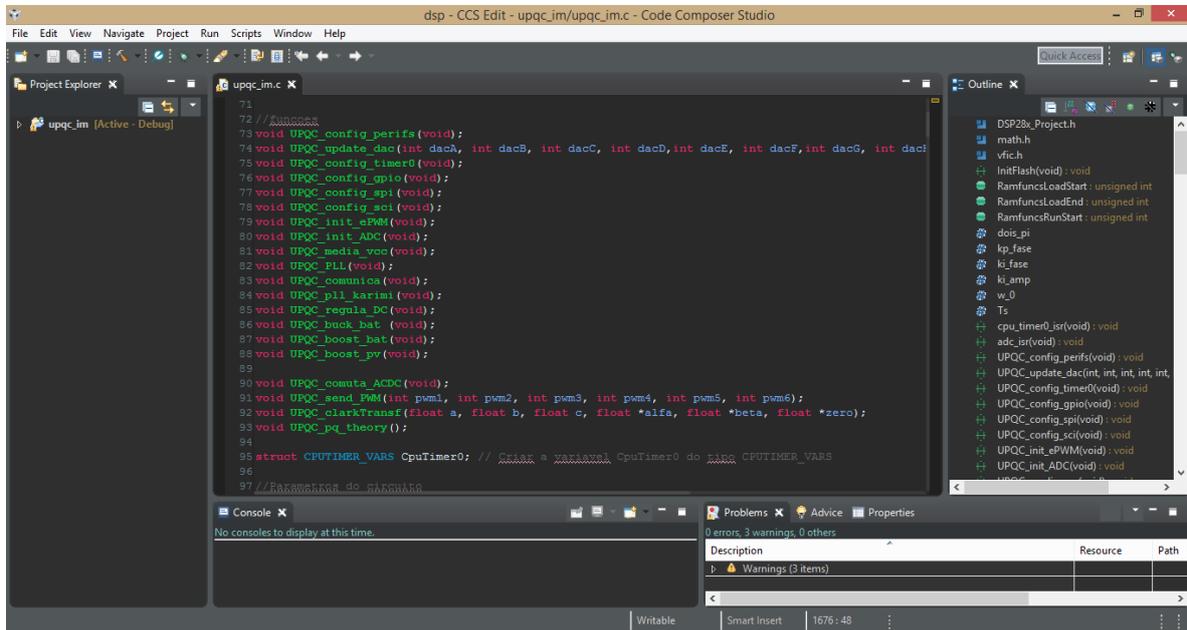


Figura 5.22. Ambiente de desenvolvimento do *code composer studio* 7.3.

5.3.7 Fonte de Alimentação

De forma a estabelecer-se a alimentação de todos os elementos constituintes do *rack* de controlo (placa de condicionamento de sinais, placa de comando, placas de driver do IGBT, alimentação de sensores, adaptador de DSP) utilizou-se uma fonte de alimentação, presente na Figura 5.23.



Figura 5.23. Fonte de Alimentação modelo TXL 060-0533TI, *Traco Power*.

Este elemento é o modelo TXL 060-0533TI, cuja potência máxima é de 60 W, sendo o seu fabricante a *Traco Power*. Em termos de saídas esta fonte proporciona 3 saídas de alimentação sendo a primeira +5 V e 7 A, a segunda +15 V e 3 A e a terceira -15 V e 1 A [111].

Posto isto na Figura 5.24 é apresentado o protótipo final do UPQC trifásico desenvolvido.

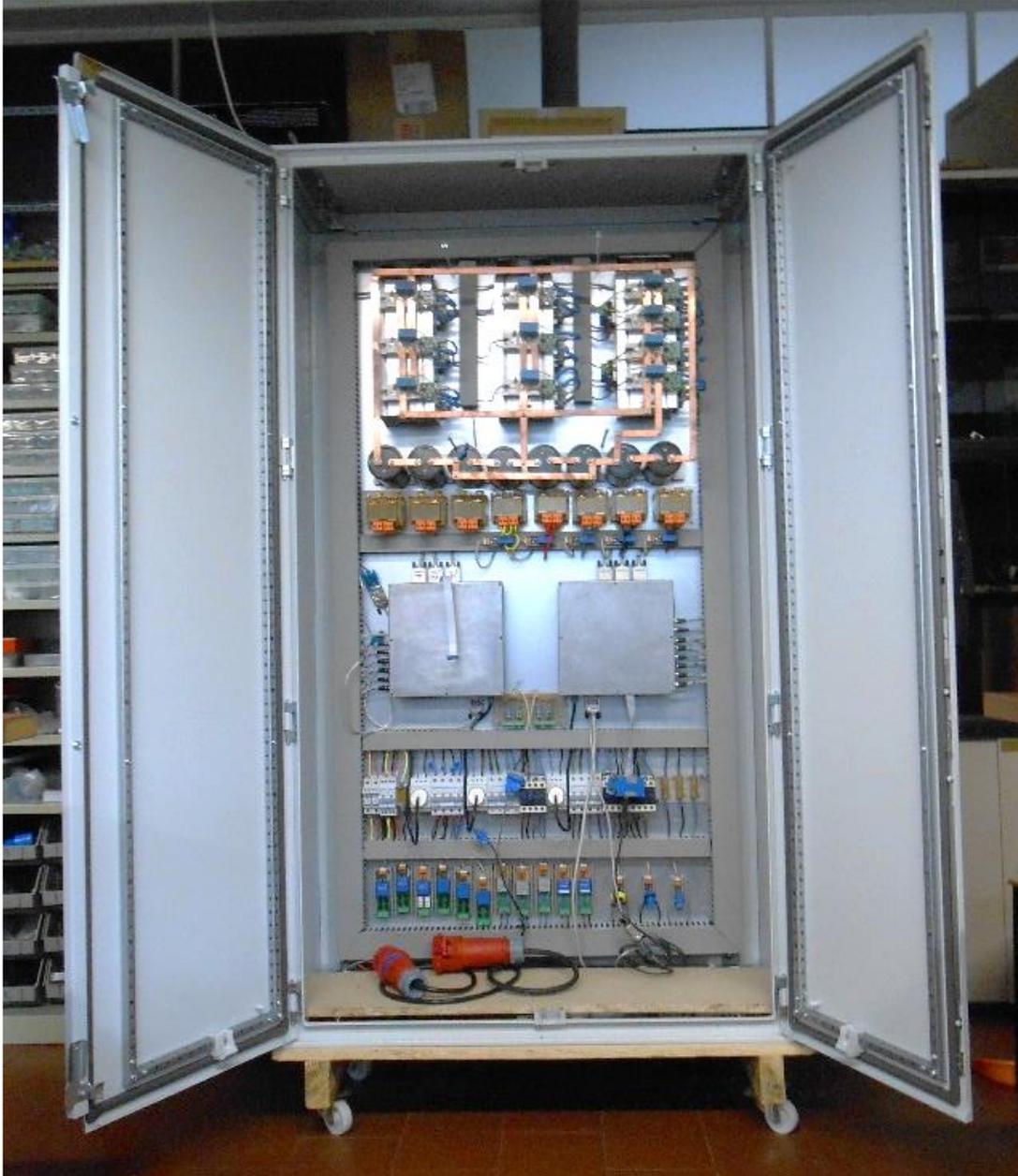


Figura 5.24. Protótipo final do UPQC trifásico .

Na Figura 5.25 é apresentado o *rack* de controlo responsável pelo controlo do conversor desenvolvido na presente dissertação, na qual são especificados os seus elementos constituintes.

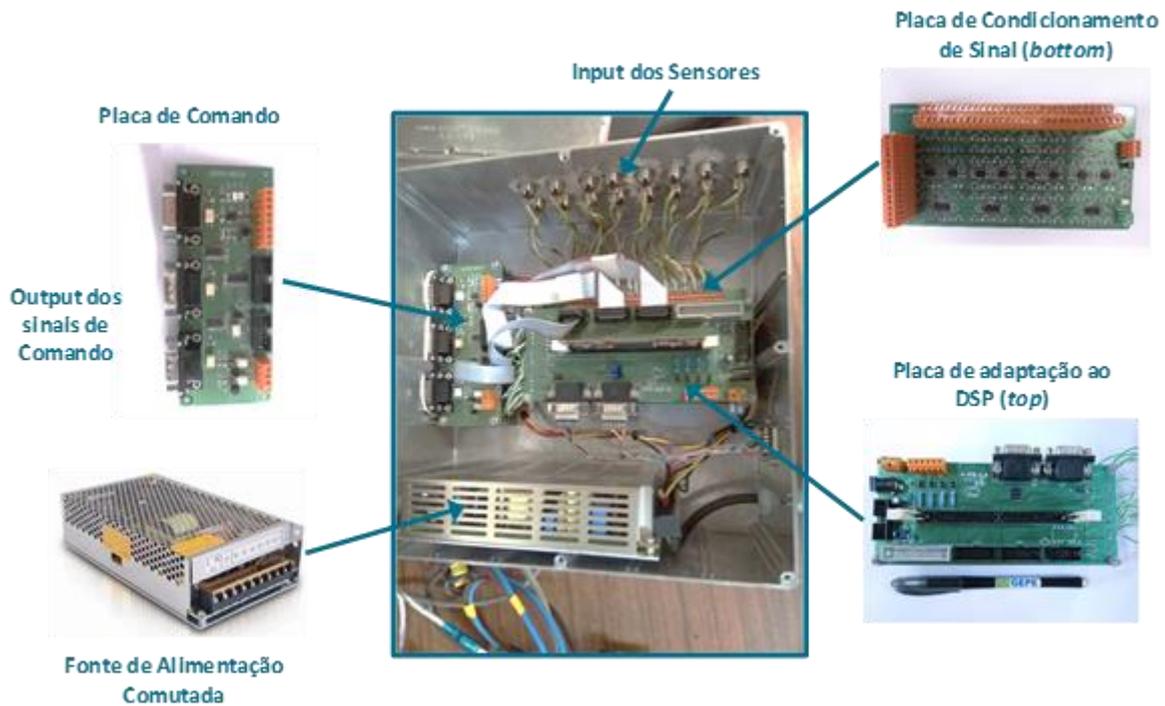


Figura 5.25. Rack de controlo.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados de forma detalhada todos os elementos constituintes dos sistemas de potência e de controlo desenvolvidos nesta dissertação. Em relação ao andar de potência inicialmente foram apresentados todos os protótipos desenvolvidos quer em termos de construção dos conversores, quer em termos das conexões entre os mesmos, com a rede elétrica, painéis solares fotovoltaicos e baterias, na qual foi uma tarefa importante de modo a estabelecer um sistema funcional e otimizado. De seguida, foram apresentados todos os elementos constituintes do sistema de potência tendo em consideração todas as suas características tidas como importantes, as quais foram referidas e que justificam a sua escolha de acordo com as especificidades do projeto.

No que concerne ao sistema de controlo, também foi efetuada uma apresentação detalhada acerca de todos os elementos que o constituem, desde os sensores de tensão e corrente, onde se descreve de forma sucinta o modo como dimensionar as resistências de medida, até todas as placas de circuito impresso utilizadas no âmbito deste projeto, nomeadamente, a placa de comando, a de condicionamento de sinal e deteção de erros, a de DAC, e o adaptador de DSP. Por fim, apresenta-se o DSP, onde são referidas as suas principais características, justificando desta forma o porquê de ser uma solução viável para a implementação do controlo digital.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos a partir dos ensaios efetuados ao sistema composto pelo FAP e pelos conversores CC-CC multinível. Posto isto, inicialmente são efetuadas validações experimentais a alguns estágios do controlo do FAP, especificamente a validação do algoritmo da PLL trifásica permitindo comprovar a correta sincronização com a rede elétrica, assim como o carregamento e regulação da tensão do barramento do CC.

Posteriormente, segue-se uma série de ensaios aos conversores CC-CC multinível sem qualquer interação com a rede elétrica, com o intuito de proceder com a sua validação experimental nos pontos de acoplamento para painéis solares fotovoltaicos e baterias obtendo-se para isso as formas de onda da corrente e sinais de PWM sintetizados durante a alimentação de uma carga resistiva. Após esta fase, inicia-se uma nova sequência de ensaios tendo como premissa a validação experimental da operacionalidade do FAP em simultâneo com o conversor CC-CC multinível, permitindo verificar a dinâmica dos conversores no que concerne à transferência de energia dependendo do modo de operação. Por fim são apresentados os ensaios experimentais relativos a operacionalidade do FAP nas quais são apresentados os resultados obtidos para a compensação de uma carga não linear.

Para a visualização dos resultados experimentais recorreu-se à utilização de um osciloscópio digital *Yokogawa DL708E* e de um analisador de qualidade de energia *Fluke 435*. No que concerne à medição das correntes do lado CA estas foram medidas por pinças de corrente adequadas para corrente alternada com uma gama de leituras de 10 mV/A enquanto que as correntes do lado CC foram medidas por pinças de corrente adequadas para corrente contínua com uma gama de leituras de 100 mV/A.

Na Figura 6.1 é apresentada a bancada de trabalho no laboratório do GEPE na qual se procedeu com os ensaios experimentais. No que concerne à conexão com a rede elétrica, de forma a garantir o isolamento galvânico entre a rede elétrica e o FAP recorreu-se à utilização de três transformadores monofásicos, apresentando no lado secundário três *taps* de saída. Na

realização dos testes experimentais, o conversor foi conectado aos *taps* de 50 V, sendo os resultados experimentais obtidos para esse valor de tensão.

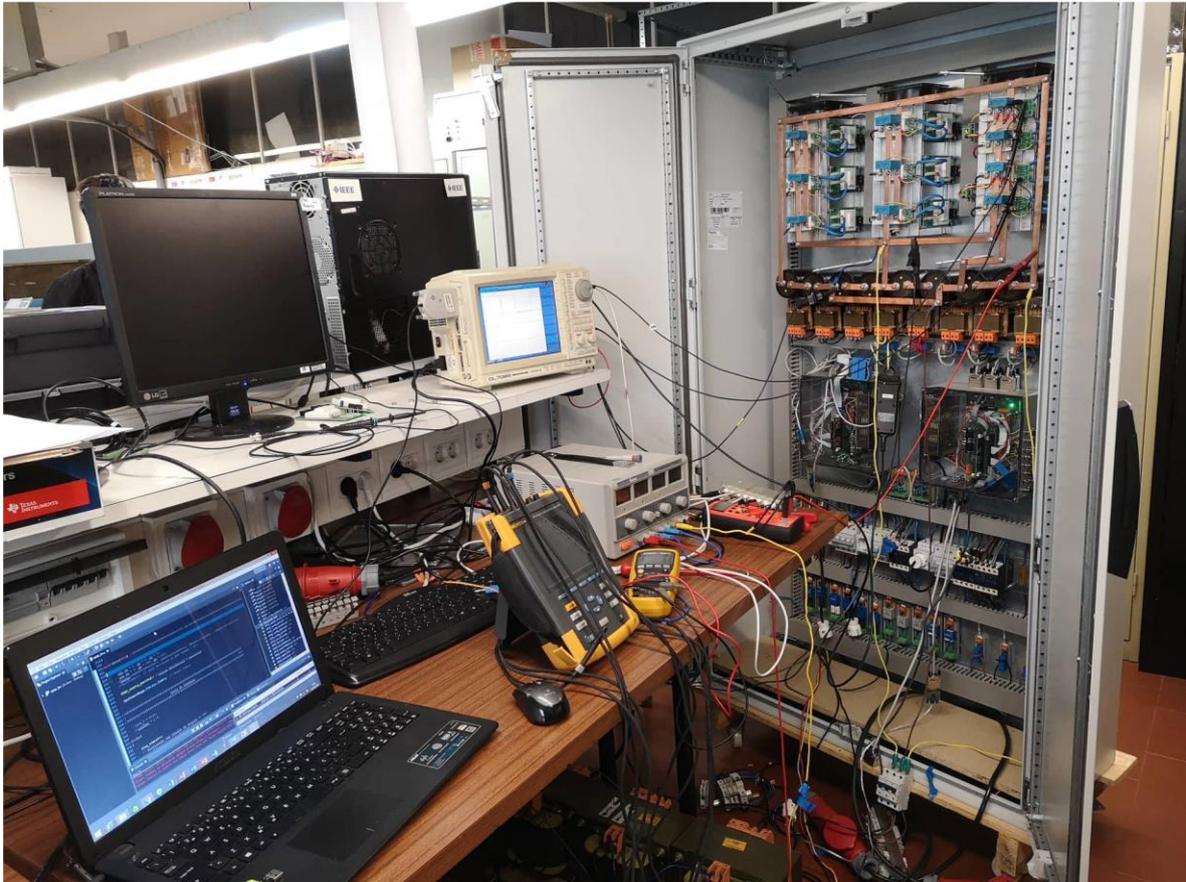


Figura 6.1. Bancada de trabalho para a realização dos ensaios experimentais bem como obtenção dos resultados experimentais

6.2 Validação do Algoritmo da PLL e Carregamento e Regulação da Tensão do Barramento CC

Com o objetivo de validar a estratégia de controlo no que concerne à implementação do algoritmo da PLL trifásica bem como do carregamento e regulação do barramento CC implementou-se o circuito apresentado na Figura 6.2.

De forma a efetuar-se a sincronização com a rede elétrica, condição necessária a um correto funcionamento dos conversores implementou-se um algoritmo de uma PLL trifásica como referido anteriormente. Neste sentido, na Figura 6.3 são apresentados os resultados obtidos relativamente à implementação do algoritmo de PLL.

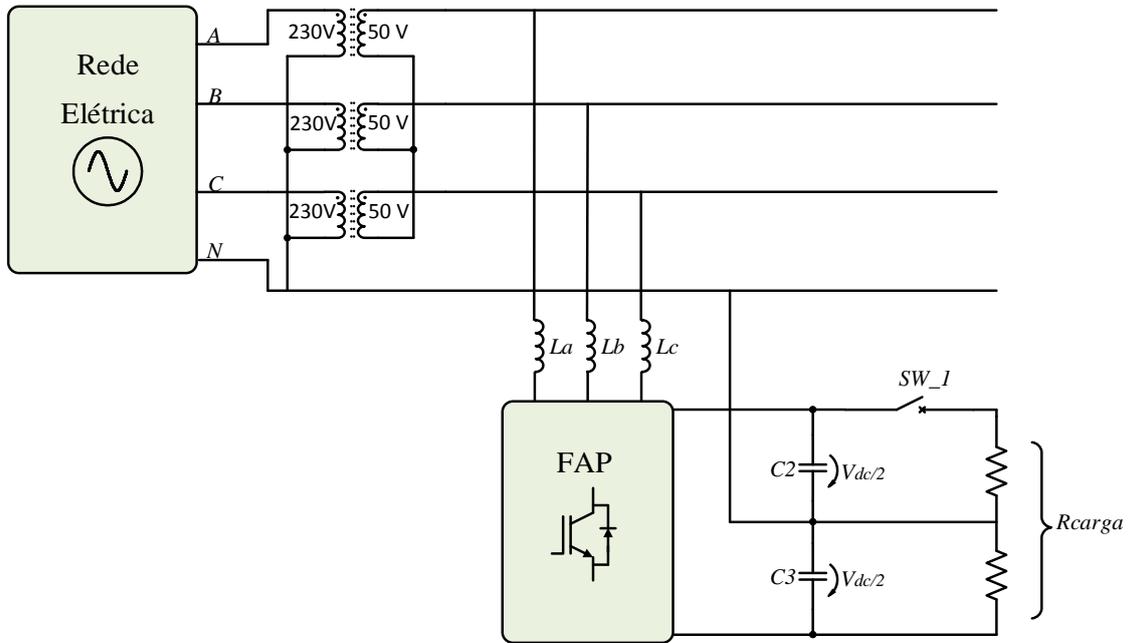


Figura 6.2 Esquemático do circuito implementado para validação experimental do algoritmo de PLL trifásica bem como o carregamento e regulação do barramento CC.

Na Figura 6.3(a) é apresentado um resultado da sincronização com as tensões da rede elétrica em regime transitório na qual é perceptível que o sinal da PLL de cada uma das fases sincroniza com a respetiva tensão de cada uma das fases da rede elétrica ao fim de 4 ciclos de rede. Já na Figura 6.3(b) é apresentado um resultado em regime permanente na qual os sinais da PLL já se encontram sincronizados com as tensões da rede elétrica.

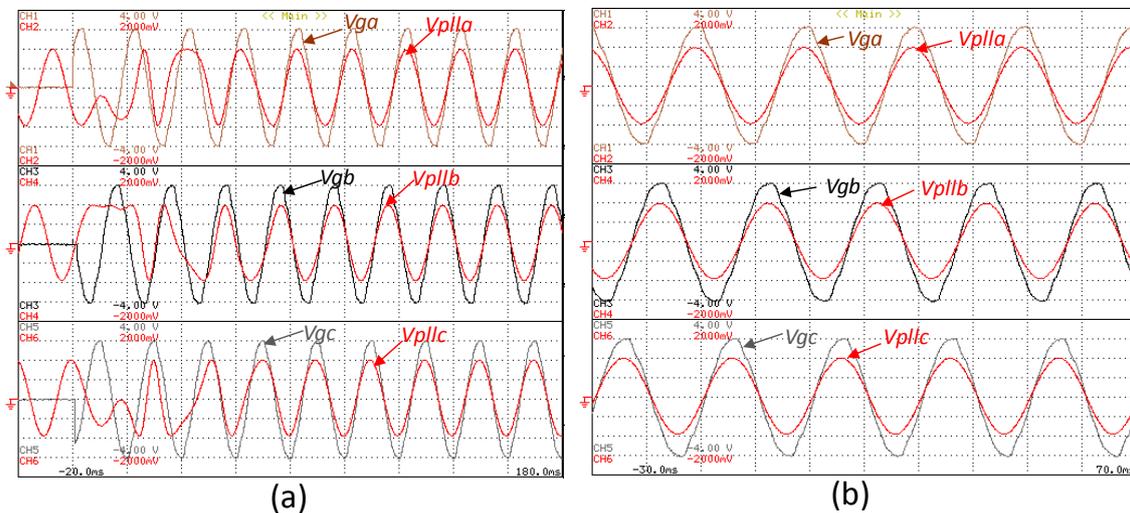


Figura 6.3. Resultados da sincronização com a rede elétrica pela implementação do algoritmo de PLL: (a) em regime transitório; (b) em regime permanente.

Posto isto, é possível concluir que a implementação do algoritmo de PLL se processa corretamente uma vez que são sintetizados três sinais sinusoidais em fase com cada uma das tensões da rede elétrica, mesmo sendo as tensões da rede elétrica distorcidas. Importa destacar que o sinal sintetizado pelo algoritmo de PLL bem como a tensão da rede elétrica apresentados na Figura 6.3 são visíveis no osciloscópio através da plataforma de DAC.

Uma vez que o funcionamento correto do FAP bem como do conversor CC-CC está dependente de uma correta regulação da tensão do barramento CC e partindo do princípio que esta tensão tem de ser superior ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica definiu-se uma tensão do barramento CC total de 220 V (110 V para cada barramento uma vez que este se encontra dividido) sendo o valor RMS da tensão da rede elétrica na realização deste ensaio de 50 V por fase. Na Figura 6.4 é apresentado o resultado experimental relativamente ao carregamento e regulação da tensão do barramento CC onde é possível verificar que este processo segue um plano sequencial. Sendo assim, inicialmente é realizada uma pré-carga do barramento CC através de umas resistências de pré-carga até um valor próximo do valor de pico da tensão composta da rede elétrica, sendo que nesta etapa o FAP assume um comportamento de um retificador trifásico a díodos. Após atingir o valor estipulado efetua-se um *bypass* às resistências de pré-carga o que se traduz num aumento da tensão nos condensadores do barramento CC até atingir o valor de pico da tensão composta da rede elétrica (122 V). Após esta fase, o FAP entra em funcionamento com o intuito de proceder com o carregamento do barramento CC e por mantê-lo regulado no valor estipulado de 220 V, através de um controlador PI.

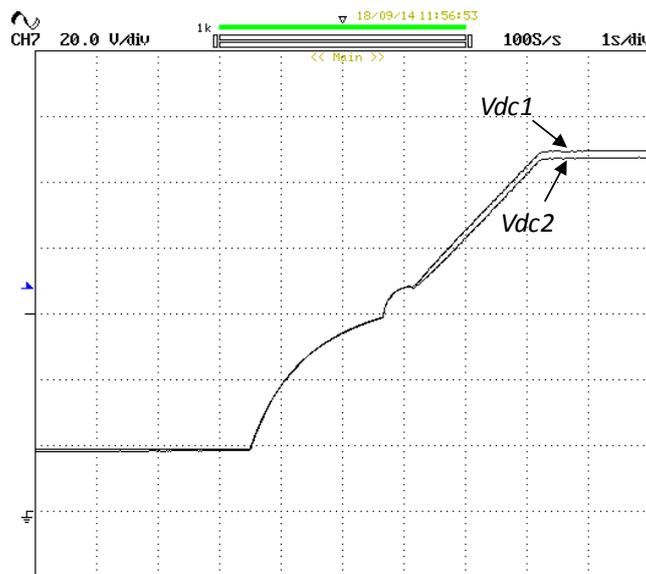


Figura 6.4. Carregamento e Regulação do Barramento CC.

Importa salientar, que para o controlador PI se comportar corretamente é necessário que a função que implementa o controlo da tensão do barramento CC seja iniciada aquando das comutações, evitando possíveis erros no cálculo do somatório do erro no controlo PI. Adicionalmente, é pretendido que o processo de regulação da tensão do barramento CC se efetue suavemente sendo que para isso limitou-se o *output* do controlador PI.

De forma a avaliar o desempenho do controlador PI em manter regulado a tensão do barramento CC, efetuou-se um ensaio com o propósito de verificar a sua resposta dinâmica

quando da conexão em paralelo de uma carga resistiva de valor de 104 ohms. O objetivo principal deste ensaio foi validar que o controlador PI tem uma boa capacidade de resposta em manter a tensão de barramento CC regulada no valor estipulado. Na Figura 6.5, são apresentados os resultados obtidos na realização deste ensaio sendo que na Figura 6.5(a) são apresentadas as tensões do barramento CC ($vdc1$ e $vdc2$) e a tensão da rede elétrica na fase A (vga) e a respetiva corrente (iga). Nesta figura é possível verificar que após a conexão da carga é provocada uma queda de tensão no barramento CC o que lhe está subjacente um aumento da corrente consumida como seria de esperar. Na Figura 6.5(b) é apresentado um resultado que permite verificar que o controlador PI apresenta uma boa capacidade resposta em manter a tensão do barramento CC regulada face a situações que provoquem desequilíbrios como no caso em questão. É também perceptível o tempo que o controlador PI demorou a restabelecer a tensão no barramento CC para o valor estipulado de 220 V, bem como o valor da queda de tensão provocada. Neste sentido, a queda de tensão do barramento CC foi de cerca de 20 V e o tempo que o controlo da tensão do barramento CC demorou a restabelecer o valor estipulado foi de cerca de 2,52 segundos.

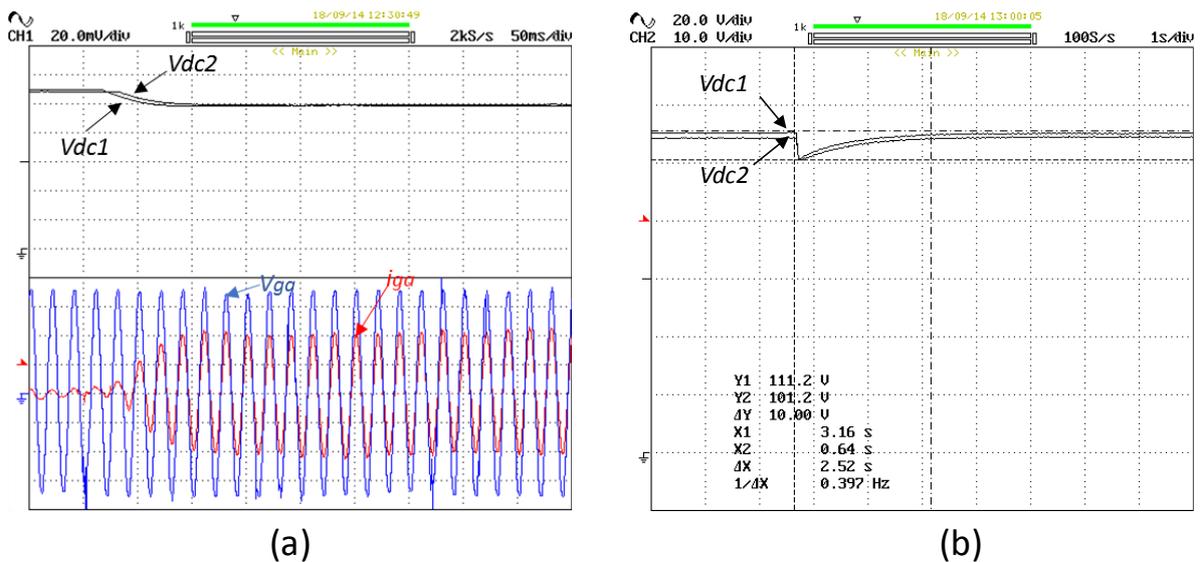


Figura 6.5. Avaliação do comportamento do controlo de tensão do barramento CC com a conexão em paralelo de uma carga de 100 Ω: (a) formas de onda a tensão do barramento CC ($vdc1$ e $vdc2$), tensão da rede elétrica fase a, corrente na rede elétrica fase a; (b) resposta dinâmica do controlador PI de forma a manter a tensão do barramento regulada.

6.3 Ensaios ao Conversor CC-CC Multinível

De forma a verificar a correta operacionalidade do conversor CC-CC multinível, numa primeira fase efetuaram-se alguns testes experimentais sem haver qualquer interação com a rede elétrica. Por outras palavras, o objetivo principal consistia em aplicar um controlo de corrente preditivo na qual se definia uma corrente de referência e verificar se o conversor tinha capacidade para seguir essa corrente de referência.

Inicialmente, realizou-se um teste no modo *buck* do conversor CC-CC que faz a interface com as baterias, sendo apresentado na Figura 6.6 o esquemático do circuito implementado para a realização deste teste, na qual se utilizou uma fonte de tensão linear CC no barramento CC com 60 V e uma carga resistiva de 52 Ω no lado das baterias.

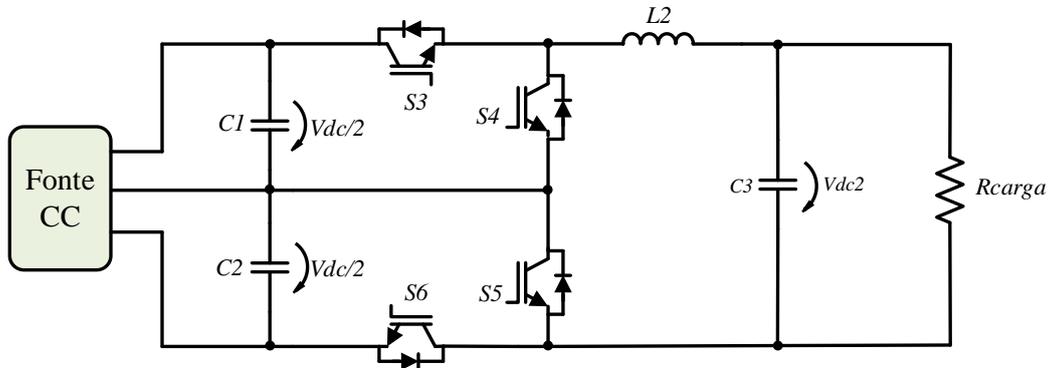


Figura 6.6. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com baterias no modo de operação *buck*.

Na Figura 6.7 são apresentados os resultados experimentais obtidos na realização deste teste, na qual se definiu uma corrente de referência de 1 A para este modo de operação sendo possível verificar uma corrente sintetizada por parte do conversor de 1 A (i_{bat}), bem como as tensões gate-emissor dos IGBTs S3 e S6 (V_{ge_S3} e V_{ge_S6}). Importa realçar que os sinais de comandos dos IGBTs S3 e S6 estão desfasados de 180° de forma a que o conversor CC-CC opere em modo *interleaved*. Conforme os resultados obtidos verifica-se um correto funcionamento da estratégia de controlo de corrente preditiva.

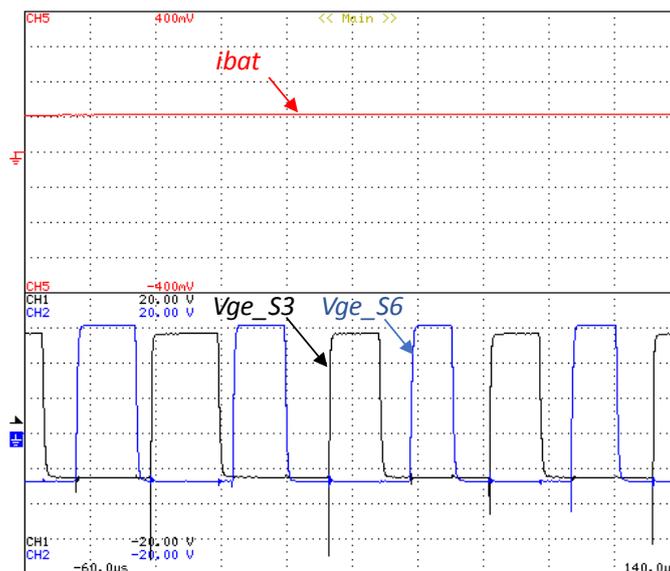


Figura 6.7. Validação experimental do conversor CC-CC com interface com baterias no modo de operação *buck*: corrente nas baterias (i_{bat}), tensões gate-emissor dos IGBTs S3 e S6 (V_{ge_S3} , V_{ge_S6});

De seguida, efetuou-se um ensaio experimental ao mesmo conversor mas desta vez ao modo de operação *boost*, pelo que o esquemático do circuito implementado se encontra na

Figura 6.8, na qual utilizou-se uma fonte de tensão linear CC no lado das baterias com uma tensão de 60 V e uma carga resistiva em paralelo com o barramento CC de 52 Ω .

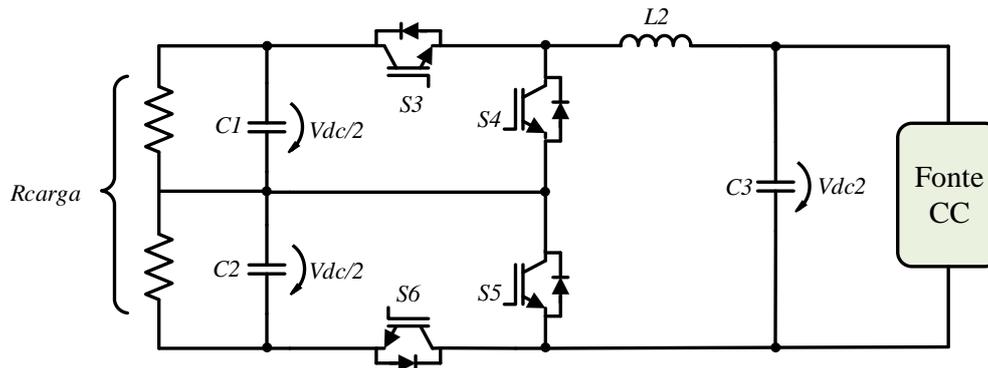


Figura 6.8. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com baterias no modo de operação *boost*.

Na Figura 6.9 é apresentado o resultado experimental relativamente ao modo de operação enunciado onde se definiu uma corrente de referência de 2 A e conforme o resultado apresentado verifica-se uma corrente sintetizada de 2 A (i_{bat}) como expectável, validado um comportamento correto da estratégia de controlo de corrente preditiva sendo também apresentadas as tensões gate-emissor dos IGBTs $S4$ e $S5$ (V_{ge_S4} e V_{ge_S5}). A corrente (i_{bat}) apresentada tem um valor negativo devido ao sentido do sensor, uma vez que se considerou o sentido positivo da corrente quando esta flui do barramento CC para as baterias. Importa realçar que os sinais de comandos dos IGBTs $S4$ e $S5$ estão desfasados de 180° de forma a que o conversor CC-CC opere em modo *interleaved*.



Figura 6.9. Validação experimental do conversor CC-CC com interface com baterias no modo de operação *boost*: corrente nas baterias (i_{bat}), tensões gate-emissor dos IGBTs $S4$ e $S5$ (V_{ge_S4} e V_{ge_S5}).

Na Figura 6.10 é apresentado um resultado do ensaio experimental do modo *boost* das baterias semelhante ao anterior na qual é apresentado a componente AC da corrente das baterias (i_{bat}), as tensões de gate-emissor dos IGBTs $S4$ e $S5$ (V_{ge_S4} e V_{ge_S5}).

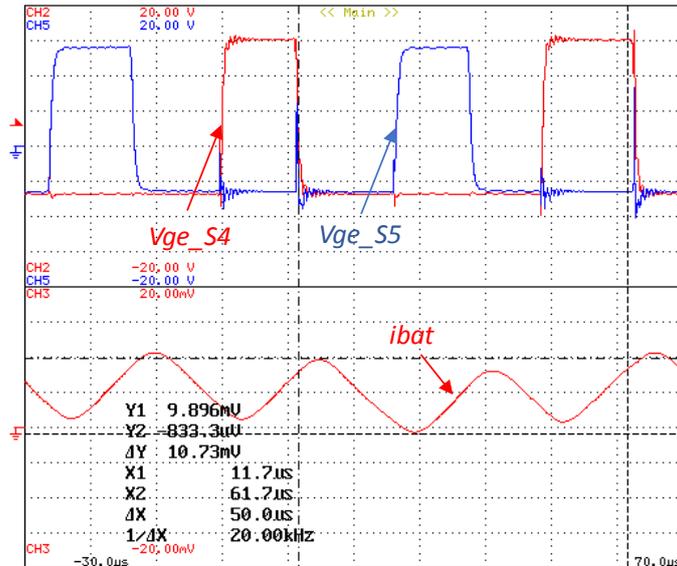


Figura 6.10. Resultado experimental no modo *boost* das baterias: corrente nas baterias (*ibat*), tensões gate-emissor dos IGBTs S4 e S5 (*Vge_S4* e *Vge_S5*).

O propósito deste resultado é demonstrar que a frequência de comutação dos IGBTs S4 e S5 é de 20 kHz da qual resulta um *ripple* de corrente nas baterias com uma frequência de 40 kHz e que se encontram desfasados de 180°, permitindo ao conversor CCCC operar em modo *interleaved*. Adicionalmente, também se verifica que quando o IGBT S4 ou S5 estão ativos a bobina armazena energia, e quando o IGBT S4 ou S5 estão inativos a bobina fornece energia. Importa destacar que o mesmo acontece no modo de operação *buck* uma vez que a estratégia de controlo é a mesma divergindo apenas no sentido que a corrente flui.

Relativamente à interface com os painéis solares fotovoltaicos, o comportamento por parte do conversor CC é semelhante ao do modo *boost* das baterias, o que permitiu efetuar um teste semelhante ao efetuado para esse mesmo modo de operação. Como a estratégia de controlo é a mesma, os resultados obtidos a partir desse ensaio são semelhantes. Para a realização deste ensaio implementou-se o circuito apresentado na Figura 6.11 na qual se utilizou uma fonte de tensão linear CC para emular os painéis solares fotovoltaicos com 60 V e no barramento CC foi ligada em paralelo uma carga resistiva de 52 Ω.

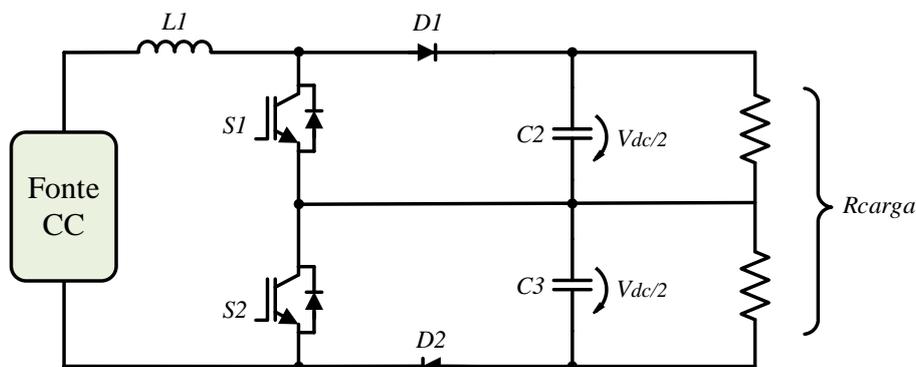


Figura 6.11. Esquémático do circuito implementado para a realização do teste ao conversor CC-CC no ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos.

Na Figura 6.12 é apresentado o resultado obtido, na qual é apresentado a tensão no barramento CC (v_{dc}), as tensões gate-emissor dos IGBTs S1 e S2 (V_{ge_S1} e V_{ge_S2}), e a corrente dos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv}). Na realização deste teste definiu-se uma corrente de referência de 2 A, sendo a potência do lados dos painéis solares fotovoltaicos de 120 W ($P = 60 \times 2$), logo o que se pretendia é no barramento CC obter uma tensão v_{dc} de aproximadamente 79 V ($P = U^2/R \Leftrightarrow 120 = U^2/52 \Leftrightarrow U \cong 79 V$). Importa referir que a corrente i_{pv} apresenta valor negativo, mas na realidade é positivo, uma vez que pinça de corrente estava em sentido contrário daí o valor negativo. Posto isto, é possível verificar que o conversor apresenta um desempenho satisfatório uma vez que os resultados obtidos vão de encontro ao que se pretendia.

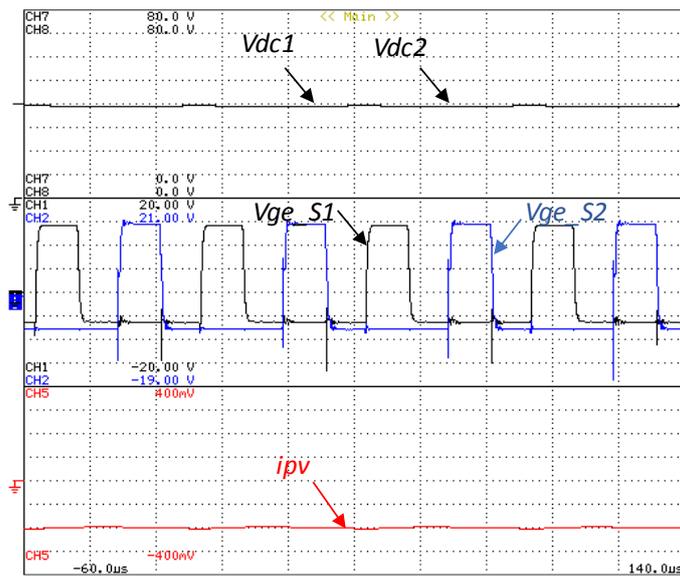


Figura 6.12. Resultado experimental do conversor CC-CC em modo *boost* no ponto de interface com painéis solares fotovoltaicos: tensões no barramento CC (v_{dc1} e v_{dc2}), tensões gate emissor dos IGBTs S1 e S2 (V_{ge_S1} e V_{ge_S2}) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (i_{pv}).

Por fim, de forma a validar o algoritmo de MPPT implementado, uma vez que não estão disponíveis no GEPE painéis solares fotovoltaicos, foi implementado um circuito que contempla a utilização de um reóstato em série com uma fonte de tensão linear. O circuito implementado é apresentado na Figura 6.13 o qual permite emular o comportamento de um painel solar fotovoltaico, uma vez que a variação no reóstato simula a forma como a variação da radiação incidente bem como a temperatura interferem na potência máxima que o painel solar fotovoltaico consegue produzir.

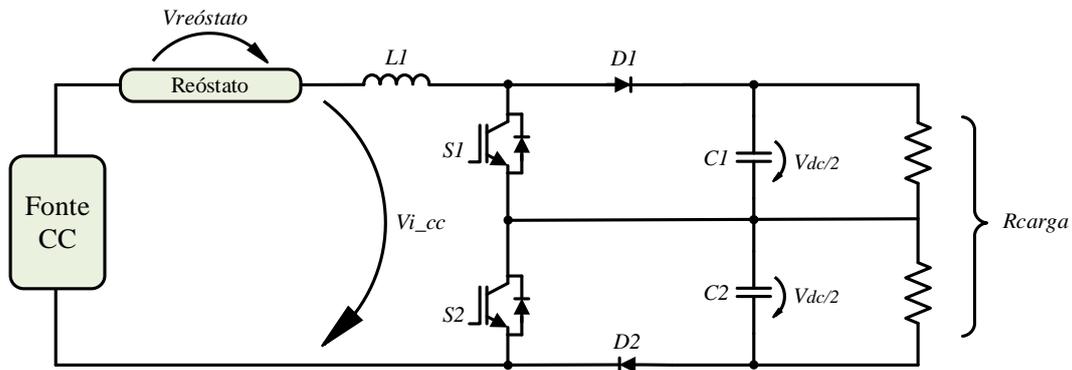


Figura 6.13 Esquema do circuito implementado para a realização do teste ao Conversor CC-CC no ponto de interface com painéis solares fotovoltaicos para teste do algoritmo de MPPT.

Posto isto, através da equação (6.1) é possível saber a potência máxima produzida em função da resistência do reóstato.

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V^2}{R_{re\acute{o}stato}}. \quad (6.1)$$

De acordo com o princípio da máxima transferência de potência, o sistema opera no ponto de máxima potência quando a tensão aos terminais do reóstato iguala a tensão à entrada do conversor CC-CC. Posto isto, no ensaio realizado a tensão na fonte assumia um valor de 60 V logo o sistema opera no ponto de máxima potência quando a tensão aos terminais do reóstato bem como da tensão á entrada do conversor CCCC seja de 30 V. Sendo assim na Figura 6.14, são apresentados os resultados obtidos da implementação do algoritmo de MPPT Perturbação e Observação (P&O), na qual são apresentadas as tensões à entrada do conversor CC (V_{i_cc}), aos terminais do reóstato ($V_{reóstato}$) e também a corrente dos painéis solares fotovoltaicos (ipv).

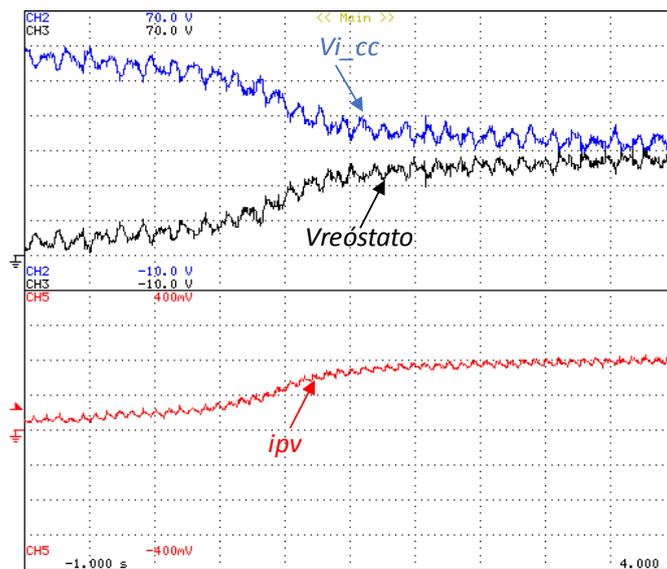


Figura 6.14. Resultados obtidos com implementação do algoritmo de MPPT P&O: tensão à entrada do conversor (V_i), tensão aos terminais do reóstato ($V_{reóstato}$) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (ipv)

Ao analisar os resultados obtidos é perceptível que a tensão à entrada do conversor CC-CC (V_{i_cc}) e a tensão aos terminais do reóstato ($V_{reóstato}$) convergem para os 30 V, valor esse que era o suposto para a qual o sistema opera no ponto de máxima potência, com uma corrente de 2 A para um valor de resistência do reóstato de 15 Ω . De acordo com estes resultados é possível concluir que o algoritmo de MPPT se comporta de forma correta.

6.4 Ensaio do FAP a Operar em Conjunto com o Conversor CC-CC Multinível

Após a validação do conversor CC-CC multinível em permitir um fluxo bidirecional de energia no ponto de interface com as baterias, bem como um fluxo unidirecional de energia com o ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos, procedeu-se com a execução de um ensaio que tinha como premissa a operação do FAP em consonância com o conversor CC-CC multinível. Na Figura 6.15 é apresentado o esquemático do circuito implementado para a execução dos testes experimentais à operacionalidade do FAP em conjunto com o conversor CC-CC multinível.

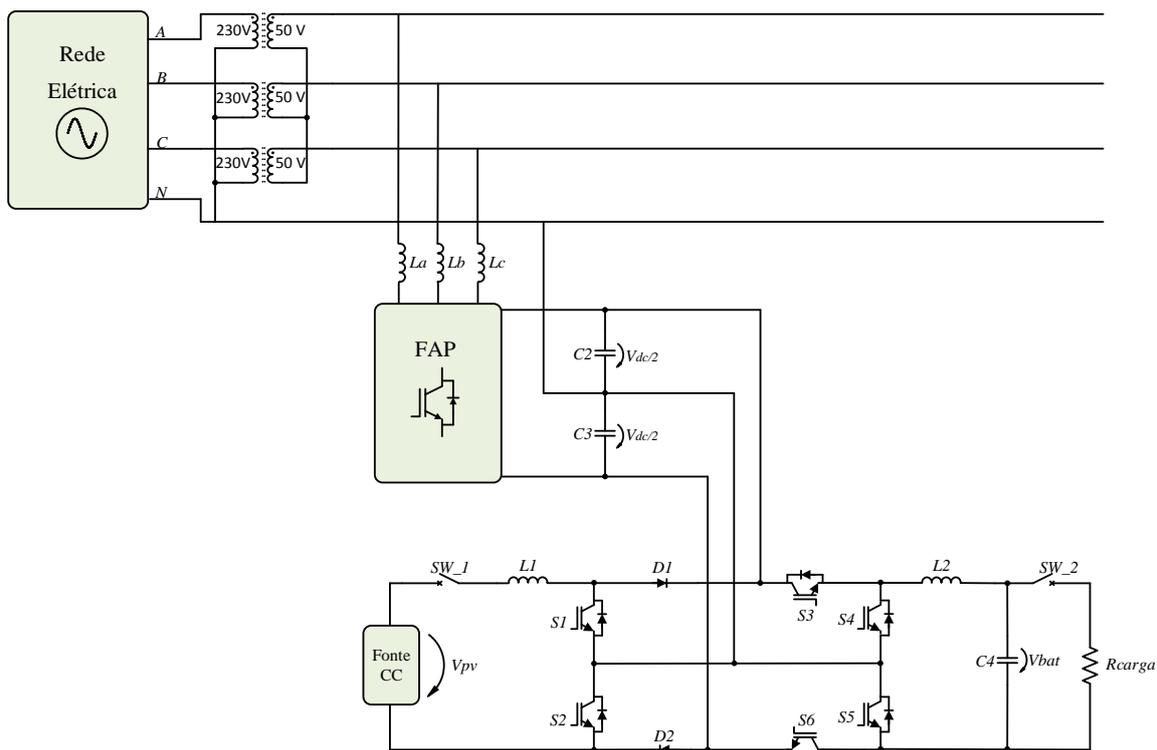


Figura 6.15. Esquemático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP em conjunto com o conversor CC-CC multinível, especificamente emulação de extração de potência por parte dos painéis solares fotovoltaicos e carregamento de baterias.

Numa fase inicial procedeu-se com a execução de um teste com o ponto de interface com os painéis solares fotovoltaicos, sendo que para isso utilizou-se uma fonte de tensão linear com 60 V a emular os painéis solares fotovoltaicos. É importante realçar que o ponto de acoplamento do conversor CC-CC com as baterias na execução deste ensaio se encontra

desabilitada por intermédio do disjuntor *SW_2*. Na realização deste ensaio, inicialmente executa-se o carregamento e regulação do barramento CC, e só depois é que os painéis solares fotovoltaicos entram em operação.

Na Figura 6.16 é apresentado o resultado do ensaio mencionado na qual está apresentado a tensão da rede elétrica na fase A (*vga*), a corrente na rede elétrica na fase A (*iga*) e a corrente dos painéis solares fotovoltaicos (*ipv*).

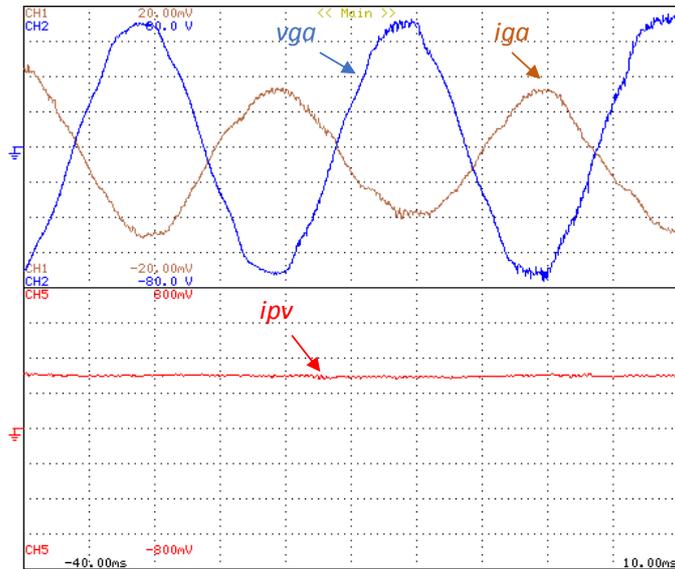


Figura 6.16. Transferência de energia por parte dos painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica: tensão na rede elétrica fase A (*vga*), corrente da rede elétrica fase A (*iga*) e corrente dos painéis solares fotovoltaicos (*ipv*)

Analisando os resultados obtidos, é perceptível que ocorre a injeção de energia na rede elétrica por parte dos painéis solares fotovoltaicos, uma vez que a corrente (*iga*) se encontra em oposição de fase em relação à tensão (*vga*). A corrente dos painéis solares fotovoltaicos é de 3 A, o que se traduz num total de potência injetada de 180 W, e apresenta valor positivo uma vez que o sensor se encontra no sentido em que a corrente flui dos painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica.

De seguida efetuou-se um teste em que consistia emular o carregamento das baterias bem como a extração de energia dos painéis solares fotovoltaicos. A componente dos painéis solares fotovoltaicos estavam sob as mesmas condições do ensaio anterior e no ponto de acoplamento das baterias colocou-se uma carga resistiva de 52 Ω .

Na Figura 6.17 encontram-se os resultados obtidos a partir deste ensaio, na qual é apresentada a tensão e corrente na rede elétrica na fase A (*vga*, *iga*), as tensões nos painéis solares fotovoltaicos e baterias (*vpv*, *vbat*) e as correntes dos painéis solares fotovoltaicos e baterias (*ipv*, *ibat*). Com a realização deste teste experimental foi possível verificar um comportamento dinâmico por parte do conversor CC-CC bem como do FAP uma vez que a

corrente extraída por parte dos painéis solares fotovoltaicos de 3 A e a de carregamento das baterias é também 3 A só que a potência requerida para se efetuar o carregamento das baterias é cerca de 468 W sendo superior à potência extraída por parte dos painéis solares fotovoltaicos que é de 180 W. Por esta razão a corrente da rede elétrica que inicialmente estava em oposição de fase em relação a tensão uma vez que estava a ser injetada energia na rede elétrica por parte dos painéis solares fotovoltaicos, volta a estar em fase com a tensão quando se inicia o processo de carregamento de baterias, uma vez que é necessário a rede elétrica complementar o carregamento das baterias.

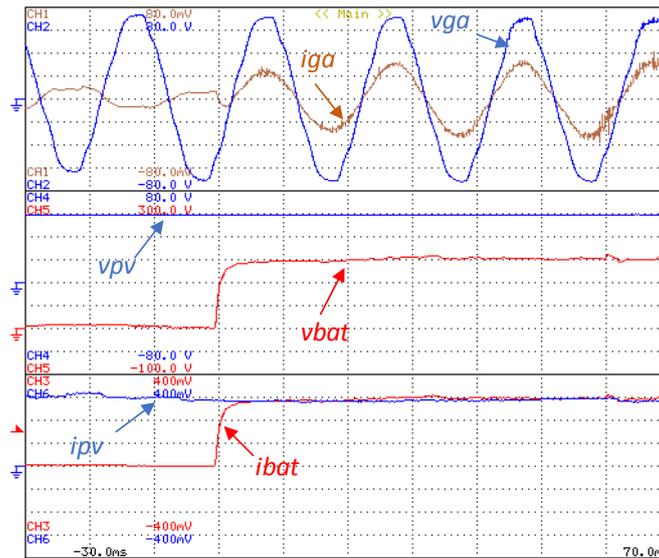


Figura 6.17. Carregamento de baterias e extração de energia dos painéis solares fotovoltaicos: tensão na rede elétrica fase A (v_{ga}), corrente da rede elétrica fase A (i_{ga}), tensões nos painéis solares fotovoltaicos e baterias (v_{pv} , v_{bat}), correntes dos painéis solares fotovoltaicos e baterias (i_{pv} , i_{bat}).

De forma a dar continuidade à sequência de testes experimentais em conjunto com o FAP, executou-se um teste experimental na qual o objetivo é permitir a transferência de energia das baterias para a rede elétrica, emulando uma situação na qual a energia armazenada das baterias seria transferida para a rede elétrica. Para a realização deste ensaio, implementou-se o circuito apresentado na Figura 6.18 na qual se utilizou duas fontes de tensão lineares em série, perfazendo um total de 120 V no lado das baterias. Importa realçar que o ponto de acoplamento dos painéis solares fotovoltaicos na realização deste ensaio se encontra desabilitado por intermédio do disjuntor SW_1 .

Na Figura 6.19 é apresentado o resultado obtido a partir do ensaio enunciado anteriormente, na qual é apresentado a tensão e corrente na fase A da rede elétrica (v_{ga} , i_{ga}), a tensão nas baterias (v_{bat}) e a corrente nas baterias (i_{bat}). A partir da análise deste resultado comprova-se a transferência de energia para a rede elétrica pela oposição de fase da corrente na fase A da rede elétrica em relação à tensão da rede elétrica na mesma fase. A corrente do lado das baterias (i_{bat}) é de 3 A sendo a tensão v_{bat} de 120 V oriundos das fontes de tensão CC

lineares, resultando num total de potência injetada de 360 W. A corrente i_{bat} apresenta valor negativo, uma vez que se arbitrou o sentido positivo da corrente aquando a mesma flui da rede elétrica para as baterias.

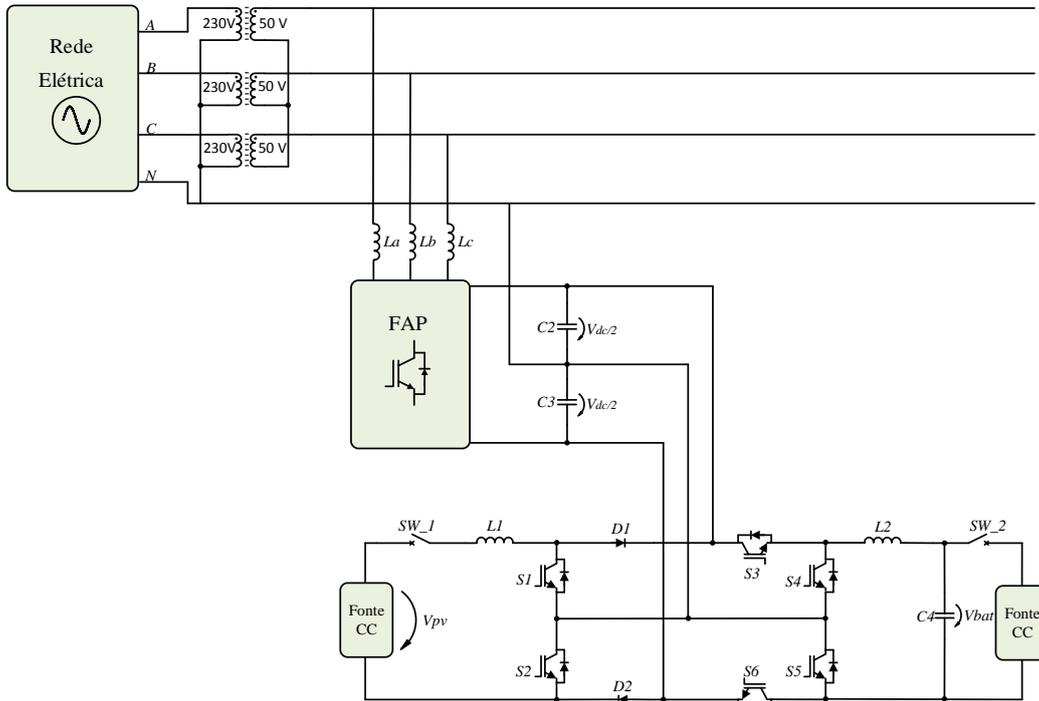


Figura 6.18. . Esquémático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP em conjunto com o conversor CC-CC multinível, especificamente emulação do processo de injeção de energia por parte das baterias na rede elétrica (descarga das baterias)

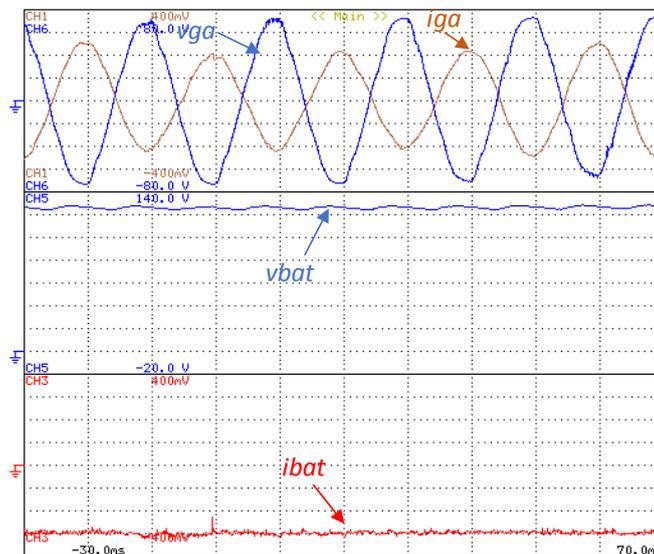


Figura 6.19. Transferência de energia das baterias para a rede elétrica: tensão e corrente na fase A da rede elétrica (v_{ga} , i_{ga}), tensão nas baterias (v_{bat}), corrente nas baterias (i_{bat}).

6.5 Ensaio ao FAP

De forma a complementar os resultados obtidos, nesta secção são também apresentados resultados experimentais relativos à operação do FAP de forma a proceder com a sua

validação perante uma carga não linear, mais propriamente um retificador trifásico com filtro capacitivo em paralelo com duas resistências também estas em paralelo e indutâncias em série á entrada, considerando a rede elétrica com um valor eficaz de 50 V por fase e uma tensão no barramento CC de 220 V. Importa referir que os parâmetros dos elementos constituintes da carga são ($R=13 \Omega$, $C=705 \mu\text{F}$, $L=6 \text{ mH}$. Na Figura 6.20 é apresentado o esquemático do circuito implementado para a validação experimental do FAP a compensar uma carga não linear.

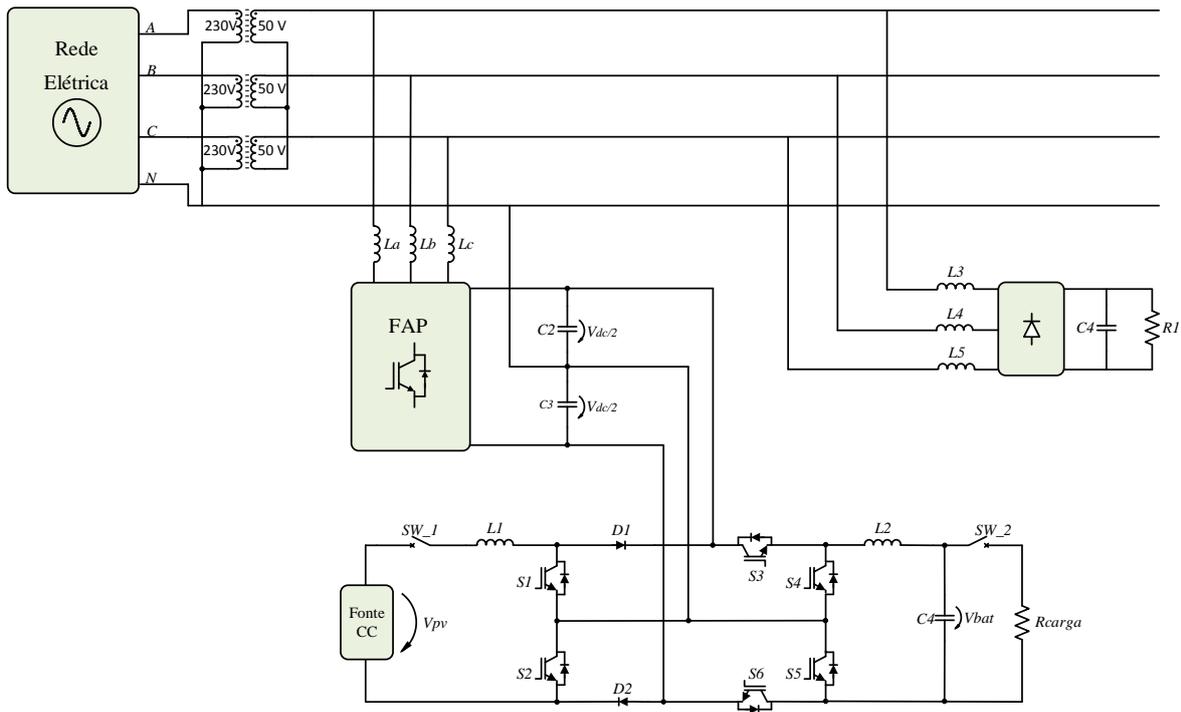


Figura 6.20. . Esquemático do circuito implementado para a realização do teste à operacionalidade do FAP.

Na Figura 6.21 estão representadas as correntes em cada uma das fases da rede elétrica antes de proceder com a compensação por parte do FAP. Na Figura 6.22(a) é apresentado o espectro harmónico das correntes da rede elétrica apresentando na totalidade um THD%f de 18,3% e na Figura 6.22(b) verifica-se a existência de um fator de potência total de 0,91.

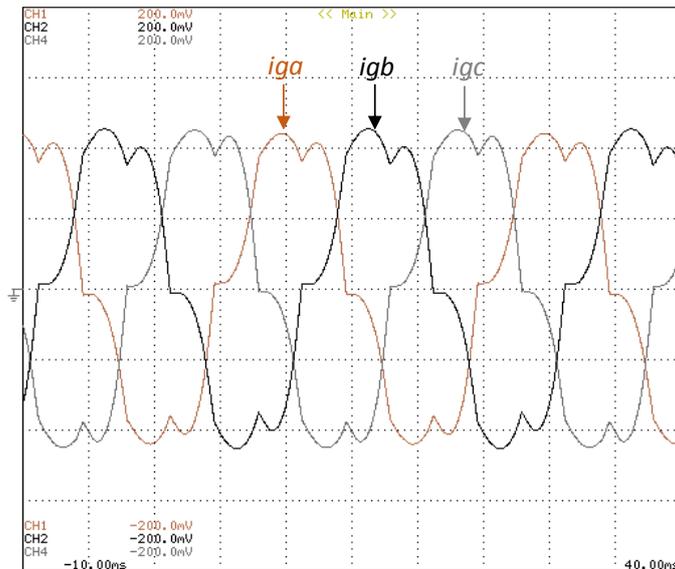


Figura 6.21. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC)

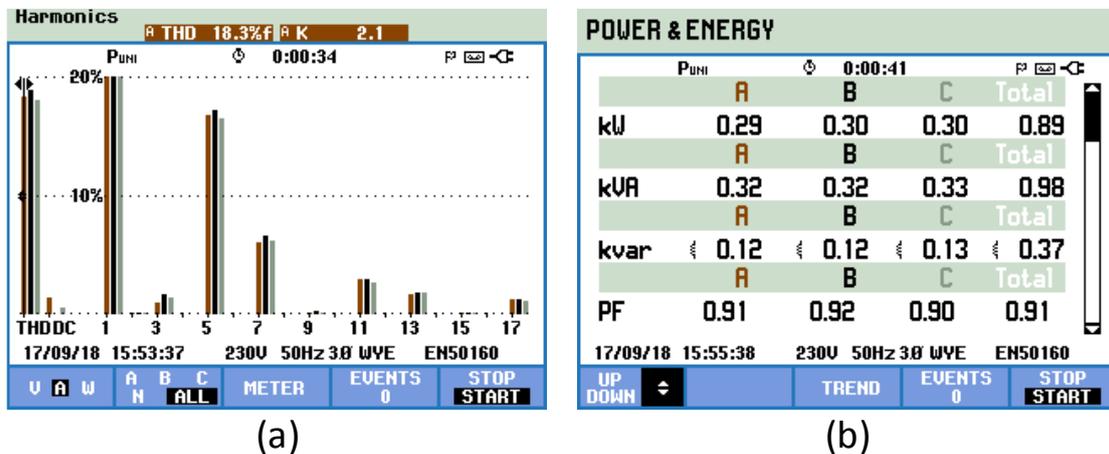


Figura 6.22. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP previamente à compensação (retificador trifásico com carga RC): (a) Espectro harmónico das correntes da rede elétrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico.

Na Figura 6.23 são apresentados os resultados obtidos após o FAP iniciar as compensações, na qual estão representadas as formas de onda sinusoidais das correntes da rede elétrica em cada uma das fases. Na Figura 6.24(a) é apresentado o espectro harmónico das correntes da rede elétrica após o FAP iniciar as compensações verificando-se como expectável uma diminuição da THD%f para 3%. Na Figura 6.24(b) é ainda possível verificar a ocorrência de uma correção do fator de potência total para a unidade, bem como a diminuição da potência reativa para 0,05kVAr.

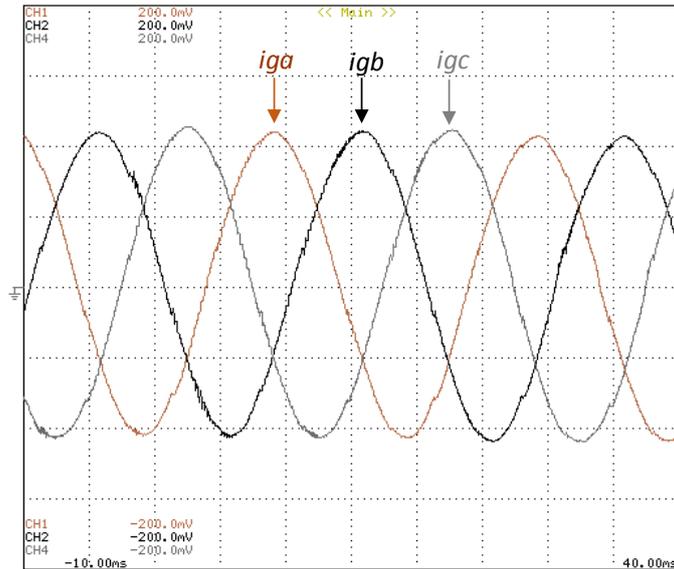
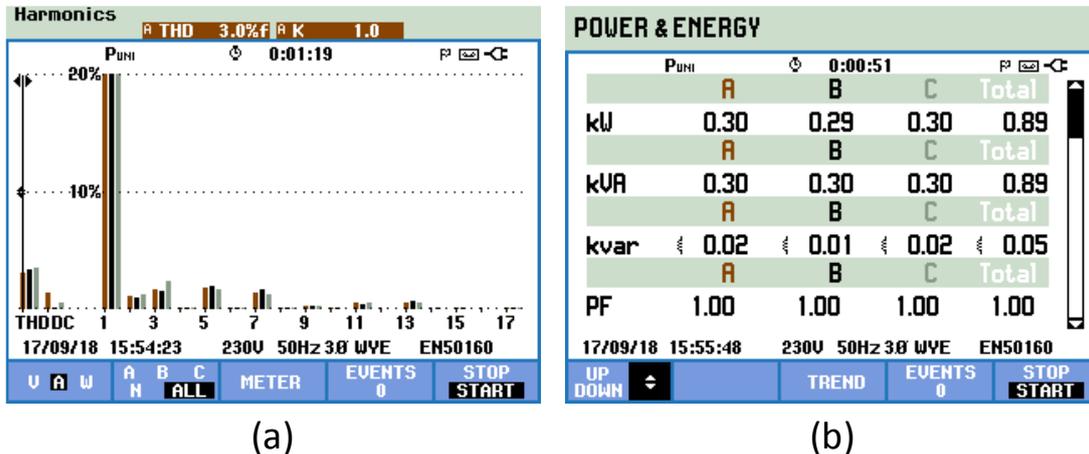


Figura 6.23. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC): correntes da rede elétrica em cada uma das fases (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}).



(a)

(b)

Figura 6.24. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP posteriormente à compensação (retificador trifásico com carga RC): (a) Espectro harmónico das correntes da rede elétrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico.

Posteriormente realizou-se um teste semelhante ao anterior mas que apresentava como divergência a utilização de uma carga dinâmica, ou seja é utilizado igualmente o retificador trifásico com filtro capacitivo que inicialmente está em paralelo com duas resistências também estas em paralelo, mas para a realização deste ensaio adicionou-se mais duas resistências em paralelo sendo estas acionadas por meio de um disjuntor, sendo assim é possível ver o comportamento do FAP face a uma carga dinâmica bem como comparar os resultados obtidos. Na Figura 6.25 são apresentadas as formas de onda sinusoidais das correntes da rede elétrica em cada uma das fases já compensadas, verificando-se um aumento das mesmas aquando do acionamento do disjuntor que conecta mais duas resistências em paralelo.

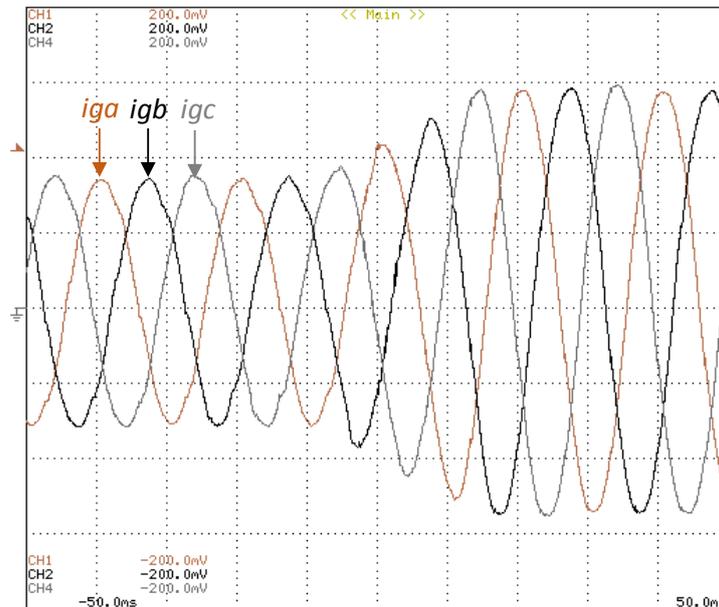


Figura 6.25. Resultados experimentais obtidos durante o modo de operação do FAP (retificador trifásico com carga RC com carga dinâmica) posteriormente à compensação: correntes da rede elétrica em cada uma das fases (*iga*, *igb*, *igc*)

Na Figura 6.26(a) é apresentado o espectro harmónico das correntes das rede elétrica após a compensação e, na qual, é possível verificar que a THD%f diminui para 1.9%, aquando da conexão de mais duas resistências em paralelo, o que se traduz num melhor resultado face ao resultado anterior. Na Figura 6.26(b) é possível verificar a correção do fator de potência total para a unidade.

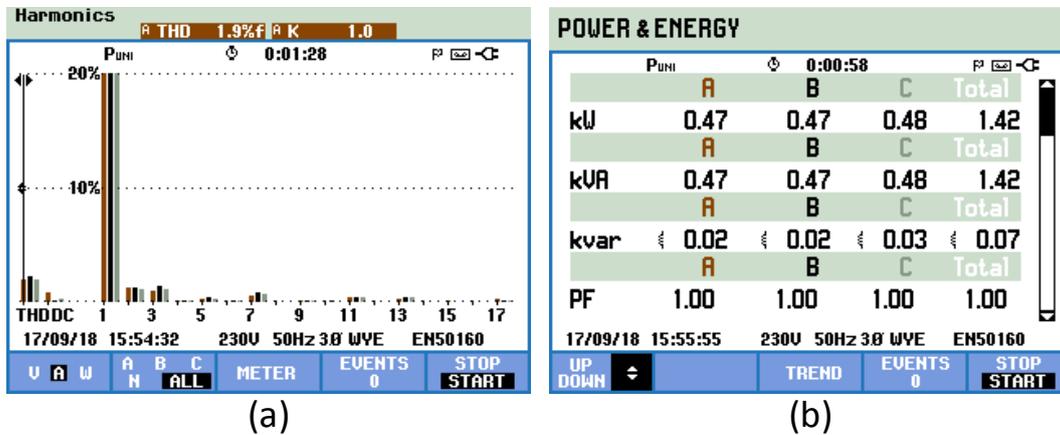


Figura 6.26. Resultados experimentais obtidos no modo de operação FAP posteriormente à compensação (retificador trifásico com carga RC dinâmica): (a) Espectro harmónico das correntes da rede elétrica; (b) Fator de Potência total e potências no sistema trifásico

A partir dos resultados obtidos é possível constatar que o FAP apresenta um desempenho satisfatório.

6.6 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos em função dos vários testes executados ao FAP e ao conversor CC-CC multinível. Inicialmente

procedeu-se com a validação de alguns dos estágios de controlo do FAP, mais propriamente o algoritmo da PLL trifásica com o intuito de confirmar a correta sincronização com a rede elétrica bem como o carregamento e regulação do barramento CC. De seguida, como meio de validar a operacionalidade do conversor CC-CC multinível foram executados testes experimentais individuais sem qualquer conexão à rede elétrica em que o objetivo foi verificar a correta aplicação dos sinais de PWM aos IGBTs resultando num correto funcionamento do conversor aquando da alimentação de uma carga resistiva. Posteriormente, foram apresentados os resultados obtidos do algoritmo de MPPT, na qual se verifica que a estratégia de controlo implementada procura a extração da máxima potência.

Após a validação do conversor CC-CC multinível, procederam-se com os testes experimentais no sentido de validar a operacionalidade do FAP a operar em conjunto com o conversor CC-CC multinível, permitindo validar um comportamento dinâmico dos conversores no que concerne à transferência de energia dependendo do modo de operação. Neste sentido, foram apresentados os resultados experimentais obtidos em função dos ensaios efetuados na qual se verificou um correto funcionamento de ambos os conversores permitindo um fluxo unidirecional de energia por parte do circuito que emula os painéis solares fotovoltaicos para a rede elétrica e baterias e um fluxo bidirecional de energia entre o circuito que emula as baterias e a rede elétrica.

Por fim foram executados testes ao FAP a compensar uma carga não linear, mais propriamente um retificador trifásico com carga RC, e com carga RC dinâmica onde os resultados apresentados comprovam um desempenho satisfatório por parte do FAP uma vez que se verificou uma redução do valor da THD%_f das correntes da rede elétrica para valores aceitáveis bem como a correção do fator de potência total para a unidade. Importa referir que no ensaio realizado com a carga dinâmica foram obtidos os melhores resultados.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação de mestrado foi apresentado todo o processo de conceção de uma topologia de um conversor CC-CC multinível para um UPQC trifásico. No desenvolvimento desta dissertação o objetivo foi conceder a um sistema capaz de mitigar problemas de qualidade de energia, UPQC, a capacidade de injeção de energia na rede elétrica através de fontes energia renováveis, bem como a interface com um sistema de armazenamento de energia (baterias), com o intuito de armazenar ou fornecer energia elétrica.

Sendo assim, no primeiro capítulo foi abordada uma série de paradigmas de forma a enquadrar os objetivos principais da presente dissertação. Numa primeira fase abordou-se a temática dos problemas de qualidade de energia de forma a compreender a sua origem, a forma como influenciam a operacionalidade das instalações elétricas, bem como dos equipamentos a elas interligados. De seguida foi realizada uma análise sobre as energias renováveis abordando a evolução deste sector ao longo dos anos com principal destaque na energia solar e de que forma estas se podem assumir como uma solução viável e alternativa às fontes de produção de energia tradicionais. Ainda neste segmento, foi apresentada uma análise estatística numa perspetiva futurista acerca do processo de inserção das energias renováveis no panorama energético português, tendo em linha de conta os planos do foro energético que as entidades governamentais se têm proposto. Numa última fase, foi abordado o conceito de *Smart Grids* explicando os parâmetros envolventes acerca deste conceito e de que forma pode contribuir para o desenvolvimento energético sustentável.

No segundo capítulo, inicialmente, foi apresentado o panorama energético português bem como a reformulação que tem vindo a ser implementada no setor de produção de energia em Portugal. De seguida efetuou-se uma análise detalhada acerca das energias renováveis como fontes de produção de energia, destacando as suas principais vantagens e desvantagens, e a sua evolução ao longo dos últimos anos, tendo como principal foco a energia solar. Para além disso foram apresentados dados estatísticos, tanto a nível internacional como nacional,

relacionados com este tipo de fonte de energia, providenciando um estudo comparativo evolutivo da mesma, destacando-se como sendo das fontes de energia renovável com maior investimento por parte das entidades governamentais dado o demonstrativo potencial. Ainda no presente capítulo abordou-se a temática relacionada com os sistemas solares fotovoltaicos dando especial ênfase às diferentes tecnologias envolvidas na conceção dos mesmos, evidenciando as suas principais características. Na abordagem deste conceito, teve-se como principal foco demonstrar a importância do conhecimento das diferentes tecnologias uma vez que fatores como a radiação incidente e a temperatura influenciam, de forma direta, a produção de energia. Por último, foram apresentadas as tecnologias constituintes do sistema de armazenamento de energia, sendo a sua integração em sistemas de produção de energia renovável cada vez mais uma realidade. Neste sentido, importa realçar que as baterias eletroquímicas são das tecnologias de armazenamento de energia com maior aplicação em sistemas solares fotovoltaicos, pelo que foram apresentados os tipos de baterias mais relevantes para este tipo de aplicação, bem como as suas vantagens e desvantagens. Posto isto, por todo o processo de investigação e análise realizado foi possível adquirir e consolidar conhecimentos acerca de sistemas solares fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia.

No terceiro capítulo foi apresentado um estudo detalhado acerca de topologias de conversores CC-CC, quer isolados quer não isolados. Após ser efetuada uma análise aos requerimentos do projeto, concluiu-se que uma topologia não isolada consentia uma melhor solução para o projeto em questão. De seguida, foram apresentados os algoritmos de MPPT evidenciando as propriedades de cada um, a forma como é determinado o ponto de máxima potência dos sistemas solares fotovoltaicos, bem como as técnicas de carregamento de baterias com maior relevância na literatura, de forma a conceber um sistema funcional e viável. Ainda neste segmento, foram apresentadas algumas das técnicas de controlo de corrente aplicadas aos conversores CC-CC, assim como a técnica de modulação.

No quarto capítulo foi efetuado um processo descritivo detalhado acerca da topologia proposta. Inicialmente foram apresentados os modos de operação possíveis, sendo de seguida explicados, de forma sucinta, o princípio de operação da topologia proposta nos pontos de interface para a qual foi projetada, mais propriamente com os painéis solares fotovoltaicos e com as baterias. Ainda nesta fase foram descritas as estratégias de controlo implementadas para um correto funcionamento da topologia proposta. Numa segunda fase, foram apresentadas as simulações computacionais implementadas de forma a proceder com a validação da topologia proposta, bem como dos algoritmos de controlo implementados.

Como a presente dissertação visa a conceção de uma parte integrante (conversor CC-CC) de um UPQC, inicialmente foram executadas simulações computacionais individuais ao conversor CC-CC e para os quais foram apresentados os respetivos resultados podendo, desta forma, validar a operacionalidade da topologia proposta. Dentro deste segmento, foram implementados os algoritmos de MPPT que permitem a extração da máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos bem como do algoritmo de carregamento das baterias (corrente constante seguido de tensão constante). Após a validação em termos individuais, procedeu-se com a simulação do sistema completo, na qual foi possível validar a operacionalidade do UPQC, uma vez que foi possível verificar o correto desempenho do UPQC enquanto sistema de resolução de problemas de qualidade de energia, bem como validar os modos de operação inerentes ao conversor CC-CC, bem como enaltecer o funcionamento correto dos algoritmos de controlo estabelecidos nas diferentes condições estabelecidas.

No quinto capítulo, foi apresentado todo o processo construtivo do sistema, na qual foi efetuada uma descrição pormenorizada acerca de todos os elementos constituintes na implementação laboratorial. Inicialmente foi apresentada a projeção do protótipo implementado em 2D e que serviu de modelo para a sua implementação real o que permitiu a conceção de um protótipo laboratorial muito bem conseguido. De seguida foram apresentados os elementos constituintes do andar de potência do respetivo sistema da qual importa realçar que a ligação do barramento CC do UPQC foi executada com recurso a barras de cobre de forma a conferir uma alta fiabilidade das ligações elétricas. É relevante referir que muitos dos componentes foram selecionados devido à sua disponibilidade no laboratório do GEPE oriundos de projetos anteriores. Por fim foram apresentados todos os elementos constituintes do sistema de controlo que permitiram construir um sistema de controlo otimizado e funcional permitindo que o conversor apresente um desempenho satisfatório. Não menos relevante é o facto de o conversor CC-CC ter sido projetado para operar com uma tensão de valor médio de 800 V no barramento CC do lado do paralelo do conversor tendo a capacidade de transferir uma potência de 3 kW entre cada umas das fases do FAP perfazendo uma potência nominal do conversor CC-CC de 9 kW.

No capítulo 6, foram apresentados os resultados obtidos em contexto laboratorial do conversor CC-CC e do FAP de forma a validar uma das funções do UPQC, não sendo possível validar o FAS. Numa primeira fase foram apresentados resultados da técnica de sincronização com a rede elétrica, mais propriamente do algoritmo da PLL trifásica, na qual foi possível verificar uma correta sincronização com a rede elétrica, bem como do correto carregamento e regulação do barramento CC através de um controlador PI, o que se traduz

num correto funcionamento dos algoritmos de controlo implementados. De seguida procedeu-se com a validação experimental do conversor CC-CC à semelhança do que foi implementado nas simulações computacionais, também na realidade inicialmente se procedeu com a validação individual do conversor CC-CC. De acordo com os resultados obtidos foi possível comprovar um correto funcionamento por parte do conversor CC-CC em ambos os pontos de interface para o qual foi projetado. Ainda neste segmento foi validado o algoritmo de MPPT implementado. Numa fase posterior apresentaram-se resultados experimentais do conversor CC-CC a operar em conjunto com o FAP de forma a validar o comportamento dinâmico entre ambos, no que concerne à injeção de energia ou ao requerimento da mesma, dependendo do modo de operação. Neste sentido foi possível emular o carregamento das baterias a partir dos painéis solares fotovoltaicos tendo este que ser complementado pela rede elétrica uma vez que a potência máxima fornecida pelos painéis não era suficiente para o carregamento das baterias. Por fim foram apresentados os resultados experimentais do FAP a compensar uma carga não linear, mais propriamente um retificador trifásico com carga RC, na qual foi possível apurar um correto funcionamento dos algoritmos implementados o que se traduziu numa redução dos valores THD% da corrente na rede elétrica assim como a correção do FP para a unidade. Sendo assim, face aos resultados obtidos importa reforçar a ideia que foi possível validar todos os algoritmos de controlo implementados bem como validar experimentalmente o protótipo desenvolvido.

Posto isto é importante realçar que no âmbito da realização da presente dissertação de mestrado foram desenvolvidas um vasto leque de competências resultado de uma considerável carga de trabalho tanto a nível de pesquisa bibliográfica na qual foi efetuada uma revisão extensiva sobretudo em artigos técnicos e científicos sobre a tecnologia solar fotovoltaica, sistemas de armazenamento de energia, conversores CC-CC isolados e não isolados bem como de algoritmos de controlo de corrente e técnicas de modulação aplicáveis aos mesmos, quer a nível de implementação prática. Em termos de implementação prática, o desenvolvimento do protótipo do UPQC tornou-se um processo exigente uma vez que foi necessário construir artesanalmente os conversores, determinar as características de operação da topologia proposta de forma a selecionar corretamente os componentes eletrónicos a utilizar, soldar os componentes nas placas de circuito impresso que constituem o sistema de controlo. Neste sentido foi possível desenvolver a capacidade de seleção de componentes eletrónicos, competências a nível de soldadura de componentes, capacidade de desenvolvimento de hardware e de software. Adicionalmente, foram também desenvolvidas competências a nível do manuseamento de instrumentos de medida tais como os

osciloscópios digitais bem como de instrumentos que permitem analisar a qualidade de energia elétrica.

Importa ressaltar que embora os resultados apresentados tenham sido efetuados para uma tensão eficaz de 50 V por fase, toda a conceção do sistema teve em linha de conta a possibilidade da ligação à rede elétrica de 400 V-230 V.

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

De acordo com os resultados obtidos na realização deste trabalho é possível apurar que a topologia implementada é uma solução viável bem como todos os algoritmos de controlo implementados. No entanto existem alguns parâmetros do projeto a explorar, como por exemplo, seria importante validar o carregamento real de uma bateria através do algoritmo de carregamento indicado pelo fabricante, salvaguardando a vertente do carregamento ser efetuado apenas pela rede elétrica ou pelos painéis solares fotovoltaicos. Seria da mesma forma interessante, efetuar os testes experimentais ao conversor CC-CC no ponto de acoplamento com os painéis solares fotovoltaicos com painéis solares fotovoltaicos reais, substituindo desta forma o sistema que permitiu emular o seu comportamento de forma a verificar o comportamento do algoritmo de MPPT em condições reais de operação. Importa ressaltar acerca da necessidade de adaptar e ajustar os ganhos do algoritmo, uma vez que os resultados, face a alterações bruscas nas condições de radiação e temperatura, são insatisfatórios. Ainda neste segmento seria importante a implementação de um outro algoritmo de MPPT de forma a efetuar uma comparação em termos de rendimento entre os algoritmos implementados. Um outro aspeto a explorar seria a realização de novos ensaios, sendo aumentada de forma progressiva a tensão até atingir os valores nominais de operação para o qual o conversor foi projetado, verificando a sua eficiência em diferentes valores de tensão

Em termos de sistema total, seria proveitoso validar o correto funcionamento do UPQC, validando desta forma a operacionalidade do FAS, uma vez que foi o único elemento integrante do sistema que não pôde ser validado. Dessa forma, seria possível validar o correto comportamento do UPQC e, assim, cumprir todos os objetivos propostos na conceção do sistema total. Uma outra sugestão de trabalho futuro, interessante, seria a implementação de outras estratégias de controlo de corrente aplicáveis aos conversores implementados de modo a aferir a eficiência dos mesmos em comparação com os resultados obtidos na presente dissertação.

Dos objetivos propostos na presente dissertação estes são os aspetos que devem sofrer alterações de forma a otimizar o sistema desenvolvido. No entanto, ainda podem ser implementadas novas funcionalidades tais como o desenvolvimento de uma aplicação que permita a interface com o utilizador no sentido deste poder escolher o modo de carregamento da bateria, se por via dos painéis solares fotovoltaicos ou por via da rede elétrica, de saber o estado de carga da bateria, de possibilitar a utilização da energia armazenada nas baterias em períodos de falha energética bem como de providenciar a alimentação de uma eventual carga através dos painéis solares fotovoltaicos. Também seria interessante implementar no UPQC desenvolvido a possibilidade de executar funções como UPS.

Lista de Referências

- [1] B. Singh, C. Jain, S. Goel, R. Gogia, and U. Subramaniam, “A Sustainable Solar Photovoltaic Energy System Interfaced with Grid-Tied Voltage Source Converter for Power Quality Improvement,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 45, no. 2, pp. 171–183, 2017.
- [2] J. Luiz, A. Júlio, and S. Martins, “Qualidade da Energia Elétrica,” *Revista o Electricista*, vol. 9, no. 3, pp. 66–71, 2004.
- [3] C. M. Cerca Magalhães, J. F. Ferreira Pinto, C. A. L. Valente Teixeira, M. M. Pinho Ferreira, and I. M. A. de Moura Teixeira, “Regulamento de Publicação de Atos no Diário da República — II SÉRIE,” *República Port.*, no. Regulamento Qualidade de Serviço, pp. 3334–3362, 2006.
- [4] CENELEC, “Norma Portuguesa NP EN50160, Características da tensão fornecida pelas redes de distribuição pública de energia eléctrica.” [Online]. Available: https://paginas.fe.up.pt/~ee86007/pagina_norma_np_en_50160-2001.htm. [Accessed: 13-Sep-2018].
- [5] J. G. O. Pinto, “Nova Topologia de UPQC sem Transformadores para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica.” Tese de Doutoramento, Universidade do Minho, 2011.
- [6] J. S. Subjak and J. S. McQuilkin, “Harmonics -- Causes, effects, measurements, and analysis: An update,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 6, pp. 1034–1042, 1990.
- [7] M. Trindade, J. S. Martins, and J. L. Afonso, “Desenvolvimento de um Sistema para Optimização da Extracção de Energia de Painéis Solares Fotovoltaicos,” *Revista Engenharia Electrónica Industrial e Computadores*, pp. 11–12, 2005.
- [8] Eurostat, “Renewable energy in the Europe,” 2017.
- [9] APREN, “Eletricidade Renovável em Revista,” 2016.
- [10] E. U. Haq, H. Xu, L. Pan, and M. I. Khattak, “Smart Grid security: threats and solutions,” *2017 13th Int. Conf. Semant. Knowl. Grids*, pp. 188–193, 2017.
- [11] EDP, “Redes Inteligentes.” [Online]. Available: <https://www.edpdistribuicao.pt/pt/rede/InovGrid/Pages/RedesInteligentes.aspx>. [Accessed: 24-Sep-2018].
- [12] R. Model, “Smart Grid Ieee Vision for Smart Grid Controls : 2030 and Beyond Reference Model,” *IEEE Smart Grid Res.*, 2014.
- [13] “What is the Smart Grid?” [Online]. Available: https://www.smartgrid.gov/the_smart_grid/smart_grid.html. [Accessed: 24-Sep-2018].
- [14] “O poder da Smart Grid - Fujitsu Portugal.” [Online]. Available: <http://www.fujitsu.com/pt/docs/smartgrid.html>. [Accessed: 24-Sep-2018].
- [15] ADENE, “Guia Da Eficiência Energética,” *Guia Da Eficiência Energética*, pp. 1–94, 2011.
- [16] M. T. Arif, A. M. T. Oo, and A. B. M. S. Ali, “Estimation of energy storage and its feasibility analysis,” pp. 41–78, 2013.
- [17] “Autoconsumo vs. Pequena Produção,” *FF Sol. Energias Renov.*, 2017.
- [18] M. do Ambiente, “Decreto-Lei n.º 153/2014,” *Diário da República - I Série*, vol. N.º 202, pp. 5298–5311, 2014.
- [19] APREN, “Avaliação dos custos e benefícios da eletricidade de origem renovável,” pp. 1–16, 2011.
- [20] APREN and Deloitte, “Impacto macroeconómico do setor da eletricidade de origem renovável

- em Portugal Índice,” pp. 1–79, 2014.
- [21] DGEG, “Energias Renováveis,” pp. 1–21, 2017.
- [22] “Energias renováveis | Relatório do Estado do Ambiente.” [Online]. Available: <https://rea.apambiente.pt/content/energias-renovaveis>. [Accessed: 20-Nov-2017].
- [23] IEA, “Market Report Series Renewables 2017,” *Mark. Rep. Ser.*, pp. 1–12, 2017.
- [24] “Renewables 2017.” [Online]. Available: <https://www.iea.org/publications/renewables2017/>. [Accessed: 01-Oct-2018].
- [25] “The European Power Sector in 2017 - Sandbag.” [Online]. Available: <https://sandbag.org.uk/project/european-energy-transition-power-sector-2017/>. [Accessed: 16-Feb-2018].
- [26] “EUROPA - Energia | União Europeia.” [Online]. Available: https://europa.eu/european-union/topics/energy_pt. [Accessed: 16-Feb-2018].
- [27] “GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA SOLAR – Painéis Solares.” [Online]. Available: <https://fomatheus.wordpress.com/>. [Accessed: 08-Feb-2018].
- [28] M. Schmela, “Global market outlook,” 2017.
- [29] IEA, “Snapshot of Global Photovoltaic Markets,” *IEA PVPS*, pp. 1–16, 2017.
- [30] R. Ferroukhi, A. Khalid, C. García-Baños, and M. Renner, “Renewable Energy and Jobs: Annual Review 2017,” *Int. Renew. Energy Agency*, p. 16, 2017.
- [31] “:: Portal das Energias Renováveis ::” [Online]. Available: http://energiasrenovaveis.com/DetailConceitos.asp?ID_conteudo=47&ID_area=8&ID_sub_area=27. [Accessed: 17-Feb-2018].
- [32] Deloitte and APREN, “Impacto macroeconómico do sector da eletricidade renovável em Portugal,” pp. 1–9, 2014.
- [33] IEA, “Photovoltaic power systems programme annual report 2015,” *PVPS Annu. Rep. 2015*, pp. 1–130, 2015.
- [34] N. Mundial, N. O. Desenvolvimento, and D. A. S. Energias, “Central Solar a Maior Central Fotovoltaica Do Mundo.”
- [35] IEA, “Photovoltaic power systems programme annual report 2017,” *PVPS Annu. Rep. 2017*, pp. 1–130, 2017.
- [36] K. Mertens, “Photovoltaics: Fundamentals, Technology and Practice.” 2014.
- [37] A. Luque and S. Hegedus, “Handbook of Photovoltaic Science,” 2003.
- [38] “Photovoltaics effect.” [Online]. Available: <http://www.engineering.com/SustainableEngineering/RenewableEnergyEngineering/SolarEnergyEngineering/Photovoltaics/tabid/3890/Default.aspx>. [Accessed: 31-Jan-2018].
- [39] CRESESEB, “Energia solar princípios e aplicações,” *Cent. Ref. para Energ. Sol. e Eólica*, p. 28, 2008.
- [40] GREENPRO, “Summary for Policymakers,” *Clim. Chang. 2013 - Phys. Sci. Basis*, vol. 53, no. 9, pp. 1–30, 2004.
- [41] S. S. A. Freitas, “Dimensionamento de sistemas fotovoltaicos.” Dissertação de Mestrado, Instituto Politécnico de Bragança, 2008.
- [42] “Photovoltaics.” [Online]. Available: <https://www.solarserver.com/knowledge/basic-knowledge/photovoltaics.html>. [Accessed: 31-Jan-2018].
- [43] “As tecnologias e eficiências das células fotovoltaicas – Microgeração Fotovoltaica.” [Online]. Available: <https://microgeracaofv.wordpress.com/2016/09/10/as-tecnologias-e-eficiencias-das-celulas-fotovoltaicas/>. [Accessed: 17-Feb-2018].
- [44] “Solar (PV) Panel Comparison for Efficiency, Material, Voltage.” [Online]. Available:

- <https://www.azocleantech.com/article.aspx?ArticleID=603>. [Accessed: 26-Sep-2018].
- [45] S. Lyden, M. E. Haque, A. Gargoom, M. Negnevitsky, and P. I. Muoka, “Modelling and parameter estimation of photovoltaic cell,” *Univ. Power Eng. Conf. (AUPEC), 2012 22nd Australas.*, pp. 1–6, 2012.
- [46] S. Aazou and E. M. Assaid, “Modelling real photovoltaic solar cell using Maple,” *Proc. Int. Conf. Microelectron. ICM*, no. 6, pp. 394–397, 2009.
- [47] A. M. Humada, F. B. Samsuri, M. Hojabria, M. B. Mohamed, M. H. Bin Sulaiman, and T. H. Dakheel, “Modeling of photovoltaic solar array under different levels of partial shadow conditions,” *16th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo. PEMC 2014*, pp. 461–465, 2014.
- [48] M. A. Ionescu, S. S. Iliescu, N. Arghira, and I. Fagarasan, “PV module behavior model for different external factors conditions,” *2016 IEEE Int. Conf. Autom. Qual. Testing, Robot.*, pp. 1–6, 2016.
- [49] A. Barchowsky, J. P. Parvin, G. F. Reed, M. J. Korytowski, and B. M. Grainger, “A comparative study of MPPT methods for distributed photovoltaic generation,” *2012 IEEE PES Innov. Smart Grid Technol. ISGT 2012*, pp. 1–7, 2012.
- [50] W. Xiao, N. Ozog, and W. G. Dunford, “Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1696–1704, 2007.
- [51] W. Saranrom and S. Polmai, “The efficiency improvement of series connected PV panels operating under partial shading condition by using per-panel DC/DC converter,” *ECTI-CON 2011 - 8th Electr. Eng. Electron. Comput. Telecommun. Inf. Technol. Assoc. Thail. - Conf. 2011*, pp. 760–763, 2011.
- [52] E. Román, R. Alonso, P. Ibañez, S. Elorduizapatarietxe, and D. Goitia, “Intelligent PV module for grid-connected PV systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1066–1073, 2006.
- [53] H. Patel and V. Agarwal, “MATLAB-based modeling to study the effects of partial shading on PV array characteristics,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 302–310, 2008.
- [54] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2511–2526, 2014.
- [55] A. D. Hansen, P. Sørensen, and L. H. Hansen, *Models for a Stand-Alone PV System*. 2000.
- [56] A. Ozdemir, E.; Ozdemir, S.; Erhan, K.; Aktas, “Energy storage technologies opportunities and challenges in smart grids,” *2016 3rd Int. Smart Grid Work. Certif. Progr.*, pp. 15–20, 2016.
- [57] N. Garimella and N.-K. C. Nair, “Assessment of battery energy storage systems for small-scale renewable energy integration,” *TENCON 2009 - 2009 IEEE Reg. 10 Conf.*, pp. 1–6, 2009.
- [58] S. Ahmad Hamidi, D. M. Ionel, and A. Nasiri, “Modeling and management of batteries and ultracapacitors for renewable energy support in electric power systems-An overview,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 43, no. 12, pp. 1434–1452, 2015.
- [59] A. R. Sparacino, G. F. Reed, R. J. Kerestes, B. M. Grainger, and Z. T. Smith, “Survey of battery energy storage systems and modeling techniques,” *2012 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2012.
- [60] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, and Y. Ding, “Progress in electrical energy storage system: A critical review,” *Prog. Nat. Sci.*, vol. 19, no. 3, pp. 291–312, 2009.
- [61] F. Díaz-González, A. Sumper, O. Gomis-Bellmunt, and R. Villafáfila-Robles, “A review of energy storage technologies for wind power applications,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 4, pp. 2154–2171, May 2012.
- [62] M. Chen and G. A. Rincón-Mora, “Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511,

- 2006.
- [63] M. Cacciato, G. Nobile, G. Scarcella, and G. Scelba, "Real-time model-based estimation of SOC and SOH for energy storage systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 794–803, 2017.
- [64] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems," *2016 II Int. Young Sci. Forum Appl. Phys. Eng.*, no. October, pp. 22–28, 2016.
- [65] A. Lavanya, J. D. Navamani, K. Vijayakumar, and R. Rakesh, "Multi-input DC-DC converter topologies-a review," *Int. Conf. Electr. Electron. Optim. Tech. ICEEOT 2016*, pp. 2230–2233, 2016.
- [66] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook," in *Power Electronics Handbook*, Third Edit., 2011.
- [67] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. 2001.
- [68] S. Arun, "Review and performance analysis of high step-up DC-DC converters for photovoltaic application," *Int. Conf. Electr. Instrum. Commun. Eng.*, pp. 1–5, 2017.
- [69] V. B. Savakhande, R. I. T. Sakharale, C. L. Bhattar, R. I. T. Sakharale, and P. L. Bhattar, "Voltage-lift DC-DC converters for photovoltaic application- A review," *2017 Int. Conf. Data Manag. Anal. Innov.*, pp. 172–176, 2017.
- [70] W. Josias de Paula, D. de S. Oliveira Júnior, D. de C. Pereira, and F. L. Tofoli, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 10, pp. 2044–2057, 2015.
- [71] B. Lin and H. Lu, "Single-phase three-level PWM rectifier," *IEEE 1999 Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, no. July, pp. 63–68, 1999.
- [72] C. Balakishan, N. Sandeep, M. V. Aware, and P. Bauer, "Design and implementation of three-level DC-DC converter with golden section search based MPPT for the photovoltaic applications," *Adv. Power Electron.*, vol. 2015, no. March, 2015.
- [73] Y. Zhang, Y. Gao, J. Li, and M. Sumner, "Interleaved switched-capacitor bidirectional DC-DC converter with wide voltage-gain range for energy storage systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, 2017.
- [74] V. Monteiro, "Desenvolvimento de Sistemas de Carregamento Bidirecionais para Veículos Elétricos com Novos Modos de Operação para Smart Grids." Tese de Doutorado, Universidade do Minho, 2016.
- [75] D. A. Ruiz-Caballero and I. Barbi, "A new flyback-current-fed push-pull DC-DC converter," 1998.
- [76] R. P. Torrico-Bascopé, C. G. C. Branco, G. V. Torrico-Bascopé, C. M. T. Cruz, F. A. A. De Souza, and L. H. C. Barreto, "A new isolated DC-DC boost converter using three-state switching cell," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, no. 1, pp. 607–613, 2008.
- [77] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter with dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 4172–4176, 2012.
- [78] A. R. Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, and M. M. Hernando, "An overall study of a dual active bridge for bidirectional DC-DC conversion," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 1129–1135, 2010.
- [79] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2299–2306, 2007.
- [80] D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, "Optimized maximum power point tracker for fast-changing environmental conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2629–2637, Jul. 2008.

- [81] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic based microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1021, Apr. 2011.
- [82] T. Esumi and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007.
- [83] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [84] S. Li, B. Zhang, T. Xu, and J. Yang, "A new MPPT control method of photovoltaic grid-connected inverter system," in *The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC)*, 2014, pp. 2753–2757.
- [85] S. Baraskar, S. K. Jain, and P. K. Padhy, "Fuzzy logic assisted P and O based improved MPPT for photovoltaic systems," *Int. Conf. Emerg. Trends Electr. Electron. Sustain. Energy Syst. ICETEESSES 2016*, pp. 250–255, 2016.
- [86] "Reguladores de Carga." [Online]. Available: https://paginas.fe.up.pt/~ee03096/index_ficheiros/Page849.htm. [Accessed: 16-Feb-2018].
- [87] "Battery Information." [Online]. Available: <https://batteryuniversity.com/>. [Accessed: 18-Feb-2018].
- [88] I. Buchmann, "Batteries in a Portable World," vol. 2, Cadex Electronics, 2001.
- [89] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and performance analysis of different current control strategies of voltage source inverter," *2013 Int. Conf. Power, Energy Control*, pp. 310–315, 2013.
- [90] A. Araujo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and comparison of different switching techniques for shunt active power filters," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1519–1525, 2014.
- [91] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998.
- [92] J. Holtz, "Pulsewidth modulation—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, 1992.
- [93] L. Malesani and P. Mattavelli, "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1194–1202, 1997.
- [94] F. Wu, F. Feng, L. Luo, J. Duan, and L. Sun, "Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 270–277, 2015.
- [95] X. L. Li, J. G. Park, and H. B. Shin, "Comparison and evaluation of anti-windup PI controllers," *J. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 45–50, 2011.
- [96] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [97] Kyocera, "Datasheet: High-efficiency multicrystal photovoltaic module KC200GT-2." 2009.
- [98] L. F. C. Monteir, J. L. Afonso, J. G. Pinto, E. H. Watanabe, M. Aredes, and H. Akagi, "Compensation algorithms based on the p-q and CPC theories for switching compensators in micro-grids," in *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, 2009, pp. 32–40.
- [99] Semikron, "Datasheet: Skm50Gb063D." 2010.
- [100] S. Terminals, "Datasheet: Capacitor B43456."
- [101] Semikron, "Datasheet: Driver de IGBT SKHI22A(R)," 2009.

- [102] J. Lamp- Semikron, “Datasheet: IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification,” 2008.
- [103] Semikron, “Datasheet: Dissipador P3,” 2005.
- [104] Semikron, “Datasheet: Ventoinha SKF 3-230-01,” 2003.
- [105] M. Schwabener Str and D.-I. habil Jigou Liu-ChenYang, “Datasheet: Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A,” 2016.
- [106] LEM, “Datasheet: Current Transducer LA 55-P,” 2014.
- [107] Texas Instruments, “Datasheet: Ne555,” 2014.
- [108] Texas Instruments, “Datasheet: DAC TLV5610,” 2008.
- [109] Texas Instruments, “Datasheet: C2000 Real-Time Microcontrollers,” 2011.
- [110] Texas Instruments, “Datasheet: TMS320F2833X, TMS320F2823X Digital Signal Controllers (DSCs).” 2007.
- [111] Traco Power, “Datasheet: AC/DC Enclosed Power Supply TXL 060/070 Series,” 2018.