



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Luís André Magalhães de Barros

Desenvolvimento de um Microinversor com
Armazenamento Local de Energia para
Aplicações Solares Fotovoltaicas

Luís André Magalhães de Barros
Desenvolvimento de um Microinversor com Armazenamento
Local de Energia para Aplicações Solares Fotovoltaicas

UMinho | 2016

outubro de 2016



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Luís André Magalhães de Barros

Desenvolvimento de um Microinversor com
Armazenamento Local de Energia para
Aplicações Solares Fotovoltaicas

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

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Aos meus pais.

Agradecimentos

Este projeto de dissertação não teria sido possível concretizar sem a ajuda de algumas pessoas, às quais pretendo retribuir com os meus mais sinceros agradecimentos:

Ao meu orientador Doutor Gabriel Pinto, por toda a disponibilidade, dedicação e espírito crítico prestado desde do início desta etapa, lançando novos desafios que contribuíram fortemente para o aprofundamento, melhoramento e implementação prática de alguns conhecimentos adquiridos ao longo do curso.

Ao professor Doutor João Luiz Afonso, pelo conhecimento transmitido, em especial foco, nas Unidades Curriculares de especialização, o que permitiu chegar a esta etapa com uma bagagem de conhecimento imprescindível para a realização deste projeto.

Aos alunos de doutoramento do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE): Bruno Exposto, Delfim Pedrosa e, recém-doutorado, Vítor Monteiro que, mesmo em tempos difíceis e em fase finais da conclusão das suas teses de doutoramento foram incansáveis na ajuda, disponibilizando sempre tempo para debater ideias o que permitiu levar este desafio ainda mais avante, evitando possíveis contratempos maiores. De realçar o espírito de camaradagem e o bom ambiente proporcionado no laboratório como sendo aspetos chave para a realização de um bom trabalho.

Aos meus colegas e amigos académicos, que me acompanharam ao longo da realização desta dissertação, por toda a amizade, entajuda e boa disposição proporcionada.

Aos meus pais por me possibilitarem a realização de um sonho mesmo em tempos mais complicados abdicando, por vezes, dos seus sonhos pessoais. De igual modo, quero agradecer ao meu irmão Davide, pelo gosto mútuo e contagiante na área da eletrónica de potência, partilhando conhecimentos úteis que contribuíram para uma abordagem prática com maior confiança.

Ao meu padrinho académico Eng. Bruno Duarte, pela amizade, ajuda e espírito crítico prestado ao longo destes anos, fazendo-me crescer como pessoa, sendo incansável no apoio nos momentos de maior dificuldade.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, D. Ângela Macedo, Sr. Carlos Torres e Sr. Joel Almeida, pela simpatia e pelo empenho prestado no auxílio aquando da existência de maiores dificuldades técnicas.

Por fim, quero deixar um agradecimento especial ao meu amigo Emanuel Ribeiro, pela ajuda, amizade e pelos bons momentos partilhados durante estes anos académicos. A ti, o meu muito obrigado! Serás sempre o nosso Hermione!

Resumo

Nos últimos séculos, tem-se assistido a uma crescente procura e exploração de combustíveis fósseis com o intuito de saciar as necessidades energéticas da sociedade. O aumento populacional aliado à revolução industrial, iniciada no princípio do século XIX, levou a uma frenética exploração das fontes de energia causando danos ambientais irreparáveis. Esta tendência necessita de ser controlada de modo a permitir um desenvolvimento sustentável. Como tal, é urgente encontrar um modo de contornar as desvantagens inerentes ao uso dos combustíveis fósseis, surgindo assim as energias renováveis, como é o caso da energia solar fotovoltaica. Contudo, de forma a possibilitar a integração de fontes de energia renovável na rede elétrica, existe uma necessidade de mudar o paradigma energético, tornando-se evidente o papel crucial que as tecnologias de armazenamento de energia irão desempenhar.

Desta forma, no presente documento de dissertação é descrito o Desenvolvimento de um Microinversor com Armazenamento Local de Energia para Aplicações Solares Fotovoltaicas, bem como todas as etapas inerentes à conceção deste projeto.

Um microinversor é um dispositivo de eletrónica de potência que permite a interface de uma fonte de energia renovável, e.g., módulo solar fotovoltaico, com a rede elétrica, tendo como principal característica a possibilidade de extrair, de uma forma independente, a máxima potência disponível em cada módulo. Para a conceção do microinversor, é apresentada uma topologia inovadora para o conversor CC-CC que permite a interface de um módulo fotovoltaico com um banco de baterias e com o barramento CC, com apenas dois MOSFETs. No sistema de controlo do conversor CC-CC, encontra-se incluído um algoritmo de MPPT, que fará com que a sua operação se dê sempre no ponto de máxima potência do módulo, e um algoritmo responsável pelo carregamento adequado das baterias. Por sua vez, este é seguido de um conversor CC-CA, que tem como finalidade a sintetização de uma corrente sinusoidal para injetar a energia produzida na rede elétrica.

Para a realização deste projeto de dissertação foi necessário o estudo, dimensionamento e implementação de todo o hardware que constitui o microinversor apresentado, desde os circuitos de condicionamento de sinal dos diversos sensores utilizados, passando pelos circuitos lógicos do sistema digital de controlo, até aos circuitos de potência, incluindo os elementos magnéticos alta-frequência. De igual modo, foi realizado um estudo e consequente desenvolvimento de todos os algoritmos de controlo necessários para a implementação deste projeto.

Palavras-Chave: Armazenamento de Energia, Baterias, Conversores de Potência, Microinversor, MPPT, Painéis Solares Fotovoltaicos, Rede elétrica

Abstract

In the past few centuries, it has been seen a huge fossil fuels exploration aiming to satisfy society's energetic needs. The population growth combined with industrial revolution, started in the beginning of the XIX century, led to a frenetic exploitation of energy sources causing irreparable environmental damage. This trend needs to be controlled in order to generate sustainable development. Therefore, it's urgent to find a way to avoid the inherent disadvantages of fossil fuels. For that, renewable energy sources, like solar photovoltaic energy, appear as valid solution. However, in order to enable the integration of renewable energy sources into the grid, it is required to change the energy paradigm, which will evidence the crucial role that energy storage technologies will play.

Thus, in the present master dissertation document is described the development of a micro-inverter with local energy storage for solar photovoltaic applications, as well as all the intrinsic stages to this project's conception.

A micro-inverter is a power electronics device which allows a renewable energy source interface, e.g., photovoltaic panel, with the power grid. The main feature of this device is the capability to extract, in an independent way, the maximum power available of each solar photovoltaic module. For the micro-inverter's assembly, an innovative topology for the DC-DC converter is presented. This provides an interface of a photovoltaic module with a battery bank and the DC bus, with only two MOSFETs. A MPPT algorithm is included in the DC-DC converter, which will make it operate in the module's maximum power point the entire time, and a battery charging algorithm. This converter is followed by a DC-AC converter, whose purpose is to synthesize a sinusoidal current and inject the produced energy in the power grid.

In order to carry out this dissertation project, it was necessary to study, design and implement all the presented topology's hardware, passing through the logic circuits of signal conditioning, to the power hardware, that include the magnetic circuits of high frequency. Likewise, a study of the control algorithms necessary for the integration of this project was carried out.

Keywords: Batteries, Energy Storage, Micro-inverter, MPPT, Photovoltaic Panels, Power Converters, Power Grid.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Siglas e Acrónimos	xxi
Nomenclatura	xxiii
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Problema Energético	1
1.2. Energia Solar Fotovoltaica no Mundo	5
1.3. Energia Solar Fotovoltaica em Portugal	9
1.4. Novo Paradigma Energético e Novo Enquadramento.....	12
1.5. Microinversor: Produtores e Custos	15
1.6. Enquadramento e Motivações	17
1.7. Objetivos e Contribuições	18
1.8. Organização e Estrutura da Dissertação.....	19
CAPÍTULO 2 Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos e de Armazenamento de Energia	21
2.1. Introdução à Energia Solar Fotovoltaica	21
2.2. Células Solares Fotovoltaicas	23
2.2.1. Tipos de Células Solares Fotovoltaicas	24
2.2.2. Modelo Elétrico de uma Célula Solar Fotovoltaica	29
2.2.3. Módulo Solar Fotovoltaico.....	31
2.3. Tecnologias de Armazenamento de Energia	36
2.3.1. Características Elétricas da Bateria.....	37
2.3.2. Tecnologias de Baterias	38
2.3.3. Comparação entre as Tecnologias de Baterias.....	43
2.3.4. Modelo Elétrico de uma Bateria	44
2.4. Conclusão.....	46
CAPÍTULO 3 Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo	49
3.1. Introdução	49
3.2. Estrutura de um Microinversor	50
3.3. Conversores CC-CC.....	50
3.3.1. Conversores CC-CC Não Isolados	51
3.3.2. Conversores CC-CC Isolados	57
3.4. Conversores CC-CA	64
3.5. Algoritmos de MPPT.....	66
3.5.1. Tensão Constante.....	66
3.5.2. Corrente Constante.....	67
3.5.3. Perturbação e Observação	68
3.5.4. Condutância Incremental	69
3.6. Técnicas de Carregamento de Baterias	71
3.6.1. Corrente Constante	71
3.6.2. Tensão Constante.....	72
3.6.3. Corrente Constante Seguido de Tensão Constante	72
3.7. Técnicas de Modulação para Conversores VSI.....	73
3.7.1. SPWM Bipolar	74
3.7.2. SPWM Unipolar	75
3.8. Técnicas de Controlo de Corrente para Conversores VSI.....	76
3.8.1. Controlo de Corrente por Histerese	77
3.8.2. Controlo de Corrente por <i>Periodic Sampling</i>	79
3.8.3. Controlo de Corrente por PI Estacionário com Modulação SPWM.....	80
3.8.4. Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM.....	81
3.9. Conclusões	83
CAPÍTULO 4 Dimensionamento e Simulações Computacionais da Topologia Proposta	87
4.1. Introdução	87

4.2.	Topologia Proposta e Respetivo Princípio de Funcionamento.....	87
4.3.	Dimensionamento do Banco de Baterias.....	93
4.4.	Regulação do Barramento CC.....	94
4.5.	Resultados de Simulação.....	95
4.5.1.	Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica.....	97
4.5.2.	Resultados de Simulação do Microinversor.....	101
4.5.3.	Validação do Algoritmo de MPPT.....	104
4.6.	Conclusões.....	108
CAPÍTULO 5 Desenvolvimento do Protótipo da Topologia Proposta.....		109
5.1.	Introdução.....	109
5.2.	Hardware de Potência.....	110
5.2.1.	Conversor CC-CC Isolado do Tipo <i>Push-Pull</i> como Fonte de Corrente.....	110
5.2.2.	Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência.....	114
5.2.3.	Conversor de Potência CC-CA.....	118
5.3.	Sistema de Controlo Desenvolvido.....	121
5.3.1.	<i>Digital Signal Controller</i> (DSC).....	121
5.3.2.	Placa de Condicionamento de Sinal.....	125
5.3.3.	Placa de Comando.....	128
5.3.4.	Placas de <i>Driver</i>	130
5.3.5.	Sensor de Corrente.....	132
5.3.6.	Sensor de Tensão.....	134
5.4.	Conclusões.....	137
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais.....		139
6.1.	Introdução.....	139
6.2.	Resultados Experimentais do Algoritmo de PLL.....	139
6.3.	Resultados Experimentais do Conversor CC-CC.....	141
6.4.	Resultados Experimentais do Conversor CC-CA.....	147
6.5.	Resultados Experimentais do Microinversor.....	151
6.6.	Conclusões.....	154
CAPÍTULO 7 Conclusões.....		157
7.1.	Conclusões.....	157
7.2.	Sugestões para Trabalho Futuro.....	161
Referências Bibliográficas.....		163

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Variação do consumo mundial de energia (em tep) ao longo dos últimos 26 anos [6].	2
Figura 1.2 - Consumo energético mundial em 2015 [8].	3
Figura 1.3 - Variação do índice de aumento populacional de 1990 a 2014 [9].	4
Figura 1.4 - Radiação solar incidente na Europa (baseado em [11]).	5
Figura 1.5 - Variação da potência global instalada de energia solar fotovoltaica e previsão da variação para os próximos 5 anos [13].	6
Figura 1.6 - Evolução da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos no mundo entre 2000 e 2015 [13].	7
Figura 1.7 - Variação global do preço de mercado de uma módulo solar fotovoltaico composto por células de <i>c-Si</i> e células de <i>CdTe</i> , desde 1979 a 2015 [12].	8
Figura 1.8 - Variação dos preços praticados no mercado mundial ao nível dos parques solares fotovoltaicos e dos eólicos [13].	8
Figura 1.9 - Variação da produção de energia e respetivas fontes, em Portugal, de 1973 a 2014 [1].	9
Figura 1.10 - Variação da energia total fornecida a Portugal, desde 1973 a 2014 [1].	10
Figura 1.11 - Variação média anual da radiação em Portugal (baseado em [11]).	10
Figura 1.12 - Variação da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos em Portugal, desde 2000 até 2015 (baseado em [14]).	11
Figura 1.13 - Evolução do paradigma da rede elétrica [21].	13
Figura 1.14 - Microinversores instalados nas costas dos módulos solares fotovoltaicos [29].	16
Figura 1.15 - Interface de uma monitorização de uma instalação solar fotovoltaica com microinversores [30].	17
Figura 2.1 - Os inventores da primeira célula solar fotovoltaica: <i>Pearson, Chapin e Fuller</i> (da esquerda para a direita) [3].	22
Figura 2.2 - Evolução dos tipos de células solares fotovoltaicas mais utilizadas ao longo dos últimos anos [32].	24
Figura 2.3 - Evolução da utilização de células solares fotovoltaicas de filme fino ao longo dos últimos anos [32].	25
Figura 2.4 - Evolução da produção das tecnologias de células solares fotovoltaicas nos últimos anos [32].	25
Figura 2.5 - Exemplo de uma célula solar fotovoltaica monocristalina.	26
Figura 2.6 - Exemplo de uma célula solar fotovoltaica policristalina.	27
Figura 2.7 - Módulos solares fotovoltaicos integrados na fachada de um edifício [34].	28
Figura 2.8 - Circuito equivalente de uma célula solar fotovoltaica: (a) modelo <i>standard</i> ; (b) modelo simplificado.	30
Figura 2.9 – Curvas características de um módulo solar fotovoltaico (<i>I-V</i> e <i>P-V</i>).	32
Figura 2.10 - Gráfico das curvas características de um módulo solar fotovoltaico com variação da radiação incidente: (a) Curvas características <i>I-V</i> ; Curvas características <i>P-V</i> [36].	32
Figura 2.11 - Gráfico das curvas características de um módulo solar fotovoltaico com variação da temperatura: (a) Curvas características <i>I-V</i> ; Curvas características <i>P-V</i> [36].	33
Figura 2.12 - Disposição e diferentes condições de operação, temperatura e radiação solar, dos módulos solares do exemplo mencionado [37].	34
Figura 2.13 - Curvas características de cada um dos 4 grupos: (a) Curvas <i>P-V</i> ; (b) Curvas <i>I-V</i> [37].	35
Figura 2.14 - Curvas do conjunto total solar fotovoltaico: (a) Curva <i>P-V</i> ; (b) Curva <i>I-V</i> [37].	35

Figura 2.15 - Modelo linear do circuito equivalente da uma bateria.....	44
Figura 2.16 - Variante do modelo linear com a adição de um condensador.	45
Figura 2.17 - Modelo equivalente <i>Thevenin</i> de uma bateria.	45
Figura 2.18 - Modelo elétrico capaz de prever o tempo de duração e as características I-V da bateria: (a) Circuito que modela o tempo de carga e descarga da bateria; (b) Circuito que modela a característica I-V da bateria.....	46
Figura 3.1 - Estrutura básica de um microinversor convencional.	50
Figura 3.2 – Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>step-up</i>	51
Figura 3.3 – Princípio de funcionamento e formas de onda do conversor <i>step-up</i> : (a) MOSFET S_1 em condução; (b) MOSFET S_1 aberto; (c) Sinal de gate $V_{GS,S1}$ do MOSFET S_1 ; (d) Tensão v_L aos terminais da bobina L ; (e) Corrente na bobina (i_L); (f) Corrente na carga (I_{out}).	52
Figura 3.4 - Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>step-down</i>	54
Figura 3.5 - Conversor CC-CC não isolado do tipo <i>step-up-down</i>	55
Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo <i>step-up-down</i>	56
Figura 3.7 - Princípio de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado no modo <i>step-up</i> : (a) MOSFET S_2 em condução; (b) MOSFET S_2 ao corte.....	56
Figura 3.8 - Princípio de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado no modo <i>step-down</i> : (a) MOSFET S_1 em condução; (b) MOSFET S_1 ao corte.	57
Figura 3.9 – Conversor CC-CC isolado do tipo <i>flyback</i>	58
Figura 3.10 - Influência dos sinais de gate (V_{GS}) na corrente de entrada (I_{IN}) e na potência (P_{in}) no conversor <i>flyback</i>	59
Figura 3.11 - Conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente.....	60
Figura 3.12 - Etapas de operação do conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente: (a) Etapa 1: MOSFETs S_1 e S_2 em condução; (b) Etapa 2: MOSFETs S_1 em condução e S_2 ao corte; (c) Etapa 3: MOSFETs S_1 e S_2 em condução; (d) Etapa 4: MOSFETs S_1 ao corte e S_2 em condução.	60
Figura 3.13 - Influência dos sinais de gate na corrente e na potência no conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente.....	62
Figura 3.14 - Conversor CC-CC Ponte Completa.	63
Figura 3.15 - Etapas de operação do conversor CC-CC em ponte completa: (a) Enrolamento primário com uma tensão igual a V_{in} ; (b) Enrolamento primário com uma tensão nula; (c) Enrolamento primário com uma tensão igual a $-V_{in}$; (d) Enrolamento primário com uma tensão nula.	63
Figura 3.16 - Esquema de um conversor CC-CA em ponte completa.	65
Figura 3.17 - Algoritmo de MPPT perturbação e observação.	69
Figura 3.18 - Algoritmo de MPPT condutância incremental (baseado em [44]).	70
Figura 3.19 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de corrente constante.	71
Figura 3.20 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de tensão constante.	72
Figura 3.21 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante.	72
Figura 3.22 – Influência da modulação SPWM na tensão de saída do comparador, V_{Comp}	74
Figura 3.23 - Princípio de funcionamento de um VSI com a modulação bipolar: portadora triangular e referência, sinais de controlo dos semicondutores de potência, tensão de saída e valor médio da tensão de saída.....	75
Figura 3.24 - Princípio de funcionamento de um VSI com a modulação unipolar: portadora triangular e sinais de referência, sinais de controlo dos semicondutores de potência, tensão de saída e valor médio da tensão de saída.....	76
Figura 3.25 - Conversor VSI monofásico com bobina de acoplamento à saída do inversor.	77
Figura 3.26 - Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por histerese.	77

Figura 3.27 – Resultados de simulação do controlo de corrente por histerese: (a) Gama de histerese de $\pm 15\%$ da amplitude da corrente de referência i_{Ref} ; (b) Gama de histerese de $\pm 1\%$ da amplitude da corrente de referência, i_{Ref} .	78
Figura 3.28 – Exemplo pormenorizado do controlo de corrente por histerese.	78
Figura 3.29 - Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por <i>Periodic Sampling</i> .	79
Figura 3.30 – Resultados de simulação do controlo de corrente por <i>Periodic Sampling</i> : (a) Com frequência de amostragem de 5 kHz; (b) Com frequência de amostragem de 50 kHz.	80
Figura 3.31 - Diagrama de blocos de um controlador de corrente por PI com modulação SPWM.	80
Figura 3.32 – Resultados de simulação do controlo de corrente por PI: (a) com frequência de comutação de 5 kHz; (b) com frequência de comutação de 50 kHz.	81
Figura 3.33 - Inversor monofásico ligado à rede elétrica por uma bobina de acoplamento.	81
Figura 3.34 – Resultados de simulação do controlo de corrente preditivo: (a) Com uma frequência de comutação de 5 kHz; (b) Com uma frequência de comutação de 50 kHz.	83
Figura 4.1 - Modos de operação permitidos com a topologia proposta.	88
Figura 4.2 – Esquema elétrico da topologia proposta.	88
Figura 4.3 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 1ª etapa.	89
Figura 4.4 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 2ª etapa.	90
Figura 4.5 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 3ª etapa.	90
Figura 4.6 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 4ª etapa.	91
Figura 4.7 - Sequência de pulsos gerados para o controlo do conversor CC-CC.	91
Figura 4.8 - Princípio de operação da topologia proposta no modo de <i>backup</i> de energia.	93
Figura 4.9 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação do barramento CC.	94
Figura 4.10 - Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência injetada energia na rede elétrica.	94
Figura 4.11 - Interface gráfica do software de simulação computacional PSIM.	95
Figura 4.12 - Características do módulo <i>KC200GHT-2</i> da <i>Kyocera</i> inseridas no modelo de simulação do PSIM.	96
Figura 4.13 – Modelo de simulação da topologia proposta no software PSIM.	97
Figura 4.14 - Interface do bloco de simulação em linguagem C: (a) Representação das entradas e saídas de sinais; (b) Interface do editor de código.	97
Figura 4.15 - Diagrama de blocos representativo da constituição de uma PLL.	98
Figura 4.16 - Exemplo de um algoritmo de uma PLL digital (adaptado de [92]).	99
Figura 4.17 - Sincronismo inicial da PLL com a tensão da rede elétrica.	99
Figura 4.18 – Resposta dinâmica da PLL com a variação do valor eficaz da tensão da rede elétrica.	100
Figura 4.19 - Sincronismo do sinal de PLL com a tensão da rede para diferentes frequências da componente fundamental: (a) Frequência de 49,5 Hz; (b) Frequência de 50,5 Hz.	100
Figura 4.20 - Resultados de simulação da topologia proposta durante 3 modos de operação: Potência de entrada P_{in} ; Potência injectada na rede elétrica P_{Inj} ; Potência utilizada no carregamento das baterias P_{Bat} .	101
Figura 4.21 - Formas de onda da tensão (V_{Bat}) e da corrente (I_{Bat}) nas baterias durante o carregamento.	102
Figura 4.22 - Forma de onda da potência injectada (P_{Inj}) na rede elétrica e da tensão no barramento CC (V_{CC}).	103
Figura 4.23 - Variação da corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) com a potência injectada na rede elétrica (P_{Inj}).	103
Figura 4.24 - Forma de onda da tensão (v_{Rede}) da rede elétrica e da corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}).	104

Figura 4.25 - Influência da radiação na energia produzida: (a) Potência de entrada (P_{in}) e potência injetada (P_{inj}); (b) Tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}) do microinversor; (c) Corrente sintetizada pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) e tensão no barramento CC (V_{CC}); (d) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [1,5; 1,54] s; (e) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [3; 3,04] s; (f) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [4,5; 4,54] s.	105
Figura 4.26 - Influência da temperatura na energia produzida: (a) Potência de entrada (P_{in}) e potência injetada (P_{inj}); (b) Tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}) do microinversor; (c) Corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) e tensão no barramento CC (V_{CC}); (d) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [1,5; 1,54] s; (e) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [3; 3,04] s; (f) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [4,5; 4,54] s.	107
Figura 5.1 - Vista geral do protótipo laboratorial implementado.	109
Figura 5.2 - Circuitos de proteção implementados nos MOSFETs que constituem o conversor <i>push-pull</i>	111
Figura 5.3 - Condensadores utilizados na entrada do conversor e junto das baterias: (a) Condensador eletrolítico; (b) Condensador de polipropileno.	111
Figura 5.4 - Circuito elétrico equivalente de um condensador.	112
Figura 5.5 - Placa de potência desenvolvida para o lado primário do conversor CC-CC.	112
Figura 5.6 – Placa desenvolvida para a ponte retificadora de alta frequência.	113
Figura 5.7 - Bobina utilizada no conversor CC-CC isolado de alta frequência.	114
Figura 5.8 - Transformador de alta frequência desenvolvido para o conversor CC-CC isolado do tipo <i>push-pull</i> como fonte de corrente: (a) enrolamentos primários do conversor <i>push-pull</i> ; (b) enrolamento secundário do conversor <i>push-pull</i> já com o núcleo de ferrite.	117
Figura 5.9 - Resultado experimental realizado ao transformador de alta-frequência do conversor CC-CC.	117
Figura 5.10 - Placa desenvolvida para o conversor CC-CA.	118
Figura 5.11 - Representação de bobinas com acoplamento mútuo: (a) esquema de ligação de duas bobinas com acoplamento mútuo; (b) ilustração dos enrolamentos de duas bobinas mutuamente acopladas em torno de um núcleo ferromagnético [110].	119
Figura 5.12 - Bobinas de acoplamento mútuo utilizadas para o acoplamento do conversor CC-CA com a rede elétrica.	120
Figura 5.13 - Gráfico do ensaio da corrente de saturação da bobina de acoplamento mútuo implementada.	120
Figura 5.14 - DSC F28377s <i>LaunchPad</i> da <i>Texas Instruments</i> utilizado.	122
Figura 5.15 - Diagrama de blocos do microinversor e dos algoritmos do sistema de controlo.	122
Figura 5.16 - Fluxograma do algoritmo de Corrente Constante seguido por Tensão Constante utilizado para o carregamento das baterias.	123
Figura 5.17 - Diagrama da máquina de estados implementada para o controlo do microinversor.	124
Figura 5.18 - Placa de condicionamento de sinal desenvolvida.	125
Figura 5.19 - Circuito implementado para deteção de erro por hardware.	126
Figura 5.20 - Circuito somador não inversor para o condicionamento de sinal proveniente dos sensores.	127
Figura 5.21 - Circuito de geração dos sinais de PWM para o conversor CC-CC.	129
Figura 5.22 - Placa de comando desenvolvida.	130
Figura 5.23 - Placas de <i>driver</i> desenvolvidas: (a) vista superior da placa para o conversor <i>push-pull</i> ; (b) vista inferior da placa para o conversor <i>push-pull</i> ; (c) vista superior da placa para o inversor; (d) vista inferior da placa para o inversor.	131
Figura 5.24 – ADUM3223 com circuito de <i>bootstrap</i> em modo de operação de meia-ponte [114].	131
Figura 5.25 - Sensor de corrente LTSR 15-NP: (a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [116].	132

Figura 5.26 - Placa desenvolvida para os sensores de corrente: (a) vista inferior da placa; (b) vista superior já com os componentes montados.....	133
Figura 5.27 - Comparação entre a linearidade da tensão à entrada do ADC e do valor da conversão do ADC com a variação da corrente à entrada do sensor de corrente.....	134
Figura 5.28 - Sensor de tensão CYHVS025A: (a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [117].	134
Figura 5.29 - Placa de adaptação para o sensor de tensão.....	136
Figura 5.30 - Comparação entre a linearidade da tensão à entrada do ADC e do valor da conversão do ADC com a variação da tensão à entrada do sensor de tensão.....	137
Figura 6.1 – Resultado experimental do sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica.	140
Figura 6.2 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC proposto.	141
Figura 6.3 - Formas de onda da tensão de entrada, V_{in} , do banco de baterias, V_{Bat} , do barramento CC, V_{CC} , e do enrolamento secundário, L_s , do conversor <i>push-pull</i> a operar como fonte de corrente.	142
Figura 6.4 - Formas de onda no conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente.....	143
Figura 6.5 - Influência da variável δ_{MPPT} na tensão <i>drain-source</i> de cada MOSFET e na tensão de saída, v_{Ls} , do transformador de alta-frequência.....	143
Figura 6.6 - Esquema do sistema implementado para replicar o comportamento de um módulo solar fotovoltaico.	144
Figura 6.7 - Resultados experimentais obtidos com o algoritmo de MPPT condutância incremental: (a) com um incremento unitário; (b) com um incremento 7 vezes superior.	145
Figura 6.8 – Tensões e correntes no conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente a carregar o banco de baterias: (a) influência da variável δ_{Bat} , nas formas de onda do conversor CC-CC, com um valor de 20% do período de comutação; (b) influência da variável δ_{Bat} , nas formas de onda do conversor CC-CC, com um valor de 30% do período de comutação.....	146
Figura 6.9 – Detalhe das tensões e da corrente no conversor <i>push-pull</i> como fonte de corrente a carregar o banco de baterias.....	146
Figura 6.10 - Resultados experimentais do carregamento da bateria.....	147
Figura 6.11 - Esquema elétrico utilizado nos primeiros ensaios experimentais ao conversor CC-CA.	148
Figura 6.12 - Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA em malha aberta.	148
Figura 6.13 - Resultados experimentais do controlo de corrente preditivo com modulação SPWM unipolar a alimentar uma carga resistiva de $9\ \Omega$: (a) corrente de referência calculada (i_{Ref}) e corrente na carga lida pelo DSC (i_{Rede_DAC}); (b) tensão aos terminais da carga (v_{Rede}) e corrente na carga (i_{Rede}).....	149
Figura 6.14 - Resultado experimental do controlo de corrente PI estacionário com modulação SPWM unipolar a alimentar uma carga resistiva de $9\ \Omega$: (a) corrente de referência calculada (i_{Ref}); corrente na carga lida pelo DSC (i_{Rede_DAC}); (b) tensão aos terminais da carga (v_{Rede}) e corrente na carga (i_{Rede}).....	150
Figura 6.15 - Esquema elétrico utilizado para os ensaios experimentais do conversor CC-CA ligado à rede elétrica.....	150
Figura 6.16 - Resultado experimental do controlo de corrente PI com modulação SPWM unipolar, com injeção de energia na rede elétrica: (a) sinal de sincronismos gerado pelo algoritmo de pll (pll); (b) tensão da rede elétrica (v_{Rede}) e corrente de saída do microinversor (i_{Rede}).....	151
Figura 6.17 - Esquema elétrico para o ensaio do microinversor.	152
Figura 6.18 - Resultados dos ensaios experimentais ao microinversor no instante de entrada em funcionamento: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in}	152

- Figura 6.19 - Resultados dos ensaios experimentais do microinversor em regime permanente: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R ; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in} 153
- Figura 6.20 - Resultado detalhado de 5 ciclos da corrente na carga, i_{Rede} , do ensaio experimental do microinversor em regime permanente: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R ; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in} 154

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Histórico da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos em Portugal, desde 2005 até 2015 (baseado em [14]).	11
Tabela 1.2 - Resumo dos principais requisitos exigidos às UPAC (baseado em [20]).	14
Tabela 1.3 - Tabela de comparação de alguns microinversores no mercado.	15
Tabela 2.1 - Comparação das diferentes tecnologias de armazenamento (baseado em [47], [57], [61]).	43
Tabela 3.1 - Exemplo dos estados de operação existentes num conversor CC-CA em ponte completa.	65
Tabela 3.2 - Resumo do Comportamento da potência com o algoritmo de P&O.	68
Tabela 3.3 - Comportamento do sistema e respetiva localização do ponto de operação.	70
Tabela 5.1 - Especificação das condições de operação do microinversor.	110
Tabela 5.3 - Resistências utilizadas no circuito de deteção de erros.	127
Tabela 5.4 - Resultados do teste efetuado ao sensor de corrente.	133
Tabela 5.5 - Valores das resistências de medida utilizadas nos sensores de tensão.	135
Tabela 5.6 - Resultados do teste efetuado ao sensor de tensão.	136

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> Conversor Analógico-Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS	<i>Code Composer Studio</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide-Semiconductor</i> Semicondutor de Óxido-Metálico Complementar
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> Conversor Digital-Analógico
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> Controlador Digital de Sinais
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IEA	<i>International Energy Agency</i> Agência Internacional de Energia
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> Transístor de Efeito de Campo Óxido-Metal Semicondutor
MPP	<i>Maximum Power Point</i> Ponto de Máxima Potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> Acompanhamento do Ponto de Máxima Potência
P&O	Perturbação e Observação
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> Placa de Circuito Impresso
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> Malha de Detecção de Fase
PSIM	<i>Power Simulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> Modulação Sinusoidal de Largura de Pulso

TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i> Lógica transístor-transístor
UPAC	Unidades de Produção para Autoconsumo
UPP	Unidades de Pequena Produção
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> Inversor Fonte de Tensão
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> Distorção Harmónica Total

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
I_{Bat}	Corrente no banco de baterias	A
I_{in}	Corrente de entrada	A
i_{Rede}	Corrente na rede elétrica	A
V_{CC}	Tensão no barramento de corrente contínua	V
V_{Bat}	Tensão no banco de baterias	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
v_{Rede}	Tensão da rede elétrica	V
P_{Bat}	Potência ativa utilizada para o carregamento das baterias	W
P_{in}	Potência ativa extraída dos módulos solares fotovoltaicos, presente à entrada do microinversor	W
P_{Inj}	Potência ativa injetada na rede elétrica	W
$THD\%$	Taxa de distorção harmónica percentual total da amplitude da fundamental do sinal	%
L_S	Indutância de linha – Elemento que representa a parte indutiva da impedância equivalente do sistema desde o ponto de produção até ao ponto de consumo da energia elétrica	H
R_S	Resistência de linha – Elemento que representa a parte resistiva da impedância equivalente do sistema desde o ponto de produção até ao ponto de consumo da energia elétrica	Ω

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Problema Energético

O Sol, que é a grande fonte energética da natureza e da vida foi, naturalmente, a primeira fonte de energia ao serviço do homem.

Desde os primórdios da humanidade que o homem necessita de energia para saciar as suas mais básicas e diversas necessidades. Através da sua habilidade, engenho e astúcia, foi capaz de transformar tais recursos de modo a perpetuar a sua existência. O primeiro grande passo foi o domínio do fogo e, com isso, a possibilidade de utilizar uma nova forma de energia através da combustão da madeira. Contudo, com o passar das gerações, as necessidades do homem tornaram-se mais exigentes, originando um crescimento da exploração dos recursos naturais como o carvão, o petróleo e o gás natural.

O aumento populacional aliado à revolução industrial, iniciada no início do século XIX, levou a uma frenética exploração das fontes de energia, causando danos ambientais irreparáveis, presenciando-se ainda hoje alguns exemplos, como o aumento da concentração de gases de efeito de estufa e consequente aumento da temperatura média do planeta, o aumento do degelo dos glaciares, a subida do nível médio das águas dos oceanos, entre outras alterações climáticas [1]–[3]. Esta tendência necessita de ser invertida de modo a gerar um desenvolvimento sustentável, preservando os recursos naturais e a vida de todos os seres vivos.

Tem vindo a tornar-se evidente, de uma forma crescente nos últimos anos, que a época de predominância dos combustíveis fósseis apresenta, a par dos benefícios para o crescimento económico, os seus pontos mais fracos, suscitando numerosas interrogações e preocupações. Estas inquietações dizem respeito, sobretudo, ao possível esgotamento dos recursos fósseis, à poluição associada à sua utilização, que está na origem da gradual degradação dos ecossistemas naturais, da perda de qualidade de vida e das eventuais alterações climáticas [4].

O termo “proteção do meio ambiente” não deve significar uma inércia social. É um facto que, para movimentar a economia globalizada em que se inserem todas as nações, a utilização dos recursos naturais se faz indispensável. Todavia, de uma forma consciente

e equilibrada, permitindo a renovação dos referidos recursos, bem como criando fontes de energia alternativas, com a finalidade de evitar o seu esgotamento. Trata-se de uma medida mais do que politicamente correta: é essencial [5].

Deste modo, a sustentabilidade baseia-se na ideia da utilização de recursos naturais, de forma a satisfazer as necessidades do presente sem comprometer as necessidades das gerações futuras. Torna-se imprescindível a implementação de projetos e incentivos, a nível local e global, que complementem o desenvolvimento sustentável. É possível e extremamente imprescindível que continue a haver o desenvolvimento e o progresso da humanidade, desde que ocorra de forma equilibrada, mediante a gestão racional dos recursos naturais disponíveis e a utilização das modernas técnicas de gestão.

Contudo, o contínuo crescimento da população mundial aliado ao aumento da qualidade de vida, leva a uma necessidade incessante de disponibilizar energia elétrica, o que torna inconciliável com as fontes de energia existentes. Desta forma, é realizada uma comparação da variação do consumo energético dos últimos 26 anos, representada na Figura 1.1, bem como as fontes de energia utilizadas.

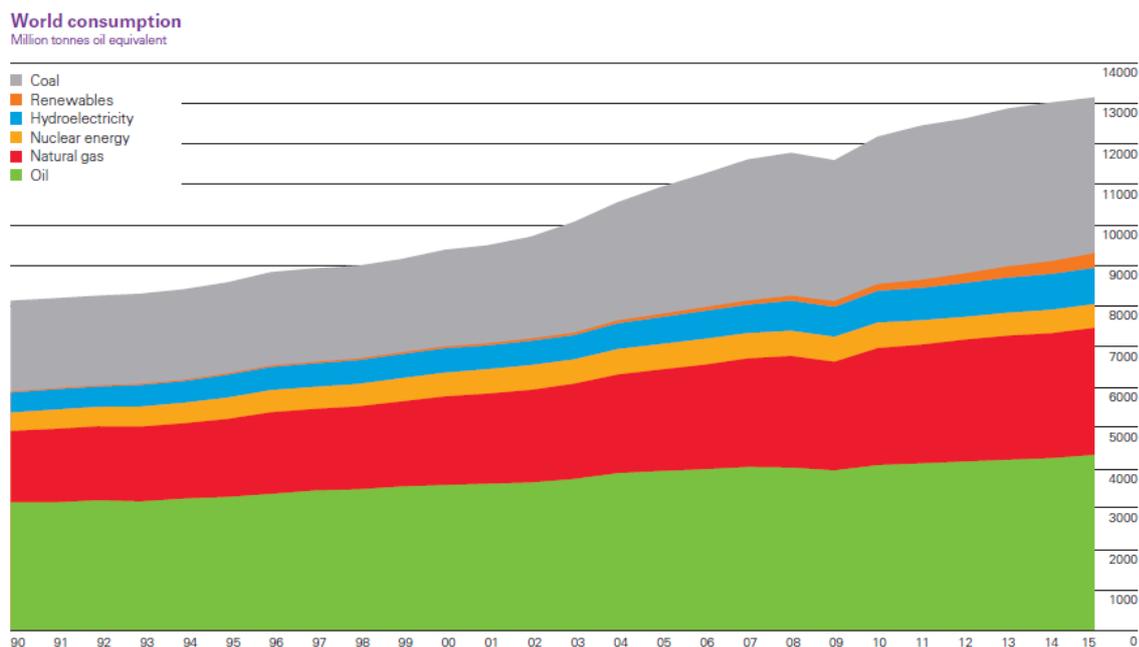


Figura 1.1 - Variação do consumo mundial de energia (em tep¹) ao longo dos últimos 26 anos [6].

¹A tonelada equivalente de petróleo - tep (*tonne of oil equivalente - toe*) é uma unidade de energia que representa o calor libertado na combustão de uma tonelada de petróleo, aproximadamente 42 GJ ou 11630 MWh.

Como anteriormente referido, a principal fonte de energia dos últimos anos tem como origem os combustíveis fósseis. Contudo, torna-se evidente a existência de uma forte tendência na utilização de energias renováveis de forma a combater algumas desvantagens anteriormente referidas destes combustíveis [7].

De um modo geral, é possível relacionar a quantidade de energia consumida por um dado país, com o seu poder financeiro. Assim sendo, e tendo por base a Figura 1.2, pode afirmar-se que os países mais desenvolvidos apresentam um consumo energético bem superior quando comparado com os países em vias de desenvolvimento.

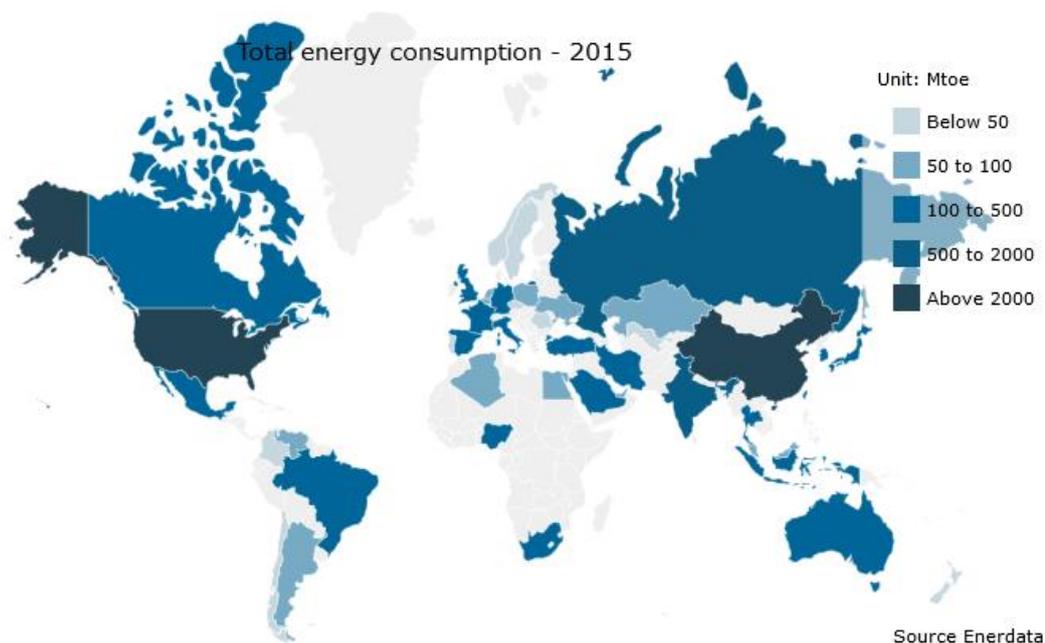


Figura 1.2 - Consumo energético mundial em 2015 [8].

Adicionalmente, é um facto que a qualidade de vida de um ser humano está diretamente relacionada com o acesso e o uso de energia elétrica. Esta irá possibilitar melhores condições ao nível financeiro, da saúde e da educação o que refletirá na qualidade de vida da população. O gráfico da Figura 1.3 apresenta a média do índice de aumento populacional, desde da década de 90 até 2014, de vários continentes. Estes cálculos têm como base a esperança média de vida, a qualidade de ensino e o produto interno bruto *per capita* de cada país [9].

Assim, pode concluir-se que, para aumentar a qualidade de vida em muitos dos países sondados, será necessário aumentar o fornecimento de energia elétrica por um fator superior a 10 vezes, traduzindo num aumento de várias centenas a milhares de quilowatts-hora (kWh) por ano [9].

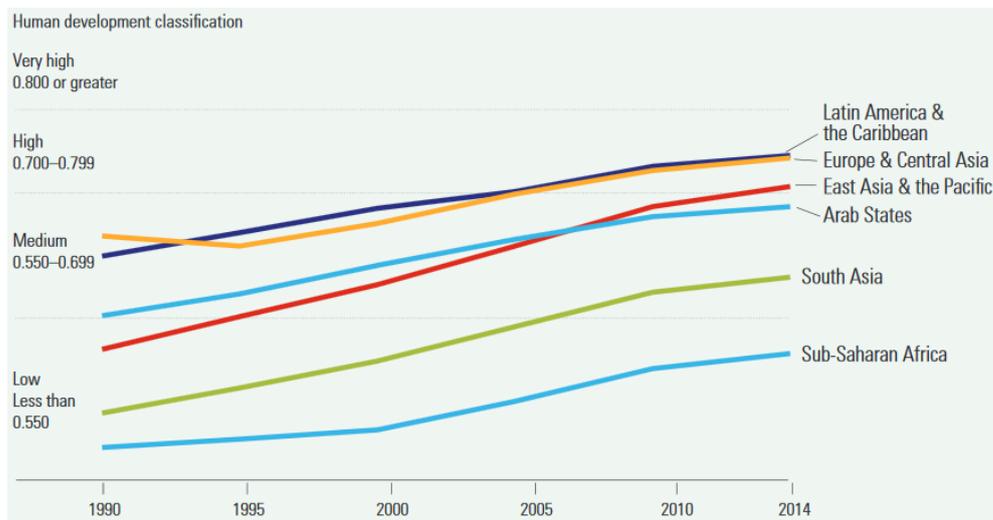


Figura 1.3 - Variação do índice de aumento populacional de 1990 a 2014 [9].

Deste modo, as energias renováveis, em especial a energia solar fotovoltaica, surgem como possíveis soluções aos problemas até agora apresentados. A quantidade de energia proveniente do sol que chega à terra é gigante, superando em 10 000 vezes o atual consumo energético da espécie humana. Considerando uma instalação de sistemas solares fotovoltaicos com uma eficiência de 10% é possível fornecer 1 000 vezes mais à atual necessidade. De igual modo, e considerando apenas a superfície sólida terrestre ($\frac{1}{4}$ da área total), é ainda possível fornecer 250 vezes do atual consumo. Isto quer dizer que, instalando painéis solares fotovoltaicos em apenas 0,4% da superfície terrestre é possível satisfazer as necessidades energéticas atuais. Parcela esta, bastante inferior à utilizada para a agricultura [4].

Analisando todos os dados apresentados até agora, é perceptível o poder da energia solar fotovoltaica de forma a mitigar os problemas existentes e provocados por fontes de energia oriundas dos combustíveis fósseis. Contudo, e devido à inercia social anteriormente mencionada, a criação de incentivos por parte das entidades reguladoras torna-se numa prática essencial para a inserção inicial desta tecnologia nos lares e empresas e, conseqüentemente, possibilitar o seu crescimento exponencial.

Desta forma, e devido às alterações climáticas, têm vindo a ser adotadas medidas para a conservação do ambiente, realçando a diretiva 2010/31/EU de 19 de Maio de 2010 do Parlamento Europeu e do conselho, definindo três objetivos (conhecidos pelos “três 20s”) para 2020: a redução em 20% nas emissões de gases de efeito estufa; aumentar para 20% a parcela de energia consumida proveniente de fontes de energia renováveis; e aumentar a eficiência energética na União Europeia em 20% [10]. De forma a cumprir estas metas, terão de ser adotadas medidas de incentivo à produção de energia através de fontes renováveis.

No que respeita às fontes de energia renovável, Portugal tem um enorme potencial graças à sua posição geográfica, como se pode verificar na Figura 1.4, que podem e devem ser exploradas do ponto de vista ambiental, bem como na redução da dependência energética externa.

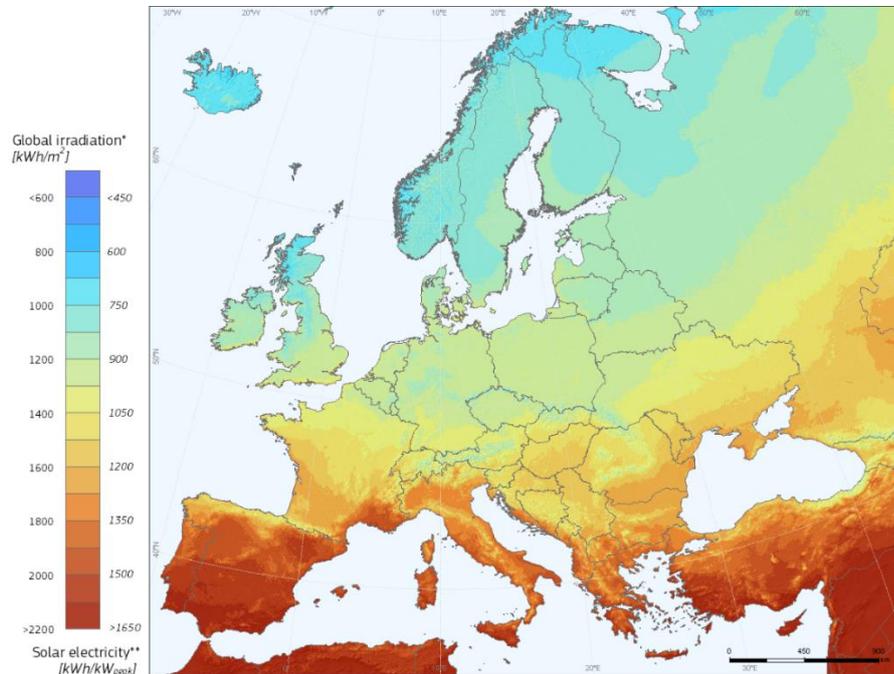


Figura 1.4 - Radiação solar incidente na Europa (baseado em [11]).

Assim, Portugal encontra-se numa posição privilegiada para a exploração e implementação de soluções inovadoras no que diz respeito às energias renováveis. Ao tirar partido de todo o potencial energético para a produção de energia elétrica, coloca-se na vanguarda da procura de um desenvolvimento sustentável. No entanto, a exploração da energia solar fotovoltaica, ainda se encontra numa fase embrionária. Isto é, ainda existe um vasto campo de investigação e desenvolvimento a percorrer, onde as universidades terão um papel importantíssimo a desempenhar.

1.2. Energia Solar Fotovoltaica no Mundo

Tal como constatado até agora, as energias renováveis surgem como soluções de forma a alcançar as metas para um desenvolvimento sustentável de cada país, providenciando energia limpa, confiável e ilimitada. Mais concretamente ao nível do solar fotovoltaico apresenta-se como uma tecnologia em crescente ascensão, demonstrando um crescimento médio anual de 44% desde 2000 (com uma potência mundial instalada de 1,8 GW) até 2011, alcançando nessa altura os 67,4 GW [12]. No ano de 2015 obteve-se uma marca histórica, atingindo uma potência global de energia solar

fotovoltaica instalada de 50,6 GW num único ano civil, perfazendo uma potência total de 229,3 GW como é demonstrado na Figura 1.5. Adicionalmente, é expectável um contínuo e forte crescimento da energia solar fotovoltaica, prevendo-se que em 2020 se alcance os 613 GW [12], [13].

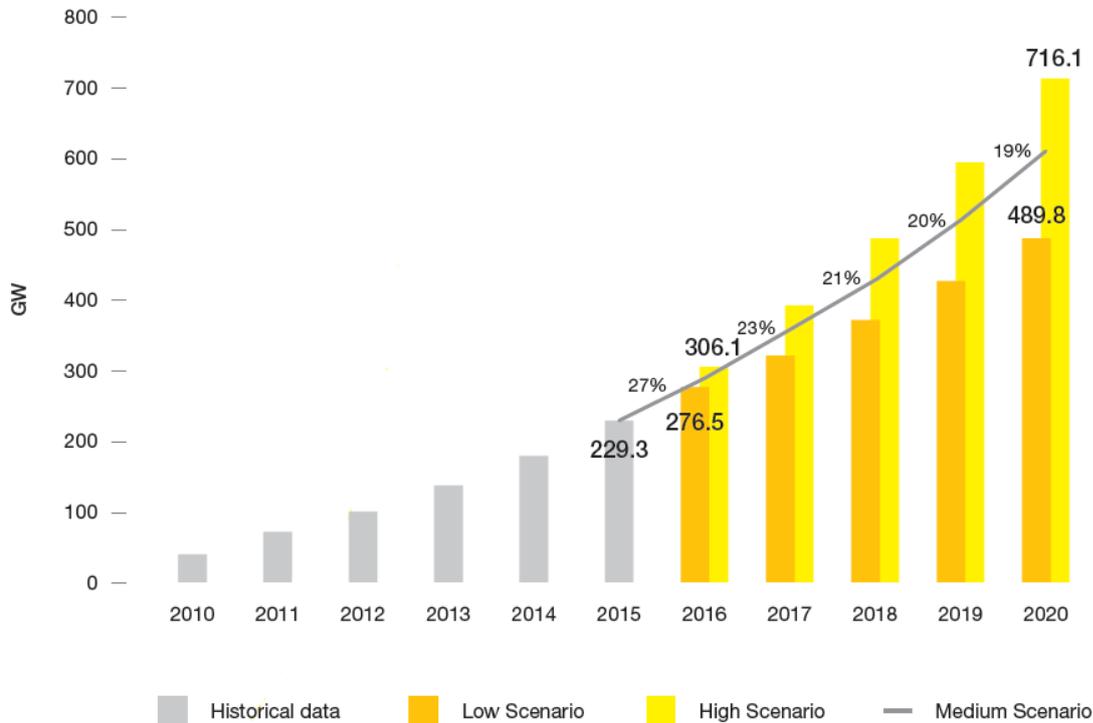


Figura 1.5 - Variação da potência global instalada de energia solar fotovoltaica e previsão da variação para os próximos 5 anos [13].

Ao nível do crescimento global relativo ao ano de 2015, os países de leste, China e Japão, dominam os primeiros lugares, aumentando em 15,15 GW e 11 GW, respetivamente 46% e 13%, face aos dados estatísticos do ano transato. Para efeitos de comparação, estes dois países foram responsáveis por mais de 50% do aumento mundial no ano de 2015. A América completa o top 3, conseguindo adicionar mais 9,3 GW à potência total instalada, apresentando um aumento próximo dos 70%, graças aos incentivos financeiros implementados ao nível residencial. Mesmo após 3 anos consecutivos em declínio, a Europa surge em 4º lugar, adicionando apenas 8,2 GW, o equivalente a um crescimento de 15% [13].

De uma forma geral, o ano de 2015 foi marcado pelo crescimento exponencial por parte da China, atingindo uma potência total de 96 GW em sistemas solares fotovoltaicos, quase alcançando a marca europeia de 97 GW, que continuou como líder até ao final de 2015 [13]. A participação de cada continente e da China na potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos pode ser visto com mais pormenor na Figura 1.6.

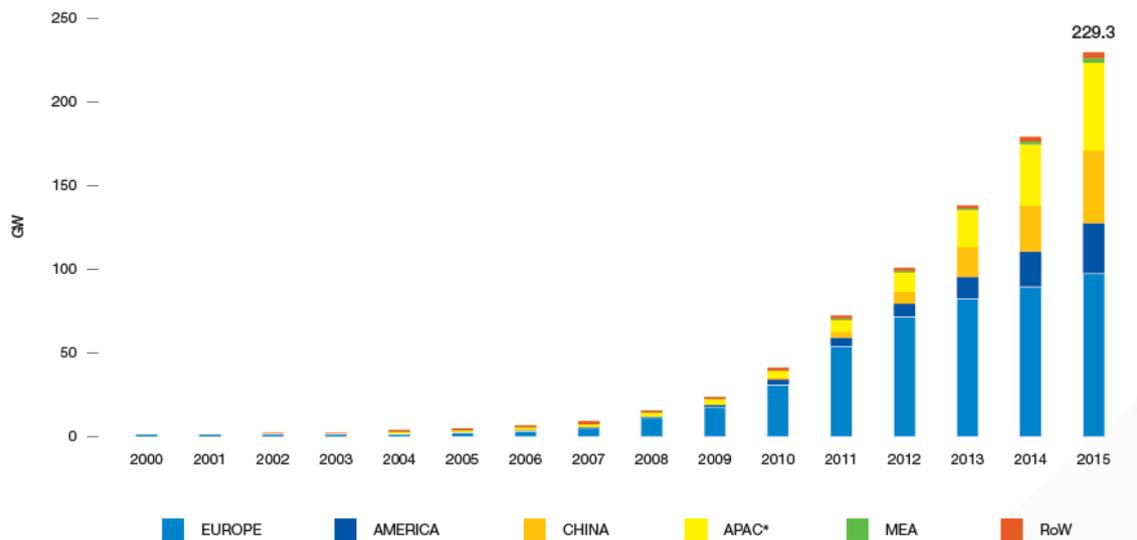


Figura 1.6 - Evolução da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos no mundo entre 2000 e 2015 [13].

Relativamente ao ano de 2016, aparenta ser promissor relativamente aos sistemas solares fotovoltaicos instalados a nível mundial. Só nos primeiros 4 meses de 2016, a China instalou uma potência equivalente de 7,1 GW e a Europa alcançou a marca dos 100 GW de potência total instalada proveniente de sistemas solares fotovoltaicos [13].

Contudo, o grande entrave na utilização desta tecnologia era o preço de aquisição dos módulos solares fotovoltaicos. O preço dos módulos presentes numa instalação solar fotovoltaica perfaz cerca de 30% do preço total, podendo alcançar os 50% do custo total dependendo do tipo de instalação, potência e tecnologia utilizada. Dois exemplos da variação do preço de módulos solares fotovoltaicos deste 1979 até aos dias de hoje estão representados na Figura 1.7: por um lado, um exemplo referente a módulos baseados em células de silício cristalino (*c-Si*); e por outro lado, um que diz respeito a células de telureto de cádmio (*CdTe*) [12].

Verifica-se que, nos finais da década de 70, os preços praticados eram exorbitantes, chegando a atingir os 36 €/Wp. Contudo, a contínua expansão desta tecnologia, permitiu uma redução de custos em 20% (contabilizando dados de 2000 a 2011), tornando-a numa tecnologia promissora para produção de energia limpa a nível mundial. Mais recentemente, em 2016, os módulos solares provenientes da China para consumo doméstico eram vendidos a 0,34 €/Wp, sendo que, por exemplo a empresa *Canadian Solar*, tem como objetivo para o ano de 2017, a venda de módulos a um preço inferior a 0,27 €/Wp, o que representa uma redução na ordem dos 22% [13].

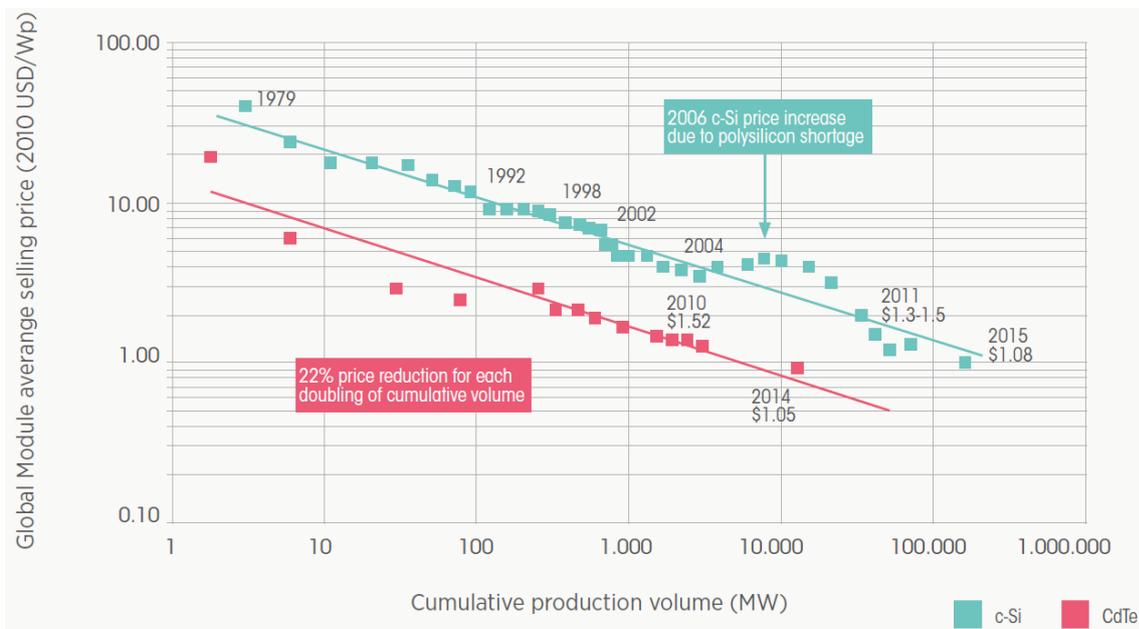


Figura 1.7 - Variação global do preço de mercado de um módulo solar fotovoltaico composto por células de *c-Si* e células de *CdTe*, desde 1979 a 2015 [12].

Esta tendência é igualmente refletida numa escala maior, como é o caso dos preços praticados para parques solares fotovoltaicos. Como se pode constatar na Figura 1.8, o preço praticado no mercado de parques eólicos mantém-se, de certa forma, constante em todo o mundo. Por outro lado, de 2012 a 2014 o preço praticado em parques solares fotovoltaicos chega a atingir o dobro do preço dos parques eólicos. Contudo, a contínua investigação e aposta nos sistemas solares fotovoltaicos, permitiu atingir preços recordes, sendo que em abril de 2016 o preço praticado nos Emirados Árabes Unidos (UAE – *United Arab Emirates*) chegou a atingir um mínimo histórico de 30 €/MWh, bem inferior aos preços praticados ao longo dos anos nos parques eólicos.

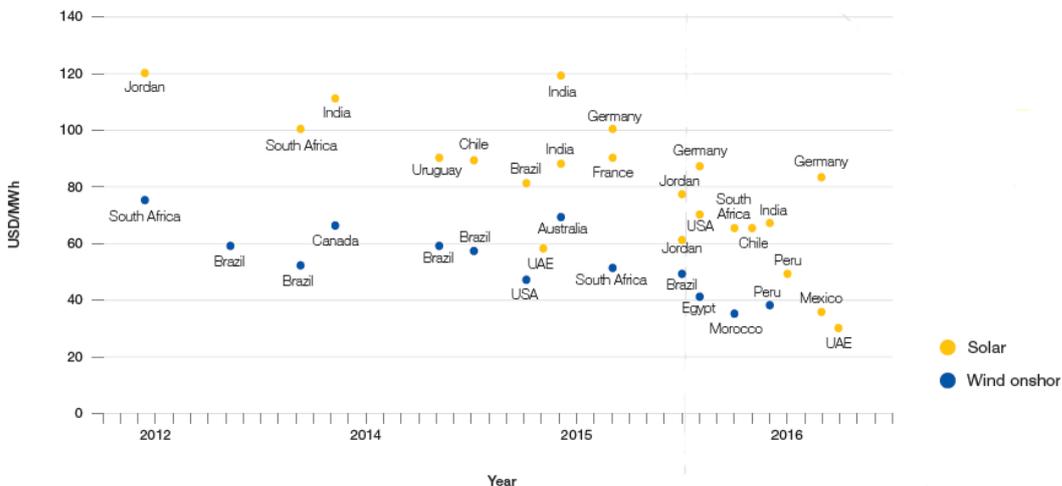


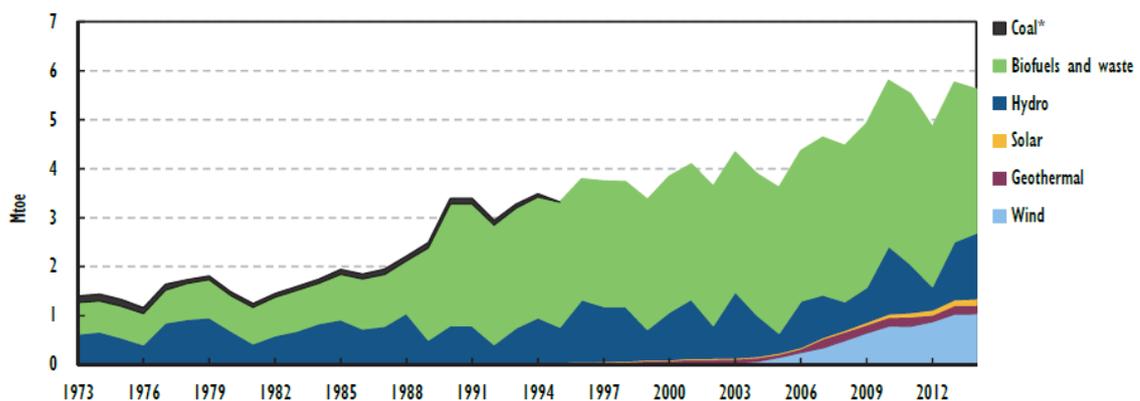
Figura 1.8 - Variação dos preços praticados no mercado mundial ao nível dos parques solares fotovoltaicos e dos eólicos [13].

Assim, o solar fotovoltaico apresenta-se como uma tecnologia: compacta, modular e versátil; que utiliza uma fonte de energia limpa, grátis e disponível em qualquer parte do planeta; com um custo de manutenção reduzido, e com um custo de aquisição relativamente baixo. Estas razões, entre outras, fizeram com que em apenas 5 anos, desde 2010 até 2015, o solar fotovoltaico aumentasse 450% desde da marca dos 41 GW em 2010 [12], [13].

1.3. Energia Solar Fotovoltaica em Portugal

Apesar das dificuldades económicas, Portugal tem vindo a desenvolver e reformular a sua política energética nos últimos anos, apostando fortemente nas energias renováveis, tendo como objetivo a utilização de fontes de origem renovável em 31% do total consumo energético até 2020. Adicionalmente, a inclusão destas energias irá permitir uma maior independência energética externa de combustíveis fósseis, diminuindo as emissões de dióxido de carbono para a atmosfera. Desta forma, existe um contínuo incentivo, essencialmente financeiro, para a utilização deste tipo de energia, criando planos como a micro e mini produção com processos de licenciamento simples [1].

Em 2014, Portugal produziu 5,6 Mtep, sendo 52,2% proveniente de combustíveis biológicos, 23,9% de tecnologia hidroelétrica, 18,5% de tecnologia eólica, 3,1% geotérmica e apenas 2,3% com origem solar fotovoltaica. De notar que, atualmente, Portugal não usa qualquer tipo de combustível fóssil para a geração de energia elétrica, sendo apresentado na Figura 1.9 a variação da energia produzida, discriminando as respetivas fontes de origem.



Note: estimated for 2014.

* Coal production ceased in 1994.

Source: IEA (2015), *Energy Balances of OECD Countries 2015*, www.iea.org/statistics/.

Figura 1.9 - Variação da produção de energia e respetivas fontes, em Portugal, de 1973 a 2014 [1].

Desta forma, é possível constatar-se um contínuo aumento na produção de energia assim como uma participação mais assídua das energias renováveis. Contudo, Portugal

continua energeticamente dependente do estrangeiro, sendo a maior parcela de energia proveniente dos combustíveis fósseis (74,3% em 2014), como se pode verificar na Figura 1.10 [1].

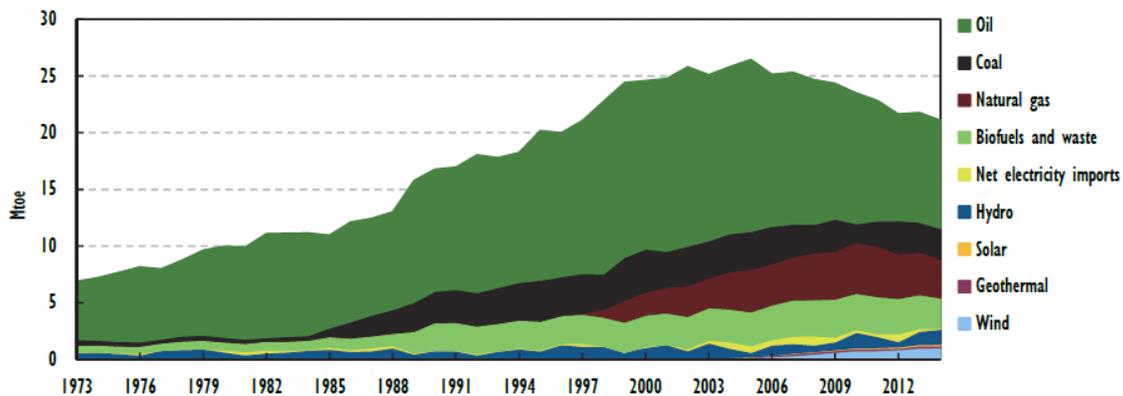


Figura 1.10 - Variação da energia total fornecida a Portugal, desde 1973 a 2014 [1].

Apesar de tudo, verifica-se um crescente aumento da independência energética estrangeira, apresentando uma queda de quase 5 Mtep desde de 2005. Isto deve-se, essencialmente, à forte aposta interna nas energias renováveis [1]. Energias essas que, como anteriormente referido, Portugal tem as condições propícias (climatéricas e geográficas) para a sua exploração. Ao nível do solar fotovoltaico, Portugal apresenta características climatéricas favoráveis para a exploração desta tecnologia, sendo a variação média anual da radiação incidente na superfície mostrada na Figura 1.11.

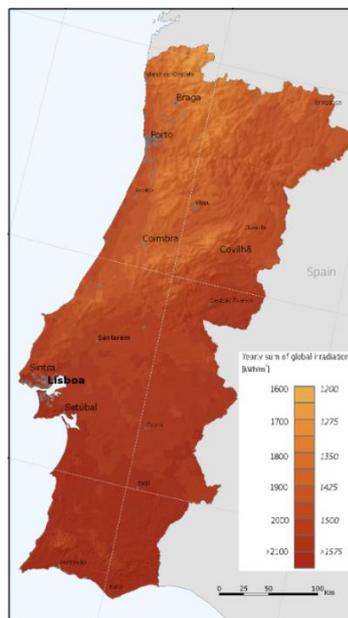


Figura 1.11 - Variação média anual da radiação em Portugal (baseado em [11]).

Portugal tem vindo a explorar essas características, apostando fortemente na energia solar fotovoltaica tal como é demonstrado na Tabela 1.1, onde está representada a evolução da potência total instalada quer em sistemas isolados, quer em sistemas ligados à rede elétrica.

Tabela 1.1 - Histórico da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos em Portugal, desde 2005 até 2015 (baseado em [14]).

Ano	Sistemas Isolados (MW)	Sistemas Ligados à Rede Elétrica (MW)			Total (MW)
		Produtores Independentes	Microprodução	Miniprodução	
2005	2	0	0	0	3
2006	3	1	0	0	3
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	(s/ dados)	282	101	72	455

Os dados da Tabela 1.1 estão de igual modo representados na Figura 1.12, sendo perceptível a evolução da potência instalada em Portugal nos últimos anos.

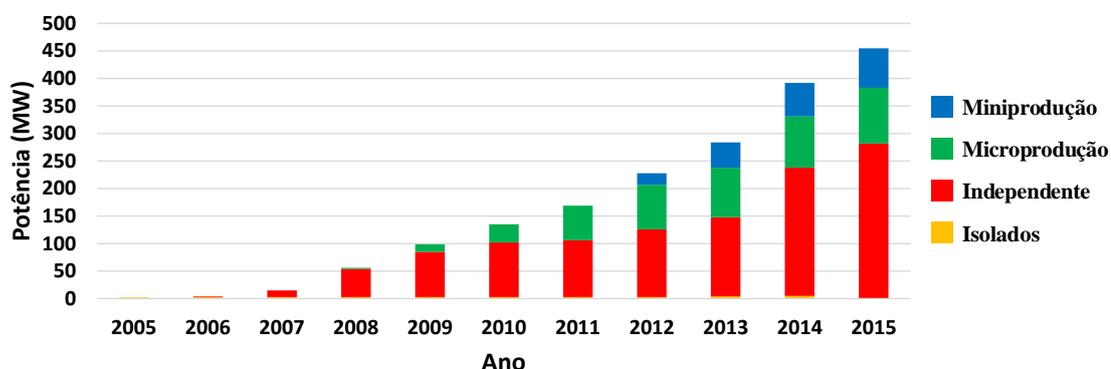


Figura 1.12 - Variação da potência total instalada em sistemas solares fotovoltaicos em Portugal, desde 2000 até 2015 (baseado em [14]).

Após a visualização gráfica, é perceptível um rápido crescimento ao nível da potência instalada desde 2008, sendo que, a central da Amareleja contribui fortemente

para esses dados. Esta apresenta-se como a maior central fotovoltaica portuguesa, com uma potência total instalada de 45,78 MWp, podendo produzir 93 milhões de kWh/ano, o suficiente para alimentar 30 mil habitações. Em dezembro de 2008, ano de conclusão da obra e consequente ligação à rede elétrica, a central da Amareleja foi considerada a maior central fotovoltaica a nível mundial [15].

1.4. Novo Paradigma Energético e Novo Enquadramento

O modelo de produção de energia dos últimos 100 anos é bastante simples e hierárquico, evidenciando um local de produção, uma rede de transporte e o local de consumo. Ou seja, a eletricidade é gerada em grandes centrais elétricas, distanciadas do local de consumo, sendo a energia transmitida por linhas de alta tensão até próximo dos consumidores finais de média e baixa tensão.

Trata-se evidentemente de uma produção centralizada que tenta apresentar respostas às flutuações na rede elétrica provocadas pelos consumidores. Contudo, a falta de uma análise automática das variáveis da rede elétrica e consequente falha na implementação de uma resposta dinâmica, a utilização de interruptores mecânicos que provocam atrasos na geração e consequente fornecimento energético, torna evidente a necessidade na implementação de um novo sistema de distribuição para os desafios que se avizinham [16]–[18].

As redes inteligentes (*smart grids*) surgem como um conceito inovador para a rede elétrica mundial. Estas apresentam um modelo de distribuição inovador, descentralizado, melhorando a eficiência, fiabilidade e segurança, permitindo uma integração dinâmica das energias renováveis numa rede totalmente automatizada e inteligente [16].

Neste modelo, representado na Figura 1.13, torna-se evidente a existência de casas e empresas a assumirem o papel de consumidores e de produtores, simultaneamente. Adicionalmente, este modelo irá possibilitar a gestão do consumo energético, armazenando energia nas horas de vazio para posterior consumo, de forma a tirarem benefícios financeiros. Desta forma, é perceptível que as tecnologias armazenadoras de energia irão possuir um papel crucial para o correto funcionamento deste novo paradigma.

De forma a possibilitar uma introdução contínua deste novo conceito, medidas e incentivos estão a ser realizadas pelas entidades reguladoras [18]. No caso português, a legislação aplicável à exploração de energia proveniente de fontes renováveis, nomeadamente da energia solar fotovoltaica, é regida pelo Decreto-Lei nº 153/2014 de 20 de outubro [19], [20].

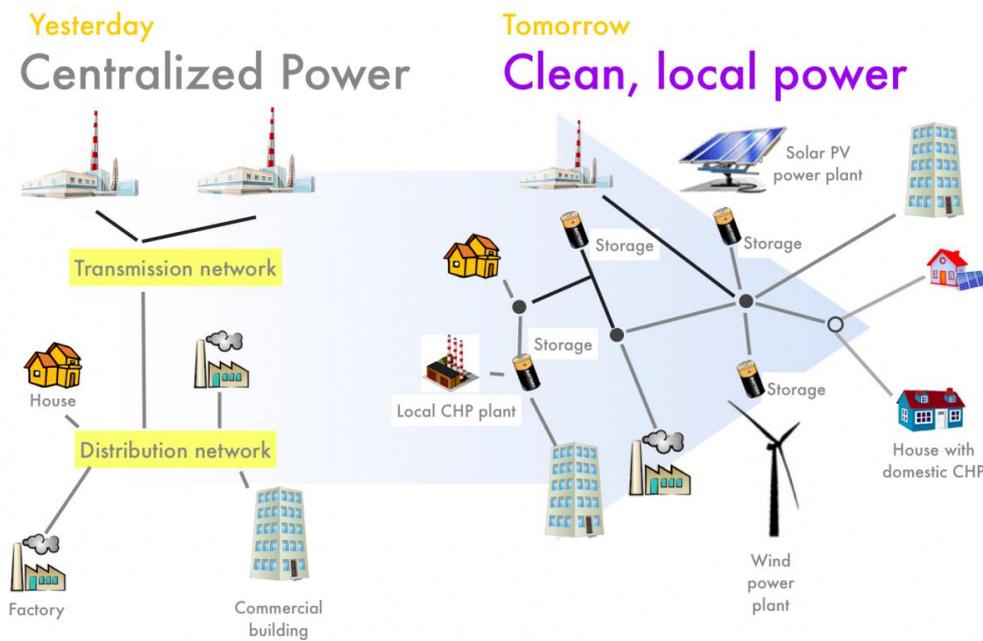


Figura 1.13 - Evolução do paradigma da rede elétrica [21].

A presente legislação incentiva o autoconsumo, tirando proveito de uma melhor eficiência do sistema, uma vez que o local de produção se encontra próximo do local de consumo. Este novo modelo de produção distribuída está dividido em duas vertentes: Unidades de Produção para Autoconsumo (UPAC) e Unidades de Pequena Produção (UPP). No caso das UPP, toda a energia produzida é injetada na rede elétrica nacional, havendo uma remuneração via leilão enquanto que, no regime de UPAC, a energia produzida é, preferencialmente, consumida no local, podendo o excedente ser injetado na rede elétrica. Neste último caso, a remuneração da energia injetada na Rede Elétrica de Serviço Público (RESP) é dada pela equação (1.1).

$$R_{UPAC,m} = E_{Fornecida,m} \times OMIE_m \times 0,9 \quad (1.1)$$

Sendo:

- $R_{UPAC,m}$ – a remuneração da energia fornecida à RESP no mês m , em €;
- $E_{Fornecida,m}$ – a energia fornecida à RESP no mês m , em kWh;
- $OMIE$ – o valor resultante da média aritmética simples dos preços de fecho do Operador do Mercado Ibérico de Energia (OMIE) para Portugal, relativos aos meses m , em €/kWh;
- m – o mês referente à contagem da energia fornecida à RESP.

Adicionalmente, as UPAC com uma potência instalada superior a 1,5 kWp e com ligação à RESP, são premiadas com uma compensação mensal fixa, nos primeiros 10 anos após obtenção do certificado de exploração, calculada com base na equação (1.2).

$$C_{UPAC,m} = P_{UPAC} \times V_{CIEG,t} \times K_t \quad (1.2)$$

Sendo:

- $C_{UPAC,m}$ – a compensação paga no mês m por cada kW de potência instalada, que permita 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} – o valor da potência instalada da UPAC, constante no respetivo certificado de exploração;
- $V_{CIEG,t}$ – o valor que permite recuperar os CIEG da respetiva UPAC, medido em €/kW, apurado no ano t nos termos do número seguinte;
- K_t – o 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 – o ano de emissão do certificado de exploração da respetiva UPAC.

No que se refere aos processos de licenciamento, as UPP necessitam de um registo e certificado de exploração. Por outro lado, o licenciamento das UPAC encontra-se dividido em diferentes escalões representados na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 - Resumo dos principais requisitos exigidos às UPAC (baseado em [20]).

	Potência de ligação à RESP				S/ ligação à RESP
	<200 W	200 W – 1500 W	1,5 kW – 1 MW	>1 MW	“Em ilha”
Registo	-	Mera comunicação prévia	Controlo Prévio/ Cert. Exploração	Licença de Exploração	Mera comunicação prévia
Taxas de Registo	-	Isento	✓	✓ (Aplicável ao respetivo regime)	Isento
Equipamento de Contagem	-	-	Com telecontagem	Com telecontagem	-
Remuneração do Excedente	- (Apenas se existir registo)	- (Apenas se existir registo)	✓	- (Terá de ser definida com contraparte)	-
Compensação	Isento	Isento	✓	✓	-

Com a presente legislação, o processo para obter licença para instalações até 1500 Wp é simplificado, contudo o excedente de produção de energia é injetado na rede sem qualquer pagamento [19], [20]. Assim, torna-se mais rentável ao utilizador a inclusão de um estágio de armazenamento do excedente de produção para consumo próprio, nas horas que não existe produção. Com o desenvolvimento da presente dissertação, pretende-se inovar o conceito de microinversor, juntando a principal característica de um microinversor comercial, extração e injeção na rede elétrica da máxima potência disponível em cada módulo solar fotovoltaico, com a capacidade de armazenamento local de energia. A presente tecnologia possui diversas aplicações, permitindo ao utilizador ser não só produtor de energia, para posterior injeção na rede elétrica, como consumidor direto da mesma.

1.5. Microinversor: Produtores e Custos

Nos últimos anos, tem-se sentido um interesse acrescido na tecnologia solar fotovoltaica, nomeadamente, em regimes de micro e miniprodução. Desta forma, os fabricantes têm vindo a desenvolver sistemas que permitem a ligação dos módulos solares fotovoltaicos com a rede elétrica, como é o caso dos microinversores.

Com o intuito de perceber as soluções existentes no mercado, foi feita uma investigação ao nível de microinversores mais usados para interface de módulos solares fotovoltaicos com uma potência máxima de 200 W, sendo apresentados Tabela 1.3 alguns exemplos.

Tabela 1.3 - Tabela de comparação de alguns microinversores no mercado.

			
Modelo	<i>YC500i</i> [22]	<i>MICRO-0.25</i> -[23]	<i>Enphase M215</i> [24]
Fabricante	<i>APsystems</i>	<i>ABB</i>	<i>Enphase Energy</i>
N.º de painéis	2	1	1
Potência máxima	530 Wp	265 Wp	225 Wp
Eficiência de pico	95,5%	96,5%	96,5%
Dimensões (mm)	221x167x29	266x246x35	171x173x30
Preço	250 €	115 €	130 €

Do que foi possível constatar, os microinversores disponíveis no mercado apresentam dimensões reduzidas, com eficiências de pico superiores a 95%. Adicionalmente, verifica-se soluções inovadoras e compactas como é caso do modelo *YC500i* da fabricante *APSystems*, em que o microinversor permite uma interface mútua com dois módulos, tendo integrado dois algoritmos de MPPT independentes.

Adicionalmente, em [25]–[27] são apresentados outros exemplos de microinversores com características semelhantes. De um modo geral, os microinversores são constituídos por um conversor CC-CC seguidos por um conversor CC-CA, intercalado com um barramento CC composto por condensadores. Relativamente às topologias utilizadas, todas utilizam isolamento galvânico proporcionado por um transformador de alta frequência sendo os conversores CC-CC do tipo *flyback* e ponte completa os mais assíduos nestas aplicações [7]. Adicionalmente, sabe-se que a *Texas Instruments* possui um Kit de desenvolvimento de um microinversor, cuja referência do fabricante é *TMDSSOLARUINVKIT*, e que utiliza um conversor isolado do tipo *flyback* como conversor CC-CC [28].

Como é perceptível, os microinversores são dispositivos compactos que possibilitam a interface dos módulos solares fotovoltaicos com a rede elétrica. Estes permitem uma extração contínua de energia em cada módulo, sem influenciar a extração dos módulos adjacentes, sendo normalmente, instalados nas costas dos módulos, tal como é demonstrado na Figura 1.14. Adicionalmente, permitem uma modularização e expansão da instalação solar fotovoltaica de uma forma simples, sem que para tal seja necessário redimensionar a antiga central inversora.



Figura 1.14 - Microinversores instalados nas costas dos módulos solares fotovoltaicos [29].

Os microinversores podem possuir dispositivos de comunicação, o que permite uma monitorização da energia produzida em cada módulo, facilitando a deteção de alguma deficiência na instalação. Uma interface de monitorização está exemplificada na Figura 1.15.

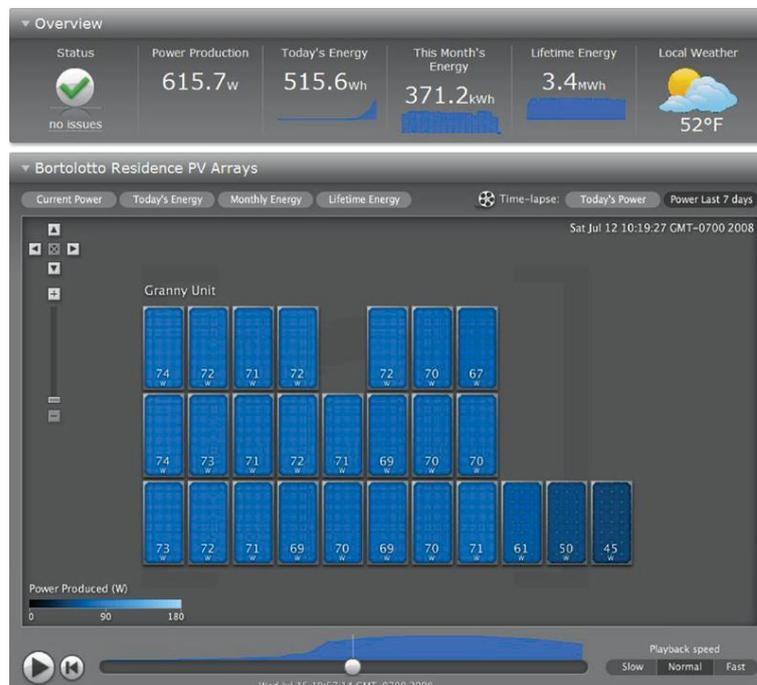


Figura 1.15 - Interface de uma monitorização de uma instalação solar fotovoltaica com microinversores [30].

1.6. Enquadramento e Motivações

Atualmente, a energia elétrica é indispensável para o desenvolvimento das sociedades modernas. Tratando-se de algo essencial para as diversas atividades humanas, desde da indústria à saúde passando inevitavelmente pelos lares, tornou-se num bem de primeira necessidade, sem o qual o conceito de sociedade moderna não funcionaria.

Contudo, com o crescer das necessidades energéticas, surgiram uma série de problemas associados à utilização das suas principais fontes: os combustíveis fósseis. Como é sabido e cada vez mais se tem vindo a sentir, a utilização destes combustíveis tem vindo a criar problemas ambientais, como os exemplos anteriormente mencionados. Desta forma, e com a finalidade de mitigar os atuais e futuros efeitos do uso destas fontes de energia, têm vindo a ser introduzidas medidas de incentivo para a diminuição do seu consumo e para a utilização de fontes de energia renováveis.

Entre as fontes de energia renovável, a energia solar fotovoltaica apresenta-se como uma solução atrativa tanto para produção em grande escala, como as centrais solares fotovoltaicas, como em pequena escala, com o intuito de reduzir os consumos da rede e

trazer benefícios financeiros para os utilizadores. De acordo com as pesquisas efetuadas e apresentadas, a energia solar fotovoltaica apresentará um forte crescimento nos anos que se avizinham, desempenhando um papel crucial quer no desenvolvimento económico quer no desenvolvimento sustentável. Tratando-se de algo inevitável para o desenvolvimento sustentável das sociedades, é essencial desenvolver tecnologia que permita o seu usufruto.

Assim, este trabalho de dissertação surge como um contributo para o desenvolvimento tecnológico nesta área. Igualmente, contribuirá na exploração de fontes de energia limpa. Pretende-se desta forma, o desenvolvimento de uma solução para os problemas até então apresentados e, de uma forma complementar, o acompanhamento da mudança de paradigma que se tem tornado cada vez mais evidente.

1.7. Objetivos e Contribuições

Na presente dissertação é descrito o desenvolvimento de um microinversor com armazenamento local de energia para aplicações solares fotovoltaicas. Trata-se de um equipamento de eletrónica de potência constituído por dois conversores (CC-CC e CC-CA). A operação combinada dos dois conversores de eletrónica de potência permite fazer a interface dos módulos solares fotovoltaicos com um banco de baterias e com a rede elétrica, para que o utilizador possa usufruir diretamente da energia produzida, sendo o excedente injetado na rede elétrica.

O desenvolvimento do microinversor compreende diversas etapas de implementação, passando pelo software até ao hardware. Desta forma, o cumprimento de todas estas etapas é crucial para atingir os objetivos apresentados de seguida:

- Estudo bibliográfico, com foco na investigação do estado da arte;
- Realização de simulações computacionais com recurso ao software PSIM de modo a validar, em software, a topologia e algoritmos de controlo a implementar no microinversor;
- Desenvolvimento dos conversores CC-CC e CC-CA;
- Desenvolvimento do condicionamento de sinal;
- Desenvolvimento do sistema de controlo para os conversores de eletrónica de potência;
- Validação do funcionamento do prototípico do microinversor.

Considerando que os microinversores convencionais presentes no mercado apenas permitem a interface dos módulos solares fotovoltaicos com a rede elétrica e que, o paradigma energético irá sofrer sucessivas alterações de modo a possibilitar a integração

de energias renováveis na rede, torna-se necessário a inclusão de um estágio para armazenamento local de energia neste sistema. Adicionalmente, a presente legislação em vigor em Portugal, incentiva o autoconsumo o que reforça essa ideia.

A topologia para um microinversor aqui apresentada tem como objetivo principal a inovação do conceito tradicional do mesmo, permitindo ao utilizador ser não só produtor de energia proveniente de fontes de energia renovável, como é o caso da energia solar fotovoltaica, mas também ser consumidor direto da mesma.

1.8. Organização e Estrutura da Dissertação

Ao longo deste documento de dissertação, composto por sete capítulos, são descritas todas as etapas e decisões tomadas para atingir os objetivos propostos. Uma descrição mais pormenorizada dos tópicos de cada capítulo é apresentado de seguida.

No Capítulo 1, é realizada uma descrição do problema energético atual, sendo as energias renováveis, nomeadamente a solar fotovoltaica, apresentadas como possíveis soluções para o problema. Este capítulo contém ainda, dados estatísticos relativos à energia solar fotovoltaica a nível mundial e em Portugal. De igual modo, é realizada uma breve abordagem ao novo paradigma energético e à atual legislação que rege a exploração de energias renováveis em Portugal, sendo posteriormente, apresentados exemplos de microinversores existentes no mercado. O capítulo termina com a apresentação dos objetivos para a realização deste projeto de dissertação, assim como, as motivações e contribuições.

No Capítulo 2 é feita uma breve introdução à energia solar fotovoltaica, sendo procedido de uma descrição mais detalhada: da célula solar fotovoltaica; das tecnologias que a constituem; e das influências externas na geração de energia por parte das células. De igual modo, é feito um levantamento do estado da arte das tecnologias de armazenamento de energia, mais propriamente, das baterias eletroquímicas, sendo apresentados no final do capítulo, circuitos elétricos que modelam o comportamento das mesmas. O conhecimento do modelo elétrico é prática essencial para uma correta previsão do comportamento do sistema a implementar.

O Capítulo 3 foca-se na parte mais teórico-prática deste projeto, realizando um levantamento do estado da arte de topologias de conversores de eletrónica de potência passíveis de serem utilizados na constituição do microinversor. Adicionalmente, são abordados os vários algoritmos de controlo necessários para o correto funcionamento de todo o sistema, enumerando: o algoritmo de MPPT, que irá procurar o ponto de operação ideal do microinversor; o algoritmo de carregamento das baterias, responsável pela

preservação dos ciclos de vida das mesmas; e as técnicas de controlo por corrente, utilizadas para a sintetização de uma corrente sinusoidal e injeção de energia na rede elétrica.

No Capítulo 4 é apresentada uma nova topologia para integrar num microinversor, assim como é realizada uma explicação dos modos de operação e do princípio de funcionamento. Posteriormente, são apresentados os resultados obtidos em software de simulação de forma a validar não só a topologia proposta bem como os algoritmos de controlo utilizados.

No que toca ao Capítulo 5, este é dedicado à descrição detalhada de todo o hardware de potência e de controlo desenvolvido para o microinversor.

Quanto ao Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos em bancada, dos testes realizados ao microinversor implementado, de forma a validar a topologia e os algoritmos de controlo propostos.

Por fim, no Capítulo 7 encontram-se descritas as conclusões finais obtidas ao longo deste trabalho de dissertação. De igual modo, e com o intuito de melhorar o trabalho realizado, são apresentadas algumas propostas para um eventual trabalho futuro.

CAPÍTULO 2

Tecnologias de Sistemas Solares Fotovoltaicos e de Armazenamento de Energia

2.1. Introdução à Energia Solar Fotovoltaica

O sol representa um reator nuclear de grandes dimensões. Neste, ocorrem reações químicas que libertam grandes quantidades de energia sob a forma de radiação pelo espaço [3].

Estudos científicos determinaram que o sol irradia continuamente uma potência de $P_{Sol} = 3845 \times 10^{23} \text{ W}$ em todas as direções, sendo que o planeta Terra, devido à grande distância para com o sol ($r_{ST} = 1496 \times 10^8 \text{ m}$), apenas recebe uma pequena parcela, como é demonstrado na equação (2.1) [3].

$$E_{Sol} = \frac{P_{Sol}}{4 \pi r_{ST}^2} = \frac{3845 \times 10^{23}}{4 \pi (1496 \times 10^8)^2} = 1367 \text{ W/m}^2 \quad (2.1)$$

De salientar que, a constante solar E_{Sol} obtida na equação (2.1), representa a radiação solar incidente na atmosfera terrestre, chegando apenas 61% à superfície por radiação direta, obtendo a parcela de 835 W/m². Contudo, devido à radiação indireta, é possível obter uma parcela adicional, totalizando 1000 W/m². Este valor é utilizado como valor de referência nos testes realizados aos módulos solares fotovoltaicos (STC – *Standard Test Conditions*) [3].

Sendo já perceptível o poder energético proveniente do sol, torna-se evidente a crescente determinação do homem em conseguir explorar esta fonte de energia de modo a conseguir saciar a sua dependência da energia elétrica. Esta frenética exploração, acentuada nos últimos anos, tem contribuído fortemente para a expansão dos sistemas solares fotovoltaicos em todo o mundo.

No entanto, caso a tecnologia solar fotovoltaica venha a tornar-se a fonte energética maioritária no futuro, é necessário ter em consideração os materiais mais adequados para a sua implementação de modo a preservar a sustentabilidade a longo prazo. A história desta tecnologia revela uma intensa investigação e implementação.

A história das células solares fotovoltaicas remonta ao século XIX. Decorria o ano de 1839, quando o cientista francês *Alexandre Edmond Becquerel* descobriu o efeito fotoelétrico enquanto realizava experiências eletroquímicas. A experiência consistia na colocação de dois elétrodos revestidos com prata num recipiente cheio de um determinado eletrólito e com uma corrente a passar. *Becquerel* verificou que a corrente variava com a exposição da luz a que o recipiente se encontrava. Mais tarde, no ano de 1873 o engenheiro inglês *Willoughby Smith* e o seu assistente *Joseph May* descobriram um efeito semelhante: a resistividade do selénio variava com a exposição da luz [3].

A primeira célula solar fotovoltaica criada intencionalmente surgiu apenas em 1883 por intermédio do inventor americano *Charles Fritts*. Consistia numa célula de selénio com aproximadamente 30 cm² de área e uma eficiência de 1% [3].

A era moderna das células solares fotovoltaicas apenas surgiu em 1954 quando os investigadores *Daryl Chapin*, *Calvin Fuller* e *Gerald Pearson*, dos laboratórios *Bell* acidentalmente descobriram que a junção *pn* dos díodos criava uma diferença de potencial quando o laboratório se encontrava iluminado. Com este conhecimento, desenvolveram uma célula solar com uma área de 2 cm² e com uma eficiência que superava os 6%, sendo apresentada ao público em 25 de abril de 1954. No dia seguinte, o jornal *New York Times* publicou a notícia na capa principal dizendo “O cumprimento de um dos maiores desejos da Humanidade - a utilização da energia quase ilimitada do sol” [3]. Os cientistas e a célula desenvolvida encontram-se representados na Figura 2.1.



Figura 2.1 - Os inventores da primeira célula solar fotovoltaica: *Pearson*, *Chapin* e *Fuller* (da esquerda para a direita) [3].

Como é perceptível, a tecnologia solar fotovoltaica tem suscitado um especial interesse por parte de engenheiros e cientistas em todo o mundo. Estes têm vindo a desenvolver técnicas e conhecimentos, contribuindo fortemente para a proliferação desta tecnologia e para um melhor rendimento. Para tal, o conhecimento do princípio de funcionamento de uma célula solar fotovoltaica é uma prática essencial para o correto dimensionamento do sistema implementado.

Assim sendo, neste capítulo é descrito o princípio de funcionamento da célula solar fotovoltaica, assim como, é realizado um estudo das tecnologias mais usuais no mercado. É descrito o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica assim como são introduzidos os termos técnicos para uma melhor percepção do conteúdo da dissertação. O tópico é finalizado com a apresentação de fatores externos que influencia a potência gerada por uma dada célula.

Posteriormente é realizado um estudo semelhante ao nível de tecnologias de armazenamento de energia. Inicialmente é realizada uma introdução ao tema, focando as baterias eletroquímicas, procedendo-se à familiarização de alguns termos mais técnicos ao nível desta tecnologia. Por fim, é feito um levantamento das tecnologias de baterias mais comuns em sistemas de autoconsumo, assim como, são apresentados vários modelos elétricos essenciais para uma correta validação do sistema a implementado.

2.2. Células Solares Fotovoltaicas

Um sistema solar fotovoltaico é composto por vários componentes que em conjunto colaboram num objetivo único: produzir energia elétrica através de uma fonte renovável e limpa, como é o caso da radiação proveniente do Sol. Para melhor percepção do funcionamento de todo o sistema é necessário entender o seu elemento mais básico: a célula solar fotovoltaica.

Assim, a célula solar fotovoltaica assume-se como o componente mais básico na conversão de energia do sistema, uma vez que é nela que ocorre a transformação da energia solar em energia elétrica, sendo este processo denominado por “efeito fotoelétrico”. Contudo, as células solares fotovoltaicas por si só não conseguem produzir uma quantidade de energia suficiente ao ponto de serem utilizadas individualmente, sendo normalmente associadas em série e/ou paralelo de modo a obter valores mais elevados de corrente e/ou de tensão, respetivamente. Este agrupamento de células, ligadas entre si, denomina-se por “módulo solar fotovoltaico”.

A escolha do material constituinte das células solares fotovoltaicas passa pelas suas características absorventes do espectro solar e pelo custo de fabrico. O silício surge como sendo um material preferencial devido à sua abundância pela superfície terrestre, perfazendo 26% do peso total do planeta. Este pode ser encontrado sob diversas formas na natureza, sendo a mais comum em areia, mas nunca em silício puro. O silício tornou-se no material de eleição na área de eletrónica para a conceção de díodos, transístores e microcontroladores. Desta forma, o exaustivo investimento e investigação ao longo dos anos em novas tecnologias, permitiu alargar a aplicabilidade do silício, tornando-o como

material de eleição para as aplicações solares fotovoltaicas, devido à facilidade em absorver o espectro [4].

2.2.1. Tipos de Células Solares Fotovoltaicas

Os principais fatores a levar em consideração na concessão de uma célula solar fotovoltaica recai no custo de fabrico e no rendimento. Do ponto de vista do fabricante, a célula ideal seria algo com elevado rendimento, de forma a agradar ao consumidor final, mas com um custo de fabrico baixo. Contudo, e limitados pela tecnologia atual, os processos de fabrico são complexos, dispendiosos e originam células solares fotovoltaicas com um rendimento reduzido. Deste modo, e em conformidade com a matéria-prima e a técnica de fabrico, as células podem ser classificadas como sendo tecnologia de: primeira, segunda ou terceira geração.

A matéria-prima dominante na indústria fotovoltaica é o silício, sendo que aproximadamente nove em cada dez módulos solares fotovoltaicos são constituídos por células deste material. Uma das razões deste domínio, para além da sua abundância como anteriormente referenciado, deve-se ao grande investimento na investigação e na implementação em novas tecnologias ao longo dos últimos anos [31]. Na Figura 2.2 é possível visualizar não só o domínio do silício na constituição das células solares fotovoltaicas nos últimos anos, assim como, constatar que as células policristalinas (*Multi-Si*) têm vindo a ganhar terreno [32].

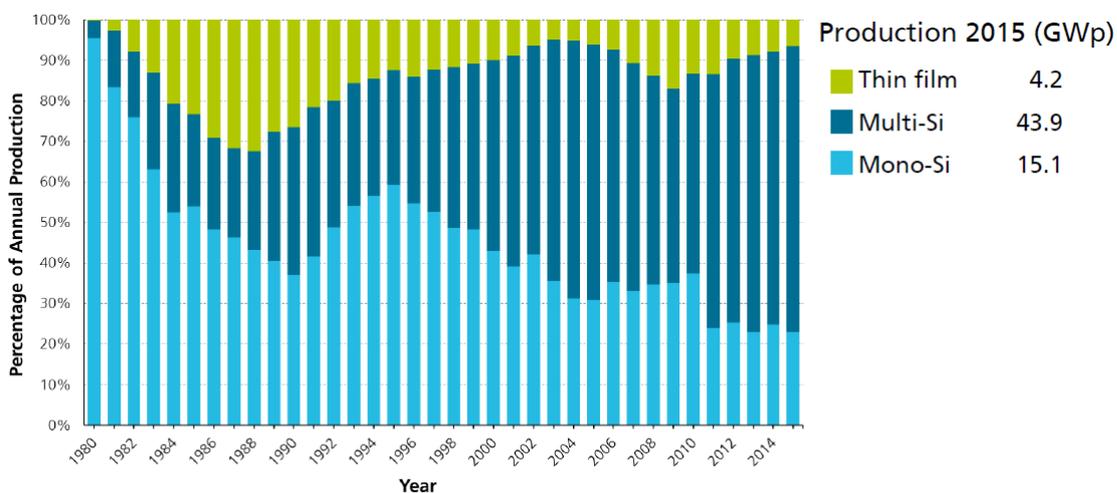


Figura 2.2 - Evolução dos tipos de células solares fotovoltaicas mais utilizadas ao longo dos últimos anos [32].

Dentro das células de filme fino e com base na Figura 2.3, pode presenciar-se um contínuo decréscimo da utilização de células baseadas no silício amorfo face ao

crescimento de outras tecnologias como é o caso do telureto de cádmio (CdTe) e de disseleneto de cobre e índio (CIS).

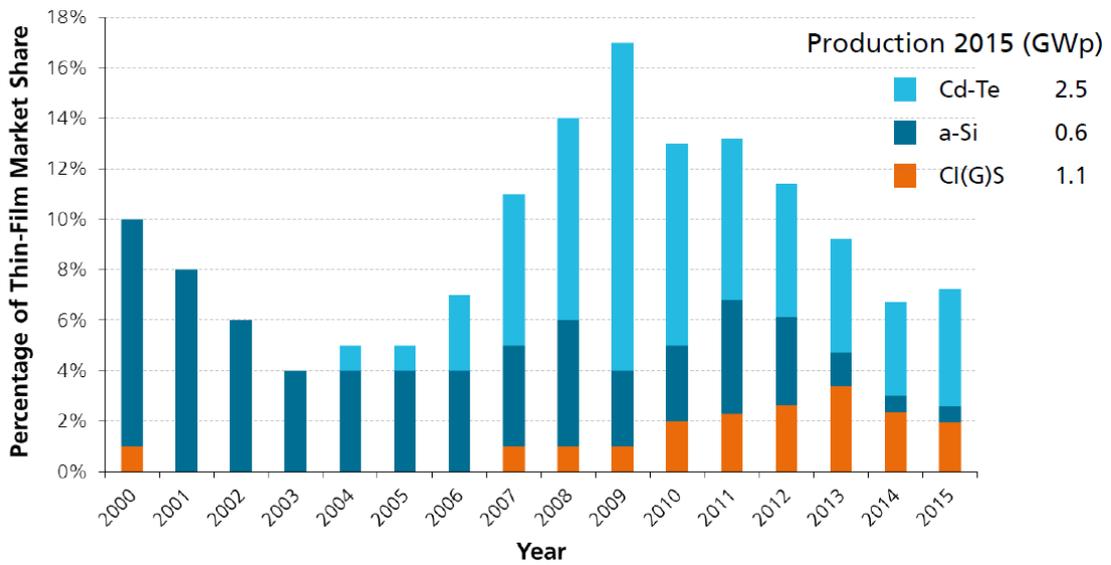


Figura 2.3 - Evolução da utilização de células solares fotovoltaicas de filme fino ao longo dos últimos anos [32].

Apesar dos processos de fabrico serem dispendiosos e de, inicialmente, as células solares fotovoltaicas apresentarem um rendimento baixo, existe um enorme potencial na utilização desta tecnologia para a geração de energia limpa. Deste modo, tem existido um contínuo investimento e investigação de modo a desenvolver novas e melhores técnicas de fabrico de forma a proporcionar um rendimento superior ao até então alcançado. Adicionalmente, apesar da abundância de silício na terra, a investigação de novos materiais para a constituição de células solares fotovoltaicas não é posta de lado, podendo-se observar na Figura 2.4, o crescente aumento no fabrico de células solares fotovoltaicas, não só de primeira como de segunda geração.

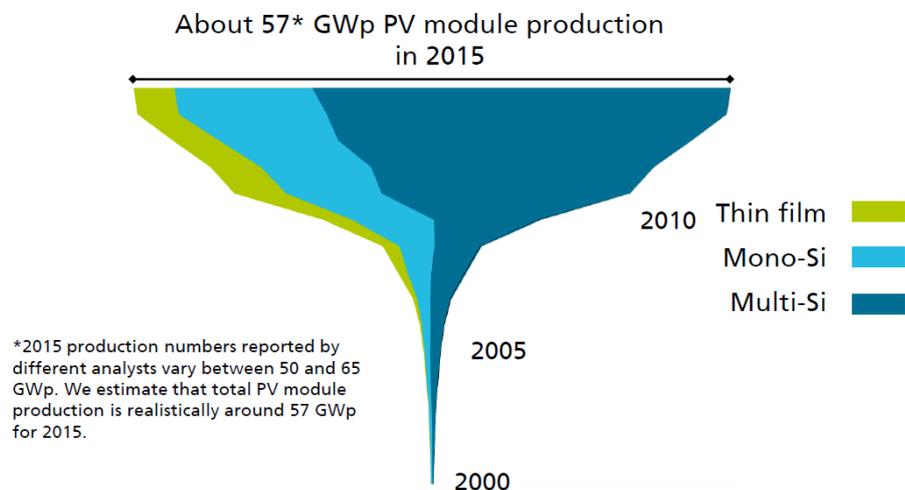


Figura 2.4 - Evolução da produção das tecnologias de células solares fotovoltaicas nos últimos anos [32].

Células Monocristalinas

As células monocristalinas, sendo um exemplo ilustrado na Figura 2.5, representam a primeira geração de células solares fotovoltaicas, apresentando uma eficiência na ordem dos 16% a 17%, podendo atingir em laboratório uma eficiência de 25% [4].



Figura 2.5 - Exemplo de uma célula solar fotovoltaica monocristalina.

Contudo, o processo de fabrico é bastante complexo e dispendioso devido à necessidade da utilização da matéria-prima num estado elevado de pureza, fazendo com que esta tecnologia seja utilizada apenas em aplicações excepcionais, onde o custo não é o primeiro fator a ter em conta [3].

A conceção de células solares fotovoltaicas desta tecnologia tem como origem no aquecimento até 1450 °C de um lingote formado por silício num estado bruto, com uma velocidade rotacional máxima de 30 cm/h, sendo este processo denominado por *Czochralski*. Ao ajustar a velocidade e a temperatura é possível variar o diâmetro do lingote até 30 cm. No caso de haver necessidade de melhorar o estado de pureza do lingote, o processo de *Czochralski* é combinado com o processo de *Float-Zone*, onde uma bobina atravessa pelo lingote, no sentido ascendente, derretendo o lingote apenas na zona de indução e, conseqüentemente, empurrando as impurezas para a parte superior do lingote, formando cristais monocristalinos de silício na parte inferior [3], [33]. Do lingote final é procedido ao corte de lâminas que irão originar as células solares fotovoltaicas finais.

Células Policristalinas

O processo de fabrico das células solares fotovoltaicas policristalinas é mais simples, uma vez que não é requerido o uso de cristais de silício com um grau de pureza tão elevado, não exigindo tanta energia o que, conseqüentemente, se reflete num custo menor. Conseqüentemente, devido às poucas exigências do processo de fabrico, face ao

monocristalino, estas células apresentam um rendimento menor, na ordem dos 13% a 15%, podendo chegar aos 20% em laboratório [3], [4], [33]. O aspeto de uma célula policristalina está representado na Figura 2.6, onde se pode constatar a existência de vários padrões protagonizados pela presença de vários cristais.



Figura 2.6 - Exemplo de uma célula solar fotovoltaica policristalina.

Células de Silício Amorfo

As células de silício amorfo constituem o grupo de células de segunda geração, sendo a tecnologia mais conhecida na constituição de células de filme fino. Estas células são amplamente usadas em calculadoras, relógios entre outros produtos consumíveis cuja eficiência não é um requerimento crucial, uma vez que o seu rendimento ronda os 12% [4].

O processo de fabrico tem como origem a deposição de uma camada fina de um material fotossensível na superfície de um metal, vidro ou plástico. Este processo é energeticamente menos exigente, o que se reflete no preço final da célula [12].

No caso de o polímero possuir propriedades flexíveis, surge a oportunidade de integrar estas células nos telhados ou outras superfícies irregulares. Adicionalmente, estas células possuem propriedades semitransparentes, uma vez que esta tecnologia permite o fabrico destas com uma espessura na ordem dos 0,5 μm . A versatilidade do uso desta tecnologia na obtenção de áreas extensas de exposição solar e, conseqüente, na geração de energia a um custo relativamente reduzido (principalmente em superfícies onde até então seria inimaginável gerar energia), torna-a numa aposta bastante atrativa na construção de novos edifícios [12]. Um exemplo dessa versatilidade é apresentado na Figura 2.7.



Figura 2.7 - Módulos solares fotovoltaicos integrados na fachada de um edifício [34].

Contudo, uma das grandes desvantagens destas células além do baixo rendimento é a instabilidade das propriedades elétricas, nomeadamente na diminuição da sua eficiência entre 10% e 30% nos primeiros meses em operação, um fenómeno denominado por efeito de *Staebler-Wronski* [3], [33].

Células de Telureto de Cádmio (CdTe)

As células de telureto de cádmio apresentam um processo de fabrico simples a custo reduzido, inferior a 0,60 €/Wp, e um rendimento nos módulos solares fotovoltaicos de 13%, podendo chegar aos 18% em laboratório. Esta combinação torna as células de CdTe na mais económica das tecnologias de filme fino [3], [12], [33].

Contudo, o cádmio pode apresentar riscos quer para o meio ambiente quer para a saúde. Deste modo, os resíduos provenientes do seu processo de fabrico e do abate final dos módulos solares fotovoltaicos com esta tecnologia apresentam riscos acrescidos para o ambiente [3], [33].

Células de Nova Geração

O potencial da energia solar tem incentivado o desenvolvimento tecnológico em novas tecnologias, surgindo deste modo, a 3ª geração de células solares fotovoltaicas.

Entre estas tecnologias, estão presentes os concentradores solares (*Concentrating Photovoltaic Panel – CPV*) que utilizam óticas, como lentes ou espelhos, de modo a concentrar a radiação solar numa célula solar de alto rendimento, com duplas junções (*multi-junction*). Com esta técnica será necessária a implementação de um sistema de orientação dinâmica das óticas, o que permite aumentar a concentração por um fator de 1000 vezes. Contudo, devido ao aumento da temperatura da célula que provoca uma diminuição na potência gerada, estas requerem um sistema de refrigeração (ativo ou passivo), inflacionando o preço final.

A técnica de implementação de duplas junções consiste na combinação de vários materiais semicondutores, com bandas de *gap* distintas, permitindo obter uma ampla banda de absorção espectral. A mesma técnica pode ser igualmente implementada em junções triplas (*triple-junction*) permitindo obter uma eficiência teórica de 59%. Contudo, devido à complexidade e aos custos, esta tecnologia é unicamente usada em células de tamanho reduzido com concentradores solares, obtendo um rendimento máximo de 25% em módulos comerciais e de 40% em laboratório, ou em aplicações espaciais [12].

Adicionalmente, surgem outras tecnologias como as células orgânicas ou as células com corantes sensibilizados à radiação solar (*Dye-Sensitized Solar Cells – DSSC*), demonstrando a flexibilidade de diversos materiais a gerarem energia. Apesar de possuírem um rendimento inferior a 10%, apresentam um custo de implementação bastante reduzido e uma versatilidade elevada, podendo ser incorporadas em carregadores de telemóveis, computadores portáteis, rádios ou outro qualquer dispositivo portátil de baixa potência que utilize baterias [12]. É expectável que, com a contínua investigação e desenvolvimento tecnológico nesta área, seja possível encontrar novas e promissoras soluções, assim como, melhorar as existentes.

2.2.2. Modelo Elétrico de uma Célula Solar Fotovoltaica

Uma vez realizada a revisão bibliográfica de tecnologias de células solares fotovoltaicas, é necessário perceber o comportamento elétrico da mesma. Desta forma, o conhecimento do modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica e, conseqüentemente, o modelo de um módulo solar fotovoltaico é uma prática importante do ponto de vista teórico-prático, de modo a perceber o comportamento do módulo sob diferentes condições de operação. Assim sendo, é apresentado de seguida o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica.

A célula solar fotovoltaica pode ser considerada como sendo uma fonte de corrente. Assim sendo, o modelo representativo de uma célula solar fotovoltaica é constituído por uma fonte de corrente I_{ph} , em paralelo com um diodo D , por uma resistência R_S e uma segunda resistência R_{SH} . A resistência R_S , normalmente de valor reduzido, é afetada por fatores como a resistência (de *bulk*) dos materiais semicondutores constituintes da célula, pelos contactos metálicos e pelas ligações elétricas existentes. Relativamente à resistência R_{SH} , é influenciada maioritariamente pelas junções *p-n* não ideais e pelas impurezas existentes perto das junções. O valor de R_{SH} possui valores relativamente elevados, não influenciando muito no cálculo da corrente de saída (I_{out}), sendo por vezes eliminada do

circuito equivalente como é demonstrado na Figura 2.8 (b) de modo a simplificar os cálculos.

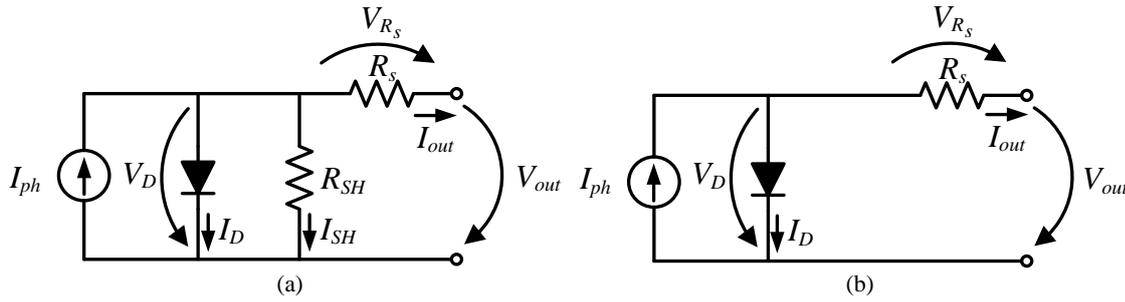


Figura 2.8 - Circuito equivalente de uma célula solar fotovoltaica: (a) modelo *standard*; (b) modelo simplificado.

No modelo apresentado na Figura 2.8 (a), a corrente gerada pela célula solar fotovoltaica aquando a incidência da radiação solar é representada pela fonte de corrente I_{ph} . Assim sendo, e analisando o circuito equivalente da Figura 2.8 (a) com base na 1ª e 2ª lei de *Kirchhoff*, lei das correntes nos nós e das tensões nas malhas, respetivamente, é possível obter as equações (2.2) e (2.3).

$$I_{out} = I_{ph} - I_D - I_{SH} \quad (2.2)$$

$$V_{out} = V_D - V_{R_S} \quad (2.3)$$

Recorrendo à 1ª lei, a corrente de saída da célula solar fotovoltaica é dada pela diferença da corrente gerada pela célula, I_{ph} , com a corrente inversa de saturação do díodo I_D . A corrente do díodo é dada pela equação (2.4).

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_{TH}}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

Sendo I_0 a corrente máxima de saturação do díodo para uma dada temperatura, η representa o fator de idealidade do díodo e V_{TH} é a tensão térmica definida pela equação (2.5).

$$V_{TH} = \frac{K_b T}{q} \quad (2.5)$$

Onde K_b é a constante de *Boltzmann* ($K_b = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T representa a temperatura de funcionamento da célula em Kelvin e q é a carga de um eletrão ($q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$). A corrente na resistência R_{SH} é obtida com auxílio da equação (2.6).

$$I_{SH} = \frac{V_D}{R_{SH}} = \frac{V_{out} + V_{R_S}}{R_{SH}} \quad (2.6)$$

Substituindo a equação (2.4) e a equação (2.6) na equação (2.3) é possível obter a equação característica da corrente de saída da célula solar fotovoltaica, apresentada em (2.7) [35]–[37].

$$I_{out} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_{th}}} - 1 \right) - \frac{V_{out} + V_{RS}}{R_{SH}} \quad (2.7)$$

Com base na equação (2.7) pode constatar-se que para valores de R_{SH} elevados, a última parcela da equação pode ser desprezada dos cálculos, uma vez que apresentará um valor residual, comprovando a afirmação anterior da pouca influência da resistência R_{SH} no cálculo da corrente de saída da célula fotovoltaica.

2.2.3. Módulo Solar Fotovoltaico

Idealmente, o módulo solar fotovoltaico deveria funcionar sempre à sua potência nominal. Contudo, a potência de cada célula que constitui o módulo é influenciada por fatores externos como a radiação, a temperatura e as sombras incidentes nas mesmas [38]. Estes fatores provocam variações nas correntes e/ou tensões geradas, o que conseqüentemente irá afetar a potência total gerada pelo módulo. Como já se percebeu, para um dado instante irá existir um dado valor de corrente e um dado valor de tensão ideais de forma a rentabilizar ao máximo a energia fornecida pelo módulo. Assim sendo, e de forma a facilitar a análise das curvas características do módulo solar fotovoltaico, é necessário estar familiarizado com alguns termos característicos dos módulos solares fotovoltaicos:

- **Potência máxima (P_{Max}):** Valor máximo de potência que o módulo solar fotovoltaico permite fornecer. Este valor resulta do produto entre o valor da tensão nominal e o valor da corrente nominal, no ponto de máxima potência;
- **Tensão nominal (V_{MMP}):** Valor da tensão nominal disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico no ponto de máxima potência em condições de referência;
- **Corrente nominal (I_{MPP}):** Valor da corrente nominal disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico no ponto de máxima potência em condições de referência;
- **Tensão de circuito aberto (V_{OC}):** Valor da tensão máxima aos terminais do módulo solar fotovoltaico quando estes se encontram em circuito aberto. Na prática, este caso representa quando uma carga de resistência infinita é conectada aos terminais do módulo e a corrente que atravessa a carga é nula;

- **Corrente de curto-circuito (I_{CC}):** Valor da corrente máxima que circula pelo módulo solar fotovoltaico quando os seus terminais estão curto-circuitados. Neste caso, a tensão na carga é nula, o que representa uma resistência de carga igual a zero.

Na Figura 2.9 estão presentes todos os termos anteriormente mencionados nas curvas características de um dado modelo de um módulo solar fotovoltaico. Pode constatar-se que para um dado valor de I_{MPP} e de V_{MPP} se obtém a potência máxima (MPP – *Maximum Power Point*) debitada pelo painel em condições de operação ideais.

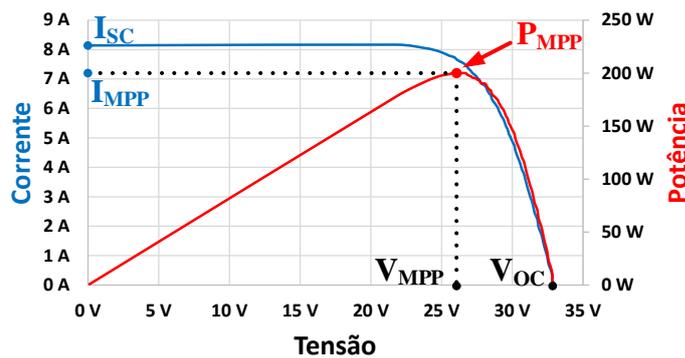


Figura 2.9 – Curvas características de um módulo solar fotovoltaico (I - V e P - V).

Contudo, em conformidade com as condições de operação, as curvas características do módulo solar fotovoltaico irão variar, sendo apresentadas, de uma forma mais pormenorizada, essas influências nos tópicos seguintes.

Radiação solar incidente

A radiação solar incidente num módulo solar fotovoltaico depende de vários fatores, tais como a sua localização geográfica, o número de horas com exposição solar, o ângulo em que o módulo se encontra em relação aos raios solares e as sombras incidentes, sendo a influência da radiação solar representada na Figura 2.10.

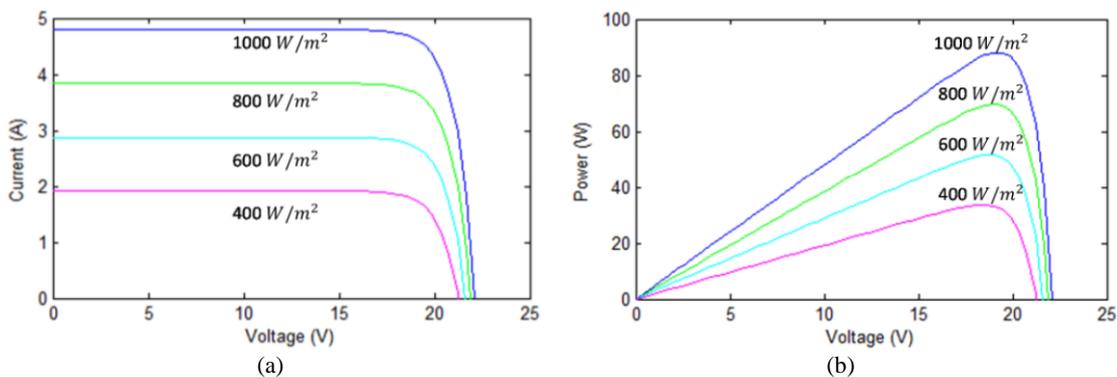


Figura 2.10 - Gráfico das curvas características de um módulo solar fotovoltaico com variação da radiação incidente: (a) Curvas características I - V ; Curvas características P - V [36].

Pode concluir-se que a corrente gerada pelo módulo solar fotovoltaico está diretamente relacionada com a radiação solar incidente, sendo tanto menor quanto menor for a radiação. Consequentemente, quanto menor a corrente gerada menor será a potência disponível pelo módulo solar fotovoltaico[39], [40].

Temperatura

De uma forma dual, a variação da temperatura nas células solares fotovoltaicas irá provocar, essencialmente, variações mais significativas na tensão de circuito aberto. Mais concretamente, o aumento da temperatura provoca uma quebra na tensão de circuito aberto V_{OC} . A diminuição de V_{OC} provoca uma quebra na tensão V_{MPP} que, por conseguinte, incita uma diminuição na potência máxima do painel como se pode constatar na Figura 2.11 [39], [40].

De salientar que o aumento da temperatura nas células pode não estar diretamente relacionada com a temperatura ambiente mas também com as características térmicas do material envolvente da mesma.

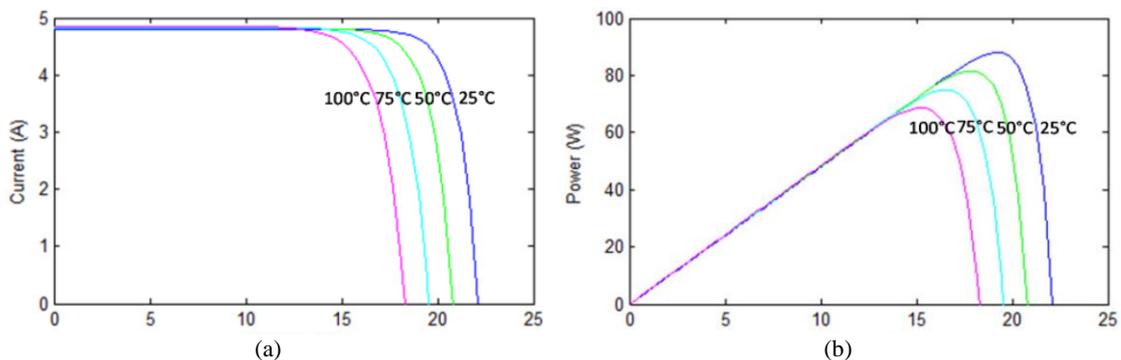


Figura 2.11 - Gráfico das curvas características de um módulo solar fotovoltaico com variação da temperatura: (a) Curvas características I-V; Curvas características P-V [36].

Efeito sombra

Numa instalação solar fotovoltaica, de forma a perfazer os valores de corrente e/ou tensão pretendidos é usual a ligação de módulos em paralelo e/ou em série. Contudo, quando uma sombra que incide num módulo, originada por árvores, edifícios vizinhos, nuvens, postes telefónicos e de distribuição eléctrica ou até mesmo poeiras acumuladas na superfície do módulo, provoca uma diminuição na performance do sistema solar fotovoltaico [37], [38], [41], [42]. O sombreamento diminui a radiação solar incidente no módulo solar fotovoltaico que, consequentemente, provoca uma quebra na corrente gerada pelo mesmo, como anteriormente mencionado.

No caso de um dado conjunto de módulos com características semelhantes, ligados em série, a corrente do conjunto irá estar limitada ao menor valor de corrente gerada pelo módulo que, muito provavelmente, esteja sobre efeito de sombra.

Em [37], [38], [41], [43] são apresentados exemplos mais pormenorizados relacionados com o efeito de sombra nas características de um conjunto de módulos solares fotovoltaicos. Especificamente em [37] foi simulado o efeito de sombra em 4 grupos de módulos solares fotovoltaicos em condições de sombreamento diferentes. A instalação é constituída por 300 conjuntos de painéis em paralelo, sendo que cada conjunto contém 7 painéis ligados em série como mostra a Figura 2.12.

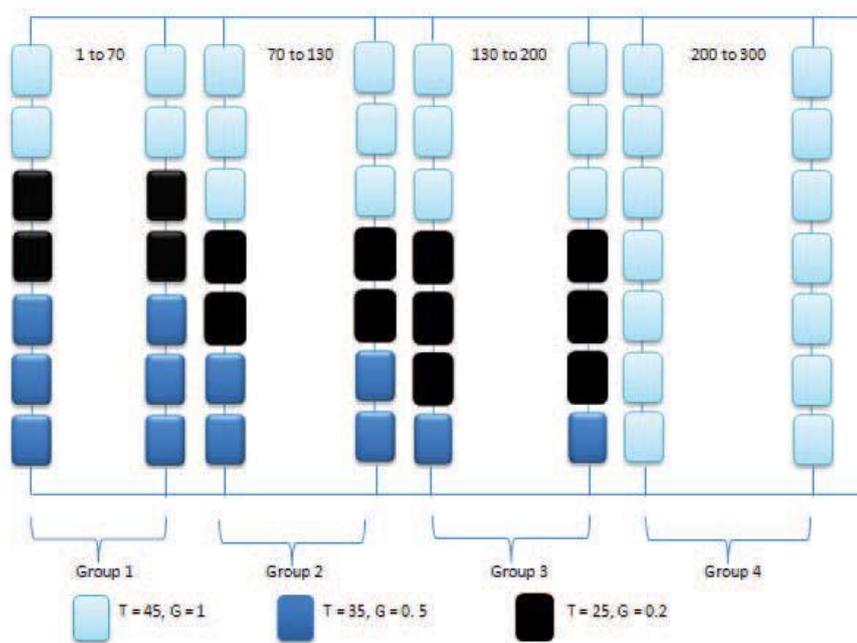


Figura 2.12 - Disposição e diferentes condições de operação, temperatura e radiação solar, dos módulos solares do exemplo mencionado [37].

Na Figura 2.13 (a) é possível visualizar a potência total de cada grupo de painéis solares fotovoltaicos, assim como a corrente gerada por cada grupo representada na Figura 2.13 (b). Pode constatar-se que o grupo 4, com as condições ideais, apresenta uma curva de potência com um único ponto de máxima potência. Contudo, nos restantes grupos afetados pelo sombreamento parcial, verifica-se uma diminuição na corrente gerada pelo conjunto, surgindo pontos de máxima potência localizados assim como um ponto de máxima potência geral. Denomina-se por “ponto de máxima potência local” ao ponto de máximo valor de um conjunto de amostras próximas, não sendo forçosamente o máximo valor de todo o conjunto [7], [44].

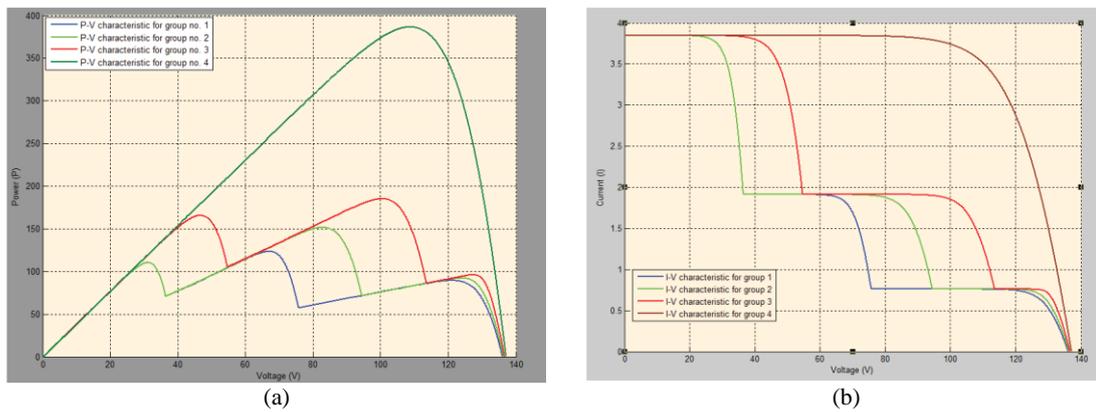


Figura 2.13 - Curvas características de cada um dos 4 grupos: (a) Curvas P - V ; (b) Curvas I - V [37].

Na Figura 2.14 (a) tem-se uma visão mais detalhada da influência do sombreamento parcial da instalação solar fotovoltaica na potência gerada pelo conjunto. Pode constatar-se o surgimento de vários pontos de máxima potência localizados que irão afetar o funcionamento do sistema no caso de este não ter pelo menos um algoritmo de controlo que permita procurar outros pontos de máxima potência próximos e, conseqüentemente, localizar um ponto de máxima potência geral, mitigando de certa forma a influência do sombreamento.

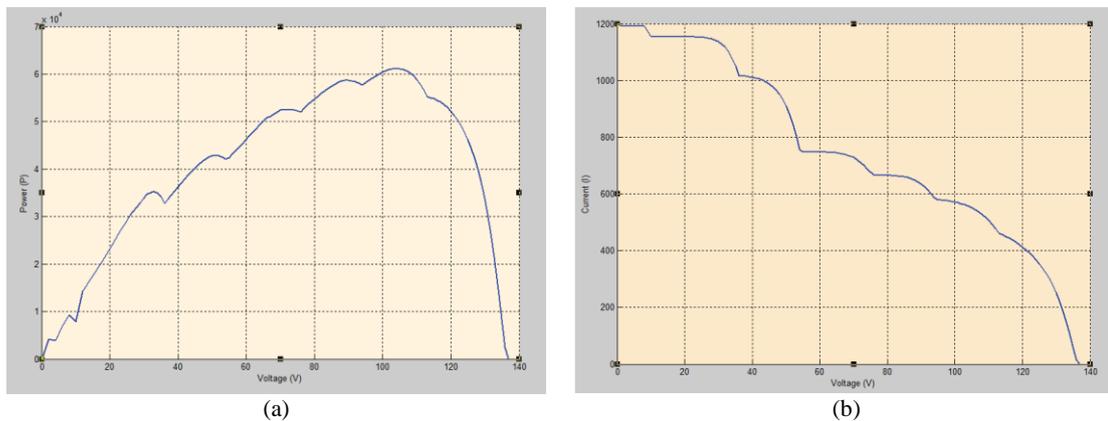


Figura 2.14 - Curvas do conjunto total solar fotovoltaico: (a) Curva P - V ; (b) Curva I - V [37].

Uma possível solução de forma a mitigar este problema é a integração de microinversores que estão vocacionados para a interface do módulo solar fotovoltaico com a rede elétrica. Estes possuem um algoritmo que irá procurar, de uma forma independente, o ponto de máxima potência de cada módulo e fazer com que o microinversor opere nesse ponto ao longo do tempo. Desta forma, é possível manter uma extração contínua e máxima de cada módulo solar fotovoltaico independentemente das condições de operação e sem influenciar a extração de módulos adjacentes.

2.3. Tecnologias de Armazenamento de Energia

Com o aumento da procura de energia elétrica, aliado à rápida proliferação da tecnologia, torna-se necessário encontrar uma solução mais rentável de forma a conseguir responder a todos os pedidos energéticos de uma forma mais limpa e eficiente. O conceito de *smart grid* surge como resposta a este paradigma. Este inclui um sistema totalmente conectado que monitoriza e identifica todos os aspetos da rede elétrica, desde os picos de consumo, horas em vazio, falhas de fornecimento energético, entre outros, de forma a mitigar possíveis anomalias por parte da rede elétrica. Um dos maiores pilares para que a *smart grid* consiga colmatar e responder a esses problemas é o desenvolvimento em grande escala de tecnologias armazenadores de energia [7], [45], [46].

O armazenamento de energia é, direta ou indiretamente, indispensável aos mais diversos setores e atividades. Para além do papel preponderante nos dispositivos de baixo consumo, como é o caso dos computadores portáteis, telemóveis e *tablets*, este desempenha funções importantes nas indústrias, especialmente nas quais a existência de uma fonte de energia constante e estável é essencial. Em sistemas solares fotovoltaicos, a inclusão de um sistema de armazenamento de energia torna-se necessário de modo a colmatar os períodos nos quais a geração é nula ou insuficiente. Assim, parte da energia solar convertida pelos painéis solares fotovoltaicos em energia elétrica durante o dia é armazenada para uso posterior [7], [47].

Muitas das tecnologias de armazenamento estão numa fase embrionária e poucas são as que conseguem responder a alguns requisitos fundamentais, tais como a grande capacidade, longo tempo de descarga ou portabilidade exigidos em certas aplicações. Desta forma, o estudo das diversas tecnologias de armazenamento de energia e correta escolha é um passo fulcral para uma instalação mais eficiente [45], [48].

Entre os exemplos de tecnologias para o armazenamento de energia, estão os volantes de inércia (*flywheels*), ar comprimido, vulgarmente designada por CAES (*Compressed Air Energy Storage*), ultracondensadores, bombagem de água (*pumped storage*), células de combustível (*fuel cells*) e baterias eletroquímicas. Mais concretamente ao nível das baterias, a eficiência e a fácil modularização na instalação e expansão tornam-nas na tecnologia mais usual na implementação de um sistema armazenador de energia para pequenas aplicações, como é o caso de um sistema solar fotovoltaico residencial. As principais limitações das baterias prendem-se com o tempo de vida útil, densidade de energia e densidade de potência, quando comparadas com outras tecnologias [7], [46], [47], [49].

As baterias eletroquímicas são dispositivos que permitem o armazenamento de energia sob a forma de energia química. Durante a descarga, ocorrem reações químicas que transferem elétrons de um material para outro (elétrodos), originando uma corrente elétrica que irá fluir por um circuito elétrico externo. Estas reações são reversíveis, permitindo que a bateria seja recarregada com o auxílio de uma fonte de alimentação auxiliar [47], [48]. Devido à complexidade das reações eletroquímicas que ocorrem nas baterias, durante esta dissertação, o estudo será focado nas suas características elétricas e não nas reações e composições químicas.

É importante referir que o funcionamento de uma dada bateria pode mudar significativamente com as condições a que são submetidas. Para tal, o estudo das especificações e dos *datasheets* fornecidos pelos fabricantes é uma prática essencial para que a vida útil das baterias seja atingida na íntegra.

2.3.1. Características Elétricas da Bateria

Como referido anteriormente, as baterias são dispositivos que permitem que a energia elétrica possa ser convertida em energia química, armazenada e convertida novamente em energia elétrica. Estas são constituídas por uma ou várias células eletroquímicas ligadas em série e/ou paralelo de modo a perfazer a capacidade e a tensão de saída pretendida.

Para melhor compreensão e distinção entre as diversas tecnologias de baterias de seguida apresentadas, é necessário conhecer previamente alguns conceitos [50]:

- **Capacidade (Ah):** Define a corrente elétrica que uma bateria é capaz de fornecer num dado período de tempo, geralmente em horas. Contudo, este valor não é linear, estando dependente do valor da corrente na descarga;
- **Ciclos de vida:** Refere à sequência de descarga que a bateria suporta, sob condições elétricas e ambientais específicas, antes da sua capacidade de carga disponível atingir um valor mínimo;
- **Densidade de Energia (Wh/l):** Define a relação entre a quantidade de energia máxima armazenada na bateria e o seu volume (em litros);
- **Densidade de Potência (W/l):** Define a relação entre a potência nominal que a bateria possibilita e o seu volume (em litros);
- **Efeito memória:** consiste na redução da capacidade da bateria. Este efeito surge em algumas tecnologias de baterias cujos ciclos de carga e descarga são pequenos;

- **Energia Específica (Wh/kg):** Estabelece a relação entre a energia nominal armazenada na bateria e a sua massa (em kg);
- **Estado de carga:** Capacidade disponível numa bateria num dado instante, expressa como percentagem da capacidade nominal. Em inglês é vulgarmente denominado por *State of Charge – SoC*;
- **Flutuação:** Consiste num processo de equalização das baterias num estado de carga próximo à carga completa, evitando que as mesmas permaneçam longos períodos de tempo em estado parcial de carga. Este processo é crucial em baterias de chumbo-ácido, sendo justificado no capítulo seguinte;
- **Potência específica (W/kg):** Estabelece a relação entre a potência nominal da bateria e a sua massa (em kg);
- **Sulfatação:** Consiste na formação e deposição de cristais de sulfato de chumbo sobre as placas de uma bateria de chumbo-ácido. Este fenómeno pode ser causado pela permanência da bateria descarregada por longos períodos de tempo ou por submetê-la a severos e repetidos processos de descarga;
- **Taxa-C (C-Rate):** Representa a relação entre a corrente de carga ou descarga e a capacidade de uma bateria. Por exemplo, se uma bateria de 55 Ah pode fornecer uma corrente de 55 A durante 1 hora, isto representa que a bateria estaria a fornecer corrente a uma taxa de 1 C;
- **Tensão de circuito aberto (V_{oc}):** representa a diferença de potencial aos terminais da bateria, a uma determinada temperatura e estado de carga, quando não existe corrente a passar pelos terminais. Na nomenclatura, é representado pela sigla inglesa V_{OC} – *Open-Circuite Voltage*;
- **Tensão de corte:** Representa a tensão mínima, especificada pelo fabricante, até à qual a bateria pode ser descarregada sem ser danificada;
- **Vida útil:** Representa geralmente o número de ciclos de carga-descarga que a bateria consegue suportar. Pode também ser expressa em períodos de tempo, dependendo do tipo de aplicação para o qual a bateria foi especificada.

2.3.2. Tecnologias de Baterias

As baterias são fontes de energia que, quando usadas apropriadamente, podem fornecer de uma maneira simples e segura a energia armazenada. Contudo, e como em qualquer outra tecnologia, a falta de conhecimento das especificações intrínsecas de cada uma e consequentes erros de implementação pode levar ao deterioramento da mesma. Desta forma, o estudo das diversas tecnologias de baterias é um passo fulcral para o

correto dimensionamento e funcionamento do elemento de armazenamento de energia para o sistema solar fotovoltaico.

Com a existente diversidade, existem baterias mais propícias para certas aplicações que outras. Exemplo disso é a bateria presente num veículo com motor de combustão, bateria de arranque, que necessita de fornecer ocasionalmente correntes elevadas em períodos de tempo curtos para ligar o motor, estando grande parte do restante tempo totalmente carregadas.

Relativamente aos sistemas solares fotovoltaicos com armazenamento local de energia, as baterias ficam totalmente carregadas ao final do dia e totalmente descarregadas no início do dia seguinte, repetindo o ciclo. Estas terão de ser projetadas para ciclos diários variáveis (profundos ou moderados) dependendo da geração energética proveniente dos painéis. Este tipo de operação é denominada por ciclo de operação. Assim sendo, o conhecimento aprofundado das características de cada tecnologia de baterias em conformidade com as condições climáticas de uma dada região geográfica irá permitir estender o seu tempo de vida, obtendo uma instalação solar fotovoltaica mais eficiente, segura e otimizada, minimizando ou até prevenindo possíveis contratempos desnecessários [48].

Foi realizado um estudo de mercado ao nível de empresas instaladoras de sistemas solares fotovoltaicos para autoconsumo apresentadas em [51]–[54], com o intuito de perceber as tecnologias de baterias mais utilizadas, sendo de seguida apresentadas essas mesmas tecnologias de baterias, assim como algumas características técnicas relevantes para a conceção do projeto.

Bateria de Chumbo-Ácido

As primeiras aplicações das baterias de chumbo-ácido remontam a meados do século XIX. Estas baterias são amplamente usadas nas mais diversas aplicações elétricas, desde a constituição de sistemas de alimentação ininterrupta (UPS), em veículos e em sistemas solares fotovoltaicos. O baixo custo de aquisição desta tecnologia torna-a como uma das mais utilizadas no mercado para as mais diversas aplicações, principalmente em aplicações sensíveis ao custo [47], [55], [56]. Contudo, apresenta algumas desvantagens como a não linearidade na potência de saída e um tempo de vida reduzido, sendo este sensível à temperatura de funcionamento, às taxas de descargas e ao número de ciclos de descarga, que em média apresenta valores de 750 ciclos. O deterioramento deste tipo de baterias é acelerado com temperaturas de operação elevadas, assim como com correntes de descarga elevadas [45]–[47], [49]. Outra grande desvantagem é a reduzida energia

específica que estas baterias possuem, sendo um fator preponderante para algumas aplicações como a mobilidade elétrica. Todavia, em aplicações solares fotovoltaicas, esta característica não representa uma desvantagem uma vez que as baterias se encontram estacionárias [49].

As baterias de chumbo-ácido não permitem carregamentos rápidos, sendo a duração média de uma carga completa de algumas dezenas de horas [57]. Recomenda-se que estas baterias sejam armazenadas no seu estado de carga completa. Como anteriormente mencionado, o processo de sulfatação aparece como um problema bastante usual nas baterias de chumbo-ácido. Se a bateria permanecer longos períodos de tempo descarregada, os cristais de sulfato de chumbo vão-se juntando gradualmente e cristalizando-se, formando cristais maiores. Nesta fase, o processo torna-se irreversível, diminuindo não só o tempo de vida útil da bateria, como também aumentando a resistência interna, devido à má condutividade elétrica dos cristais de sulfato de chumbo recém-formados [48], [58], [59].

Ao contrário dos módulos solares fotovoltaicos cujas características são apresentadas a 25°C (STC – *Standard Test Conditions*), a temperatura nominal das baterias não é padronizada, sendo especificada pelo respetivo fabricante. Recomenda-se um sobredimensionamento do banco de baterias em 30% no caso de estas operarem a uma temperatura média abaixo dos 15°C ou acima dos 35°C [31]. Embora não seja uma preocupação em Portugal, a temperaturas negativas o eletrólito poderá congelar se a bateria estiver descarregada, inibindo a operação da mesma, podendo até causar danos permanentes. Segundo alguns autores, a capacidade diminui 1% por cada redução de 1°C na temperatura das baterias. Exemplo deste fenómeno está na dificuldade das baterias de arranque dos automóveis em dar a ignição em dias mais frios. Em contrapartida, quando a temperatura da bateria aumenta, resulta numa maior mobilidade dos eletrões, acelerando as reações químicas, provocando corrosões nas placas e reduzindo a vida útil. Adicionalmente, aumenta a taxa de autodescarga e o fenómeno de sulfatação é acelerado em baterias que não estejam totalmente carregadas [31].

Bateria de Níquel-Cádmio (NiCd)

As baterias de níquel-cádmio surgem a par com as baterias de chumbo-ácido como as baterias de maior maturidade (aproximadamente 1 século) e popularidade [47], [55].

Estas baterias apresentam normalmente um custo inicial mais elevado do que as de chumbo-ácido, mas em contrapartida, apresentam vantagens operacionais como custos de manutenção reduzidos e um ciclo de vida superior. As baterias de níquel-cádmio são

menos suscetíveis a sobrecargas, permitem ciclos de descarga profundos e podem manter-se descarregadas por longos períodos sem grande prejuízo para as mesmas. Esta tecnologia não apresenta o fenómeno de sulfatação e o seu carregamento não é influenciado pela temperatura. Adicionalmente, apresentam uma alta densidade de carga e robustez.

Estas vantagens em relação às baterias de chumbo-ácido fazem com que estas sejam mais adequadas em aplicações portáteis, UPS, luzes de emergência e em arranques de geradores. Além disso, podem ser totalmente descarregadas sem qualquer dano e, apesar do cádmio ser um metal pesado prejudicial ao meio ambiente, podem ser recicladas com processos específicos [60].

Contudo, o elevado custo de fabrico, o facto de o cádmio ser um elemento tóxico e possuírem efeito de memória surgem como as maiores contrapartidas aquando do uso desta tecnologia. Adicionalmente, a presença do efeito memória nestas baterias provoca uma quebra da capacidade nominal se não forem realizados ciclos periódicos de descarga completa [47], [58]–[61]. Relativamente às aplicações que requerem potências consideráveis num longo período de tempo, como é o caso de *load shift*, torna-se numa solução bastante dispendiosa, sendo o seu custo de fabrico a sua maior desvantagem [7].

Recomenda-se a utilização destas baterias numa faixa de temperatura compreendida entre os -25°C e os 45°C , especialmente nos processos de equalização. Adicionalmente, recomenda-se o carregamento deste tipo de baterias com um único estágio de corrente constante, preferencialmente, com uma taxa próxima de 1 C.

Bateria de Níquel Hidreto Metálico (NiMH)

As baterias de níquel hidreto metálico surgem como uma melhoria às baterias de níquel-cádmio, apresentando uma melhor eficiência e um menor impacto ambiental. A ausência de substâncias tóxicas tais como o cádmio, o chumbo e o mercúrio torna-as uma forte aposta em aplicações renováveis, uma vez que são recicláveis [60], [61]. Estas têm vindo a substituir as baterias de níquel-cádmio no mercado de aplicações portáteis devido à sua maior compatibilidade ambiental e por possuírem uma maior densidade de energia [49].

Em contrapartida, descargas consecutivas com correntes elevadas fazem com que o tempo de vida das baterias diminua na ordem dos 200 a 300 ciclos. A existência do efeito de memória nesta tecnologia de baterias é um fator a ter em conta em determinadas aplicações, uma vez que o *SoC* utilizável da bateria é reduzido para um valor menor que 100% [60]. Uma das desvantagens residente nesta tecnologia é a existência de

autodescarga, tornando-as pouco eficientes em sistemas de armazenamento de energia a longo prazo [62].

Esta tecnologia partilha um processo de carregamento semelhante às baterias NiCd. Apresentam, de uma forma semelhante, a mesma curva característica de tensão no final de carregamento, contudo, não é tão acentuada, necessitando de um método de deteção mais preciso. Por outro lado, ao impor uma corrente de carregamento elevada, essa curva característica irá sobressair.

Bateria de Iões de Lítio

As baterias de iões de lítio têm vindo a emergir nas tecnologias de baterias nos últimos anos. Inicialmente, o grande foco da sua aplicabilidade era sobretudo em pequenos dispositivos eletrónicos de consumo pessoal (e.g. telemóveis, computadores portáteis, câmaras fotográficas e de filmar, relógios, entre outros). A sua grande versatilidade, permitindo a moldagem nas mais variadas formas de modo a adaptar-se em pequenos espaços nos dispositivos em questão, faz com que seja uma tecnologia de grande sucesso hoje em dia. Desta forma, esta tecnologia surge como um forte investimento em aplicações de mobilidade elétrica que, devido à constante investigação e melhoramento, surge, adicionalmente, como solução para aplicações estacionárias como é o caso de sistemas solares fotovoltaicos [45], [55].

Esta nova tecnologia emergente inclui bastantes vantagens face às tecnologias até agora discutidas. Exemplo disso é a sua elevada densidade de energia, baixa taxa de autodescarga, elevado rendimento, assim como boa condutividade elétrica e uma longa longevidade, permitindo até 10000 ciclos de carga e descarga. Desta forma, este tipo de baterias tem dominado o desenvolvimento de baterias de alto rendimento nas últimas duas décadas [55].

Contudo, apesar destas características atrativas das baterias de iões de lítio, existem ainda alguns desafios no que se refere à sua construção. Usualmente, nesta tecnologia de baterias estão presentes circuitos de proteção contra sobrecargas, descarga excessiva, sobrecorrentes, altas temperaturas e tensões levadas, encarecendo o custo de implementação das mesmas. A escassez do lítio é um outro influenciador no custo de produção e, conseqüentemente, o custo de aquisição [45], [46], [55].

Relativamente ao seu manuseamento, é aconselhável evitar o descarregamento da bateria com correntes elevadas, de modo a evitar sobreaquecimentos ou outros acontecimentos indesejáveis como explosões. Por outro lado, no processo de carregamento é aconselhável um carregamento com uma corrente constante, estipulada

pelo fabricante, seguido por uma tensão constante. Os algoritmos de carregamento são focados no capítulo seguinte.

Numa instalação com baterias de lítio existem algumas considerações a ter em conta, nomeadamente nas configurações de ligação. No caso das mesmas se encontrarem ligadas em série e/ou paralelo, deve-se implementar circuitos individuais de monitorização e gestão do carregamento, denominados por BMS – *Battery Management System*, de modo a evitar o sobrecarregamento de baterias já completamente carregadas, entre outros cuidados.

2.3.3. Comparação entre as Tecnologias de Baterias

Uma vez levantadas as principais características de cada tecnologia de baterias, assim como as recomendações e cuidados a ter de um modo geral no seu manuseamento, é apresentada de seguida uma tabela com um resumo quantitativo de algumas características-chave.

Na Tabela 2.1 é feita uma comparação a nível do rendimento, da taxa de auto-descarga mensal, do número de ciclos de operação, do tempo de vida e o do custo de aquisição para cada uma das tecnologias de baterias anteriormente apresentadas.

Tabela 2.1 - Comparação das diferentes tecnologias de armazenamento (baseado em [47], [57], [61]).

	Rendimento (%)	Auto-descarga mensal	Ciclo de vida	Tempo de vida (anos)	Custo (€/kWh)
Chumbo-Ácido	70% a 90%	5%	200 a 1800	5 a 15	150 a 550
Níquel-Cádmio	60% a 90%	20%	1000 a 2500	10 a 20	730 a 1300
Iões de Lítio	70% a 90%	5%	300 a 10000	5 a 16	550 a 2300

É possível concluir que as baterias de chumbo-ácido e as de iões de lítio apresentam o melhor rendimento e taxas de descarga mensais baixas, possuindo contudo, um tempo médio de vida inferior às baterias de níquel-cádmio. Em contrapartida, as baterias de chumbo-ácido apresentam uma relação custo/energia mais baixo, sendo uma característica especialmente atrativa para o consumidor. Por outro lado, apesar do forte

investimento inicial, as baterias de íões de lítio podem apresentar ciclos de vida bastante superiores às outras baterias, sendo um vantagem para investimentos a longo prazo.

2.3.4. Modelo Elétrico de uma Bateria

Um modelo ideal de uma bateria seria algo que conseguisse fornecer energia infinita, operar sob qualquer nível de potência, ser inerte às variações de temperatura e ter um ciclo de vida ilimitado. Na prática, existem elementos passivos que limitam de certa forma o modelo ideal. Com isto, o estudo do modelo elétrico de uma bateria é fundamental de modo a compreender e analisar corretamente o seu comportamento [45], [48], [63].

Os modelos elétricos de uma dada bateria são circuitos equivalentes que utilizam elementos passivos, tais como condensadores, bobinas, resistências, e elementos ativos, como é o caso das fontes de corrente e de tensão, para modelar as características elétricas da bateria. O conhecimento e a implementação de um correto modelo elétrico de uma dada bateria permite conhecer as principais características desta, de um modo simples e intuitivo, podendo inclusive, com auxílio de ferramentas de simulação computacional como é o caso do PSIM, prever o comportamento da bateria em determinadas condições de operação [45], [63].

Modelo simples

O modelo elétrico mais simples é o modelo linear representado na Figura 2.15, sendo este composto por uma resistência ESR (*Equivalent Series Resistance* – Resistência Série Equivalente) e uma fonte de tensão, sendo a tensão aos terminais da bateria dada por V_{Bat} , enquanto a resistência ESR representa a resistência interna da bateria [45].

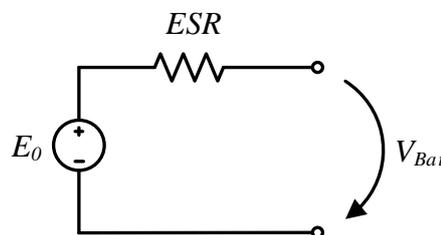


Figura 2.15 - Modelo linear do circuito equivalente da uma bateria.

Este modelo apresenta diversas desvantagens uma vez que não consegue replicar a variação do *SoC* da bateria nem a respostas a transitórios.

Uma variante deste modelo consiste na adição de um condensador em série com a resistência ESR como é demonstrado na Figura 2.16. Deste modo, o condensador permite

modelar a variação do estado de carga, a fonte modela a tensão de corte e a resistência representa a resistência interna da bateria.

Apesar de este modelo representar um equivalente mais próximo do real, apresenta ainda algumas limitações como é o caso de não conseguir modelar a resposta a transitórios. A possibilidade deste modelo representar a variação da tensão aos terminais da bateria aquando da sua carga ou descarga faz com que seja adequado para pequenas simulações onde a qualidade das formas de onda não sejam fundamentais.

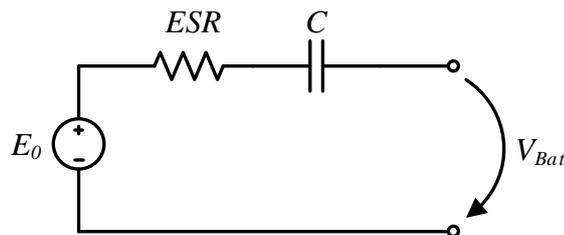


Figura 2.16 - Variante do modelo linear com a adição de um condensador.

Modelo Baseado no Circuito Equivalente de Thévenin

O modelo de *Thévenin* apresentado na Figura 2.17 surge como um melhoramento do modelo anteriormente apresentado, adicionando uma resistência R_I em paralelo com o condensador C , o que permite replicar, com maior exatidão, a variação da tensão V_{Bat} aos terminais da bateria.

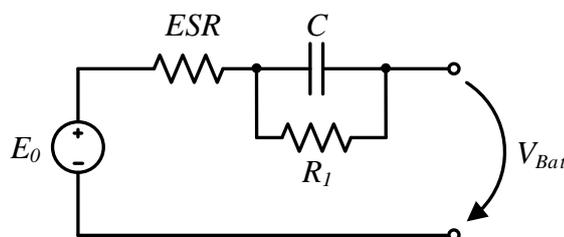


Figura 2.17 - Modelo equivalente *Thevenin* de uma bateria.

Contudo, mantém algumas limitações dos modelos anteriores uma vez que o valor de ESR e E_o se mantém constante, independentemente do SoC [45], [63].

Modelo Baseado no Tempo de Duração

O modelo representado na Figura 2.18 utiliza circuitos complexos de forma a replicar, de uma forma dinâmica, a capacidade utilizável ($C_{Capacidade}$), a variação da tensão de circuito aberto (V_{OC}) e a resposta a transitórios (malha RC) [63], [64].

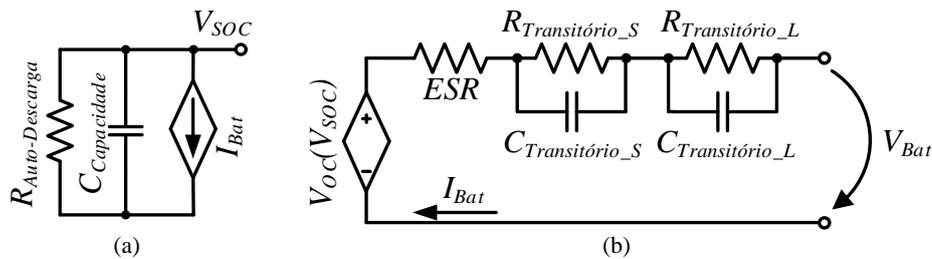


Figura 2.18 - Modelo elétrico capaz de prever o tempo de duração e as características I-V da bateria: (a) Circuito que modela o tempo de carga e descarga da bateria; (b) Circuito que modela a característica I-V da bateria.

Como se pode visualizar na Figura 2.18, este modelo é composto por dois circuitos: um primeiro circuito, representado na Figura 2.18 (a), modela o tempo de carga e descarga da bateria assim como a capacidade ($C_{Capacidade}$), o fenómeno de auto-descarga ($R_{Auto-Descarga}$) e o estado de carga (SoC); e um segundo circuito ilustrado na Figura 2.18 (b) composto por duas malhas RC e uma resistência ESR que, similarmente ao modelo *Thévenin*, modela a resposta a transitórios e a resistência interna da bateria, respetivamente. Adicionalmente, uma fonte de tensão controlada é utilizada de forma a relacionar o SoC com a tensão de circuito aberto V_{OC} , bem como a modelar, de uma forma mais realista, a evolução da tensão da bateria V_{Bat} em relação ao seu estado de carga SoC, através de uma equação característica que rege essa curva.

2.4. Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica não só das tecnologias que constituem um sistema solar fotovoltaico tradicional, mas também, possíveis tecnologias para armazenamento local de energia.

A revisão foi inicializada com a apresentação da evolução das tecnologias constituintes dos módulos solares fotovoltaicos, podendo realçar-se a predominância do silício na constituição das células. Foram expostas algumas vantagens e desvantagens de cada tecnologia presente no mercado, assim como, foram desvendadas algumas tecnologias que estão numa fase embrionária com potencial elevado para estas aplicações. Seguidamente, foram apresentados alguns termos técnicos e o modelo elétrico de uma célula solar fotovoltaica. Por fim, foram explicadas e exemplificadas algumas influências externas na geração de energia por parte dos módulos solares fotovoltaicos.

O capítulo procede com uma revisão bibliográfica de tecnologias armazenadoras de energia, sendo as baterias eletroquímicas as mais assíduas em aplicações solares fotovoltaicas. Pode concluir-se que, atualmente, as baterias de chumbo-ácido apresentam-se como as mais comuns em aplicações estacionárias, como é o caso de

aplicações solares fotovoltaicas. Este facto deve-se principalmente a estas serem mais robustas e menos dispendiosas. Contudo, as baterias de íões de lítio começam a introduzir-se neste mercado, no qual a grande capacidade e o espaço físico são fatores críticos na escolha da tecnologia a usar.

O capítulo finaliza com a apresentação de circuitos elétricos, que modelam o comportamento de uma dada bateria eletroquímica, essenciais para o correto dimensionamento e implementação. Apesar da diversidade de modelos elétricos de baterias eletroquímicas, o modelo elétrico linear com um condensador a modelar o estado de carga continua a ser o mais utilizado para simulações computacionais simples, apresentado uma resposta intuitiva e próxima da realidade com menor esforço do processamento para a ferramenta de simulação, quando comparada, por exemplo, com o modelo baseado no tempo de duração anteriormente apresentado.

CAPÍTULO 3

Conversores de Eletrónica de Potência e Técnicas de Controlo

3.1. Introdução

Um dos requisitos dos sistemas eletrónicos modernos é serem compactos, leves, energeticamente eficientes e possuírem uma qualidade construtiva elevada [42]. Desta forma, existe uma contínua investigação e desenvolvimento de novas topologias de modo a proporcionar uma melhor resposta às exigências crescentemente mais desafiantes.

Neste capítulo são abordadas as principais topologias de conversores de eletrónica de potência, técnicas de modulação e respetivas técnicas de controlo que podem ser aplicadas no microinversor a desenvolver nesta dissertação.

Inicialmente, é realizada uma análise das diferentes topologias de conversores que podem ser aplicadas ao sistema a implementar, sendo as mesmas divididas em dois grupos: com e sem isolamento galvânico. Procedeu-se a uma análise do princípio de funcionamento de cada topologia apresentada, realçando as vantagens e desvantagens de cada uma com o objetivo de obter a solução mais adequada.

Uma vez concluída a revisão do estado da arte ao nível do hardware, realizou-se uma pesquisa bibliográfica de diferentes algoritmos e técnicas de controlo vitais para a implementação do sistema de controlo do microinversor. Primeiramente, foram analisados vários algoritmos para a extração da máxima potência do módulo solar fotovoltaico assim como algoritmos de carregamento de baterias. A correta análise destes algoritmos é de extrema importância de modo a obter a melhor eficiência ao nível da potência extraída e, adicionalmente, adequar a técnica de carregamento das baterias de modo a preservar o ciclo de vida da mesma.

Posteriormente, são apresentadas diferentes técnicas de controlo cruciais para a correta interface do microinversor com a rede elétrica. São, uma vez mais, apresentadas as vantagens e desvantagens de cada técnica assim como é exposto o comportamento das diferentes técnicas apresentadas para um caso específico.

3.2. Estrutura de um Microinversor

Partindo do princípio, é necessário estudar a estrutura de um microinversor de forma a perceber as topologias mais adequadas para a sua implementação. Na Figura 3.1 é apresentada a sua estrutura, composta por um conversor CC-CC e um conversor CC-CA.

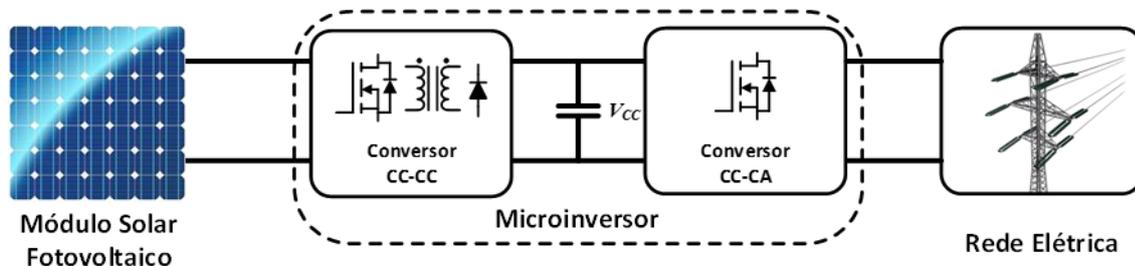


Figura 3.1 - Estrutura básica de um microinversor convencional.

O conversor CC-CC faz a interface do módulo solar fotovoltaico com o restante hardware de potência. Este estágio é responsável essencialmente pela extração da máxima potência proveniente dos módulos solares fotovoltaicos e pela adequação do nível de tensão aplicada à entrada do conversor CC-CA que terá de ser superior à tensão de pico da rede. O conversor CC-CC pode tirar partido de um transformador de alta frequência de forma a ajustar a tensão no barramento CC e a garantir isolamento galvânico dos módulos. Já o conversor CC-CA é responsável pela síntese de uma corrente sinusoidal com baixa distorção harmónica e alto fator de potência, com respetiva injeção de energia na rede elétrica. Contudo, a finalidade dos microinversores presentes no mercado é única e exclusivamente a injeção de energia na rede elétrica, o que peca quando se tem energia gratuita que pode ser armazenada para usufruto próprio. Assim, foi realizado um levantamento do estado da arte de diferentes topologias que possam ser inseridas na estrutura de um microinversor típico, bem como as topologias mais adequadas para interface com tecnologias de armazenamento local de energia.

3.3. Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC têm como finalidade o ajuste do valor da tensão de saída em conformidade com a aplicação em questão, podendo a tensão de saída ser superior ou inferior à tensão de entrada ou com isolamento galvânico entre a entrada e saída. Estes podem ser: abaixadores de tensão, elevadores de tensão e abaixadores e elevadores de tensão [42], [65].

A escolha da topologia adequada para os conversores de eletrônica de potência é um aspeto crucial, uma vez que estes devem ser adequados às especificações do sistema que integram. No caso de um microinversor, este tem de possuir um conversor de elevada eficiência, de baixo custo, com volume reduzido e com capacidade de elevar a tensão dos módulos fotovoltaicos com razões de transformação na ordem das dezenas. Inicialmente, o estudo dos conversores é focado nos conversores CC-CC não isolados e posteriormente nos isolados.

3.3.1. Conversores CC-CC Não Isolados

Os conversores CC-CC não isolados são amplamente usados em aplicações cujos níveis de tensão presentes à entrada não sejam muito diferentes dos níveis de tensão presentes à saída do conversor. Uma vez que não tiram partido de um transformador de forma a ajustar a diferença dos níveis de tensão, essa diferença estará limitada aos elementos passivos que constituem o conversor. Desta forma, em aplicações de energias renováveis e com um banco de baterias dimensionado para tensões próximas das tensões nominais de operação de um módulo solar fotovoltaico, os conversores CC-CC não isolados poderão apresentar características interessantes para essa interface, sendo essas características apresentadas nos tópicos seguintes. Para uma melhor eficiência e melhor perceção, será apenas considerado o conversor a operar no modo de condução contínuo.

Conversor *Step-Up*

O conversor *step-up*, tal como o nome indica, consegue produzir uma tensão de saída com uma amplitude superior à de entrada. As principais aplicações deste conversor residem na regulação nas fontes de alimentação CC, na travagem regenerativa de motores CC com respetivo carregamento de baterias e na interface para energias renováveis como os módulos solares fotovoltaicos e as eólicas [42]. Este conversor é constituído por uma bobina L , um interruptor S_I , um diodo D_I e um condensador C_I à saída como é mostrado na Figura 3.2.

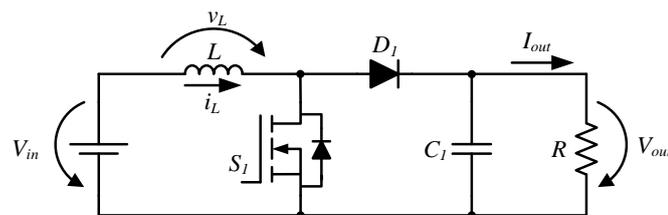


Figura 3.2 – Conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up*.

No andar de saída está presente a carga R e o condensador C_1 , usado para minimizar o *ripple* da tensão de saída. Este condensador é inicialmente carregado com uma tensão igual à da entrada através do diodo D_1 , estando nesse instante o MOSFET S_1 ao corte. Na Figura 3.3 apresenta-se o princípio de funcionamento e as formas de onda de tensão e de corrente do conversor *step-up* a operar em regime permanente [65].

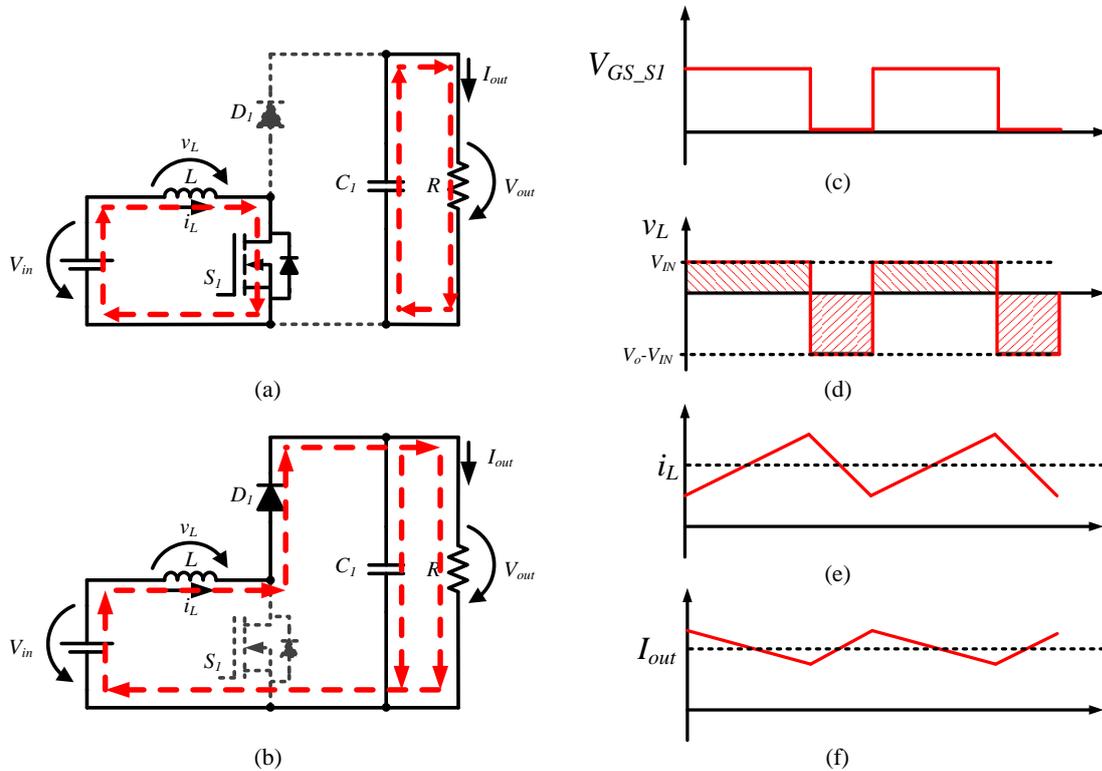


Figura 3.3 – Princípio de funcionamento e formas de onda do conversor *step-up*: (a) MOSFET S_1 em condução; (b) MOSFET S_1 aberto; (c) Sinal de gate V_{GS_S1} do MOSFET S_1 ; (d) Tensão v_L aos terminais da bobina L ; (e) Corrente na bobina (i_L); (f) Corrente na carga (I_{out}).

Quando o MOSFET S_1 entra em condução, o diodo D_1 fica inversamente polarizado, “isolando” o andar de saída, como se pode constatar na Figura 3.3 (a). A fonte de alimentação à entrada do conversor fica em paralelo com a bobina, fornecendo-lhe energia. Neste instante, é possível verificar através da Figura 3.3 (d) que a bobina L fica com uma tensão aos seus terminais igual a V_{in} e com auxílio da Figura 3.3 (e) pode verificar-se que a corrente i_L sobe linearmente.

Na equação (3.1) está representada a tensão aos terminais da bobina no instante anteriormente mencionado.

$$v_L = V_{in} \tag{3.1}$$

Quando o MOSFET fica ao corte, a corrente i_L da bobina é forçada a passar pelo diodo D_1 como é demonstrado na Figura 3.3 (b), sendo a carga alimentada pela energia

proveniente da bobina, L , e da fonte de alimentação, V_{in} . Na equação (3.2) está representada a tensão aos terminais da bobina nesse instante.

$$V_{out} = V_{in} + v_L \Leftrightarrow v_L = V_{out} - V_{in} \Leftrightarrow \quad (3.2)$$

Com o auxílio da Figura 3.3 (c) e da Figura 3.3 (e), pode verificar-se que o aumento da corrente i_L durante t_{ON} e a diminuição da corrente i_L durante t_{OFF} são iguais em amplitude, concluindo que a variação da tensão aos terminais da bobina em regime permanente é nula. Desta forma, pode considerar-se que a tensão média aos terminais do MOSFET é igual à tensão de entrada V_{in} .

$$V_{in} t_{ON} = (V_O - V_{in}) t_{OFF} \quad (3.3)$$

Considerando o *duty-cycle* D como sendo a razão entre t_{ON} e o período total da onda T , onde período total T é igual à soma dos tempos a t_{ON} e a t_{OFF} obtêm-se as equações (3.4) e (3.5):

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

$$T = t_{ON} + t_{OFF} \quad (3.5)$$

Substituindo as equações (3.4) e (3.5) na equação (3.3), e resolvendo em ordem à tensão de saída V_{out} obtêm-se a equação característica do conversor [42], [65]:

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (3.6)$$

Desta forma, o valor do *duty-cycle* é dado por:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.7)$$

Desprezando as perdas no conversor:

$$P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow I_L = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in}} \quad (3.8)$$

Sendo que:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} \quad (3.9)$$

Desta forma, foram apresentadas as principais equações para o correto dimensionamento e, conseqüentemente, correto funcionamento do conversor *step-up*. Através da equação (3.6) e considerando uma tensão de entrada V_{in} constante, pode concluir-se que, ao variar o valor de *duty-cycle* aplicado ao MOSFET S_1 , será possível ajustar o valor de tensão à saída do conversor [42].

Conversor *Step-Down*

O conversor *step-down*, tal como o nome indica, produz uma tensão de saída menor que a de entrada. As grandes aplicações desta topologia consistem na regulação de fontes de tensão CC, no controlo da velocidade dos motores CC e no carregamento de baterias [42]. Na Figura 3.4 está representado o esquema do conversor.

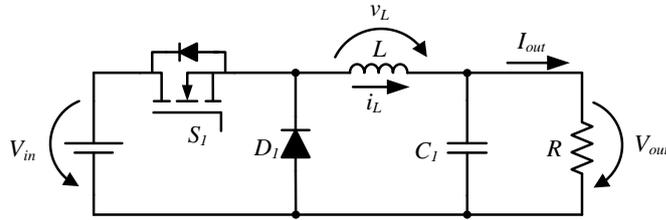


Figura 3.4 - Conversor CC-CC não isolado do tipo *step-down*.

Durante o intervalo de tempo em que o MOSFET S_1 está a conduzir, o díodo D_1 fica inversamente polarizado, sendo a fonte de alimentação a providenciar a energia para a carga e para a bobina. Neste instante, a tensão aos terminais da bobina é representada pela equação (3.10).

$$V_{in} = v_L + V_{out} \Leftrightarrow v_L = V_{in} - V_{out} \quad (3.10)$$

Por sua vez, quando o MOSFET fica ao corte, a corrente da bobina passa pelo díodo, transferindo alguma da energia armazenada para a carga. Na equação (3.11) está representada a tensão aos terminais da bobina neste instante.

$$v_L = V_{out} \quad (3.11)$$

Uma vez mais, a variação da tensão aos terminais da bobina em regime permanente é nula. Desta forma, e procedendo à mesma sequência de cálculos realizada para o conversor *step-up*, é possível determinar a equação (3.12) característica da tensão de saída do conversor *step-down* [42], [65].

$$V_{out} = D V_{in} \quad (3.12)$$

Pela análise da equação pode concluir-se que a tensão, V_{out} , presente na saída do conversor *step-down* pode ser controlada em conformidade com o valor de *duty-cycle* D aplicado no semicondutor totalmente controlado S_1 que constitui o conversor CC-CC.

Conversor *Step-Up-Down*

Por fim, o conversor *step-up-down* surge como uma junção das funcionalidades dos dois conversores anteriormente apresentados, permitindo elevar ou baixar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Este conversor, representado na Figura 3.5, é

composto por um MOSFET S_1 , uma bobina L , um díodo D_1 , um condensador de saída C_1 e a carga R .

Quando o MOSFET se encontra fechado, a bobina fica em paralelo com a fonte de alimentação presente na entrada do conversor, armazenando energia. Neste instante, o díodo D_1 encontra-se inversamente polarizado, sendo a carga alimentada apenas pelo condensador C_1 .

No instante que o MOSFET S_1 é aberto, o díodo D_1 fica diretamente polarizado, providenciando um caminho para a corrente da bobina, i_L , circular. A energia armazenada na bobina no ciclo anterior é agora transmitida para a carga e ao mesmo tempo para o condensador C_1 , carregando-o.

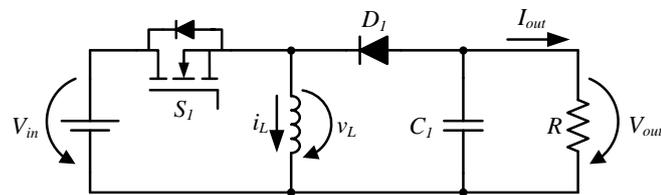


Figura 3.5 - Conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up-down*.

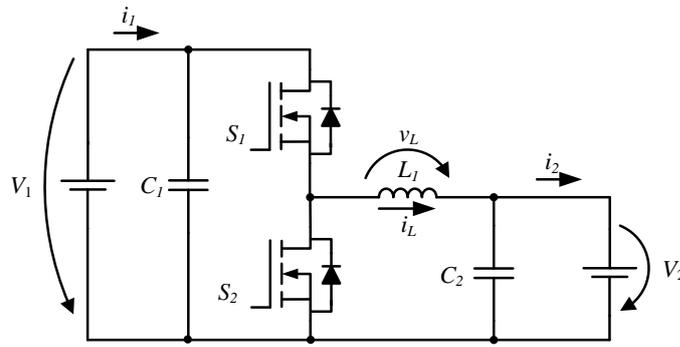
A tensão de saída característica deste conversor é dada pela equação (3.13) [65].

$$V_O = \frac{D}{1-D} V_{IN} \quad (3.13)$$

Conversor CC-CC Bidirecional

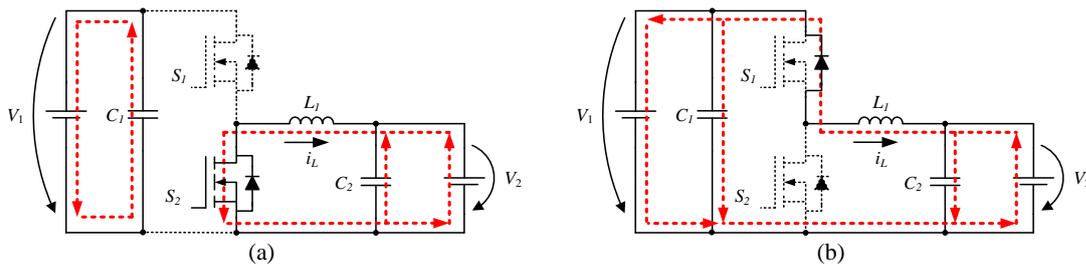
O conversor CC-CC bidirecional apresenta todas as características anteriormente mencionadas, com a capacidade de elevar e de baixar a tensão de saída, apresentando um modo adicional: o bidirecional. Esta característica é especialmente importante em sistemas com armazenamento de energia, e.g. banco de baterias, permitindo não só o carregamento das baterias como também o uso da energia previamente armazenada para alimentar uma carga ou injetar na rede, utilizando um único conversor. Uma topologia usada nestas aplicações é apresentada na Figura 3.6, sendo vulgarmente designada por conversor *step-up-down* bidirecional [66], [67].

Como anteriormente mencionado, este conversor pode funcionar no modo *step-down*, providenciando um valor de tensão à saída do conversor V_2 inferior ao valor da tensão presente à entrada V_1 , assim como permite o processo inverso. Assim, permite obter um valor à saída V_1 superior em relação ao valor da tensão à entrada V_2 , funcionando no modo *step-up*. De referir que, neste modo de funcionamento, as noções de “entrada” e “saída” do conversor são trocadas, funcionando V_2 como entrada e V_1 como saída.


 Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional não isolado do tipo *step-up-down*.

Modo *Step-Up*

Neste modo de operação, o princípio de funcionamento é semelhante ao conversor *step-up* anteriormente apresentado. O conversor bidirecional irá elevar a tensão V_1 , que neste modo comporta-se como tensão de saída, partilhando a mesma equação (3.6) característica do conversor *step-up*. O princípio de funcionamento deste modo de operação é apresentado na Figura 3.7.


 Figura 3.7 - Princípio de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado no modo *step-up*: (a) MOSFET S_2 em condução; (b) MOSFET S_2 ao corte.

Como se pode constatar, neste modo de operação apenas o MOSFET S_2 irá comutar, estando o MOSFET S_1 mantido sempre ao corte. Durante o tempo de condução do MOSFET S_2 representado na Figura 3.7 (a), a fonte de alimentação presente à entrada V_2 irá alimentar o elemento indutivo L_1 que constitui o conversor, enquanto o elemento capacitivo C_1 irá fornecer, de uma forma constante, energia à carga presente na saída V_1 . Assim que o MOSFET S_2 abre (Figura 3.7 (b)), a fonte de alimentação presente à entrada V_2 irá fornecer energia a todos os elementos capacitivos e indutivos que constituem o conversor, assim como à carga presente à saída nos terminais V_1 . Pode constatar-se que o diodo de *free-wheeling* que constitui o MOSFET S_1 irá providenciar caminho para a corrente i_L , tendo uma funcionalidade semelhante ao diodo D_1 presente no conversor *step-up* na Figura 3.2.

Modo *Step-Down*

Em contrapartida, no modo de operação como *step-down*, apenas o MOSFET S_1 irá comutar, estando o MOSFET S_2 mantido ao corte. Neste modo, o conversor CC-CC comporta-se como o conversor *step-down* apresentado anteriormente, sendo o princípio de funcionamento apresentado na Figura 3.8.

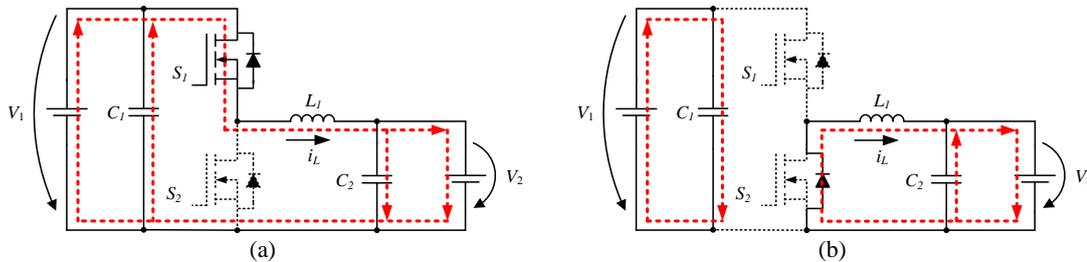


Figura 3.8 - Princípio de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional não isolado no modo *step-down*: (a) MOSFET S_1 em condução; (b) MOSFET S_1 ao corte.

Neste modo, quando S_1 entra em condução, o elemento capacitivo C_2 e o elemento indutivo L_1 irão armazenar energia proveniente da fonte de alimentação V_1 , sendo parte da energia providenciada também à carga. Assim que o MOSFET S_1 é desligado, o diodo de *free-wheeling* que constitui o MOSFET S_2 irá providenciar caminho para a corrente i_L , apresentando uma funcionalidade semelhante ao diodo D_1 presente no conversor *step-down* na Figura 3.4. Neste instante, a bobina L_1 e o condensador C_2 funcionam como uma fonte de energia auxiliar, permitindo um fornecimento constante de energia à carga.

3.3.2. Conversores CC-CC Isolados

Numa grande gama de aplicações, a incorporação de um transformador no conversor é essencial de modo a garantir o isolamento galvânico entre a entrada e a saída. O isolamento poderia ser obtido ligando simplesmente um transformador com uma frequência igual à componente fundamental da rede elétrica (50 Hz), na saída do conversor CC-CA. Contudo, uma vez que o peso e o tamanho do transformador são inversamente proporcionais à frequência, é cada vez mais usual a incorporação de um transformador de alta frequência, na ordem das dezenas de kHz às centenas de kHz, no conversor CC-CC. De realçar que as frequências sonoras superiores a 20 kHz são imperceptíveis ao ouvido humano, sendo uma forte aposta na eletrônica de potência moderna [7], [65].

Inclusivamente, quando é necessária uma razão significativa entre as tensões de entrada e saída do conversor, o uso de um transformador poderá ser vantajoso. Com um correto dimensionamento da razão de transformação do transformador, os esforços ao

nível da tensão e da corrente nos semicondutores podem ser minimizados, levando a uma melhor eficiência e custos menores. Com o uso do transformador pode obter-se múltiplas saídas de forma fácil, adicionando múltiplos enrolamentos secundários durante a implementação do mesmo. O número de espiras de cada enrolamento secundário é escolhido de forma a obter o valor de tensão desejado [65].

Conversor *Flyback*

O conversor *flyback* é um conversor de eletrônica de potência de implementação bastante simples e que providencia isolamento galvânico entre a entrada e a saída. Este é constituído pelo transformador de alta frequência e por um interruptor ligado em série com o enrolamento primário do transformador. No lado do secundário do transformador, encontra-se um diódo D_1 , um condensador C_2 e uma dada carga R . O interruptor, neste caso um MOSFET, encontra-se referenciado à massa do lado do primário, o que simplifica o circuito de acionamento da *gate* do MOSFET [65].

Na Figura 3.9 encontra-se a representação esquemática do conversor *flyback* descrito, sendo vulgarmente designado como “bobinas com acoplamento mútuo” [68]. Neste modelo está também representada uma indutância de magnetização L_M e um transformador ideal de $1:n$.

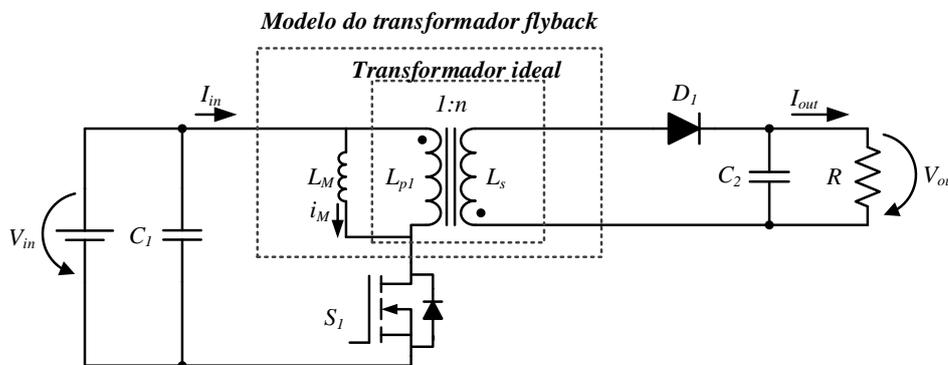


Figura 3.9 – Conversor CC-CC isolado do tipo *flyback*.

Relativamente ao princípio de operação, quando o MOSFET S_1 se encontra a conduzir, a bobina de magnetização L_M fica em paralelo com a fonte de alimentação, fazendo com que a corrente de magnetização i_M que atravessa a bobina suba linearmente. O diódo D_1 encontra-se inversamente polarizado, não havendo corrente a circular nos enrolamentos do transformador ideal, sendo a carga alimentada exclusivamente pelo condensador C_2 . No instante em que o MOSFET S_1 é aberto, a energia armazenada na bobina de magnetização L_M é desviada para o enrolamento primário L_{P1} do transformador ideal, sendo transferida para o lado secundário do transformador. Neste instante o diódo

fica diretamente polarizado, permitindo que a carga e o condensador recebam energia, recarregando este último para que possa providenciar energia à carga quando o interruptor S_I voltar a entrar em condução [42].

O conversor *flyback* é normalmente usado em aplicações de poucas centenas de watts, assim como em aplicações com fontes de alimentação de alta tensão para televisões e monitores. Este conversor é de fácil implementação devido, não só ao baixo número de componentes, mas também à facilidade de acionamento do semiconductor, anteriormente referida. Uma vez que tira partido de um transformador, é possível obter facilmente múltiplas saídas usando poucos componentes: para cada saída adicional apenas requererá um enrolamento secundário adicional, um díodo e um condensador. No modo descontínuo, o tamanho do transformador *flyback* é relativamente pequeno. Contudo, no modo de condução contínua requererá valores de L_M elevados o que, conseqüentemente, irá afetar o tamanho do transformador *flyback* [65].

Ao visualizar o esquemático do conversor *flyback*, pode constatar-se que este apenas possui um interruptor em série com o enrolamento primário do transformador. Assim que o interruptor é aberto, o caminho para a corrente I_{in} é interrompido, fazendo com que esta se anule. Neste instante, a potência extraída na entrada do conversor é nula, o que diminui drasticamente a eficácia de extração de energia deste conversor em aplicações solares fotovoltaicas. Este fenómeno é possível ser visualizado na Figura 3.10.

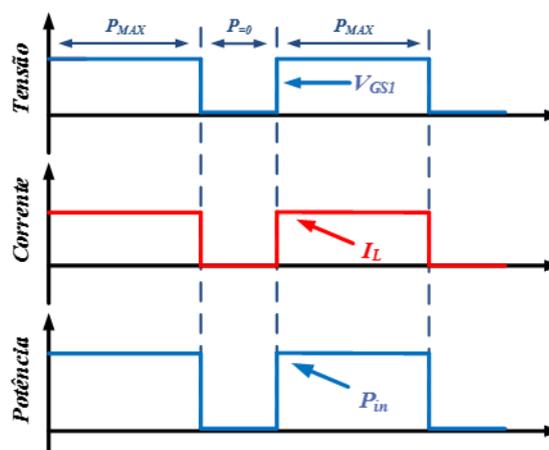


Figura 3.10 - Influência dos sinais de gate (V_{GS}) na corrente de entrada (I_{in}) e na potência (P_{in}) no conversor *flyback*.

Conversor *Push-Pull* como Fonte de Corrente

Na Figura 3.11 está representado o conversor *push-pull* como fonte de corrente. Como se pode verificar, trata-se de um conversor que tira partido de um transformador de alta frequência para isolamento galvânico. Esse transformador é composto por dois enrolamentos primários L_{p1} e L_{p2} e pelo menos um enrolamento secundário L_S . Em cada

enrolamento primário encontra-se associado um MOSFET: S_1 ao enrolamento L_{p1} e S_2 ao enrolamento L_{p2} . Nesta topologia, é utilizada uma bobina em série com o *tap* central do transformador *push-pull*, com o intuito de garantir o modo de operação como fonte de corrente e, paralelamente, evitar a saturação do ferro. Do lado do enrolamento secundário encontra-se uma ponte retificadora de díodos, com a finalidade de retificar a tensão de saída.

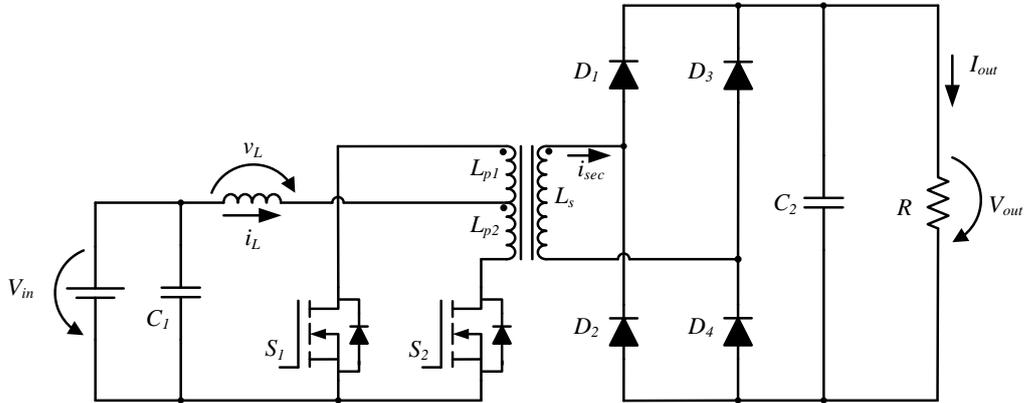


Figura 3.11 - Conversor *push-pull* como fonte de corrente.

Nesta topologia, pode verificar-se que ambos os MOSFETs, do tipo-*n*, possuem a mesma referência de potencial. Esta característica simplificará o acionamento dos mesmos, diminuindo o custo de implementação.

Ao nível de operação do *push-pull* como fonte de corrente, esta permite manter uma extração contínua e constante de energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos. Ao manter pelo menos um dos MOSFETs em condução, garante-se sempre caminho para a corrente de entrada i_L . Como a corrente nunca se anula, garante-se assim uma extração contínua de energia. O controle do *push-pull* como fonte de corrente pode ser dividido em 4 etapas, exemplificadas na Figura 3.12.

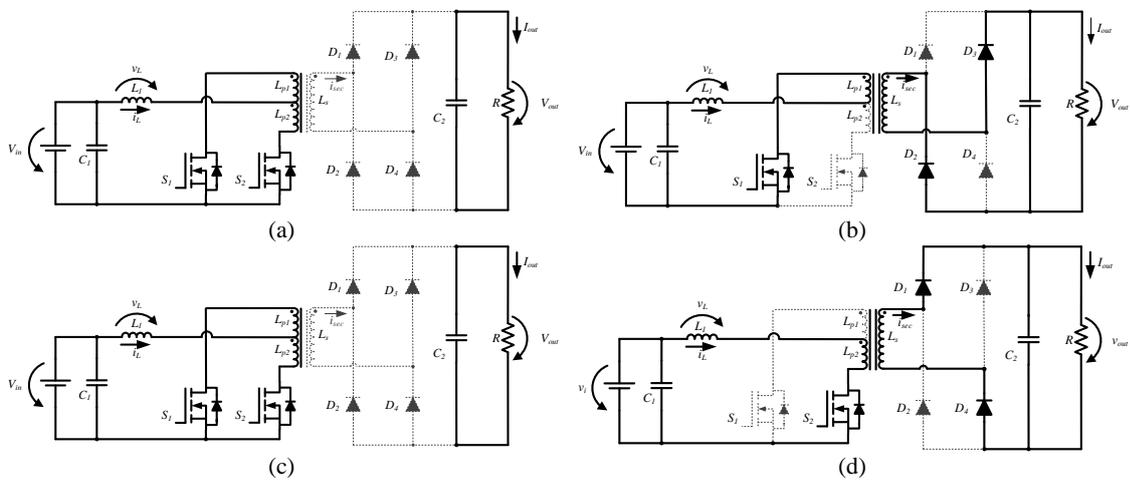


Figura 3.12 - Etapas de operação do conversor *push-pull* como fonte de corrente: (a) Etapa 1: MOSFETs S_1 e S_2 em condução; (b) Etapa 2: MOSFETs S_1 em condução e S_2 ao corte; (c) Etapa 3: MOSFETs S_1 e S_2 em condução; (d) Etapa 4: MOSFETs S_1 ao corte e S_2 em condução.

A Etapa 1 inicia-se com o MOSFET S_2 já fechado. No instante $t = t_0$, o MOSFET S_1 é fechado, conduzindo simultaneamente com S_2 . A corrente i_L começa a fluir pelos enrolamentos primários do transformador *push-pull*, L_{p1} e L_{p2} , e como os fluxos magnéticos induzidos pelos enrolamentos primários têm direções opostas, é criado um curto-circuito magnético no transformador. Como resultado, a energia é armazenada na bobina L_l . Nesta etapa, todos os díodos se encontram inversamente polarizados, sendo a carga alimentada apenas pelo condensador de saída C_2 [68], [69].

Na Etapa 2, o MOSFET S_2 é aberto, fluindo a corrente i_L pelo enrolamento primário L_{p1} , induzindo uma tensão no secundário n vezes superior à do primário, sendo n a razão de transformação. Nesta etapa apenas os díodos D_2 e D_3 estão diretamente polarizados, circulando por eles a corrente i_{sec} , responsável por alimentar a carga R e recarregar o condensador C_2 [68], [69].

As duas etapas seguintes são análogas às descritas anteriormente, sendo a Etapa 3 igual à Etapa 1 e a última etapa semelhante à Etapa 2, mudando apenas o semiconductor em condução e, conseqüentemente, o enrolamento a ele conectado é responsável pelo envio de energia para o secundário. Assim sendo, na Etapa 4 apenas o MOSFET S_2 se encontra em condução e a energia começa a ser transferida para a carga pelo transformador *push-pull*. Nesta etapa os díodos D_1 e D_4 encontram-se diretamente polarizados, circulando por eles a corrente i_{sec} , responsável por alimentar a carga R e recarregar o condensador C_2 .

De realçar que na Etapa 2, quando o interruptor S_2 é aberto, e mantendo S_1 fechado, a corrente de entrada i_L flui pela bobina L e pelo enrolamento primário L_{p1} , aplicando a soma das tensões da entrada (V_{in}) e da bobina (v_L) ao enrolamento L_{p1} no sentido contrário ao da polaridade definida como positiva para o enrolamento. Neste instante, aos terminais do enrolamento primário L_{p1} está presente o dobro da tensão de entrada V_{in} . Devido ao acoplamento magnético, esta é refletida nos outros dois enrolamentos L_{p2} e L_s pela razão de transformação do transformador. Durante esta etapa, a tensão sobre o MOSFET S_1 é nula, uma vez que se encontra a conduzir. Contudo, a tensão sobre o MOSFET S_2 é quatro vezes superior à tensão de entrada, resultando da soma da tensão de entrada, da bobina e da tensão do enrolamento L_{p2} . Esta situação também é verdade para o estado de condução análogo na Etapa 4, devendo esta ser considerada aquando do dimensionamento e escolha dos semicondutores para a correta implementação do conversor.

Ao nível do controle, será necessária a implementação de dois sinais de controle, desfasados 180° entre eles e com um *duty-cycle* mínimo de 50%, de modo a garantir sempre, pelo menos, um caminho para a corrente de entrada, i_L [68] [70].

Na Figura 3.13 estão representadas as formas de onda da corrente i_L e da potência de entrada P_{in} do conversor *push-pull* como fonte de corrente, assim como as 4 Etapas de operação. Pode constatar-se que sempre que os dois semicondutores estão a conduzir em simultâneo, a corrente i_L sobe linearmente, armazenando energia como anteriormente mencionado. Adicionalmente, observa-se que a corrente de entrada i_L se mantém constante, permitindo que a potência de entrada extraída P_{in} se mantenha, também ela, constante ao longo do tempo.

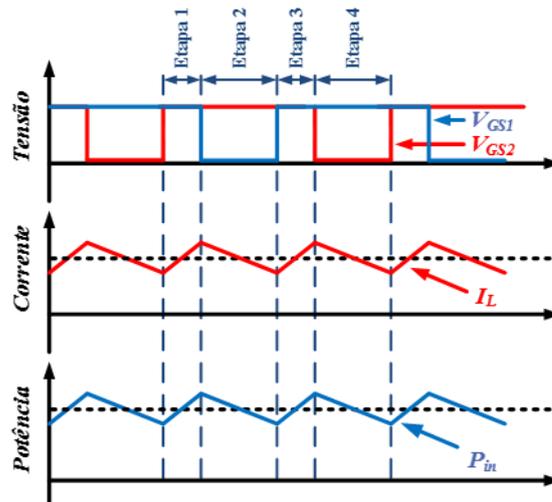


Figura 3.13 - Influência dos sinais de gate na corrente e na potência no conversor *push-pull* como fonte de corrente.

Conversor em Ponte Completa Isolado de Alta Frequência

O conversor em ponte completa é constituído por 8 semicondutores, sendo 4 deles totalmente controlados e outros 4 não controlados que constituem a ponte retificadora. Este conversor é tipicamente usado em aplicações de eletrónica de potência para níveis de potência superiores a algumas centenas de watts, sendo especialmente vantajoso em aplicações que necessitam, adicionalmente, de elevar consideravelmente a tensão de entrada. A topologia em questão está representada na Figura 3.14.

De salientar que esta topologia utiliza semicondutores totalmente controlados em série, exigindo circuitos de *driver* e de comando mais complexos de forma a acionar corretamente todos os semicondutores totalmente controlados que constituem o conversor, evitando, de uma forma adicional, a condução em simultâneo dos interruptores do mesmo braço, o que causaria um curto-circuito no barramento CC à entrada. Por essa razão, e principalmente em aplicações de menor potência, esta topologia não representa uma solução economicamente atrativa, devido à complexidade dos circuitos de *driver*, o que conseqüentemente influenciará no custo de implementação [65].

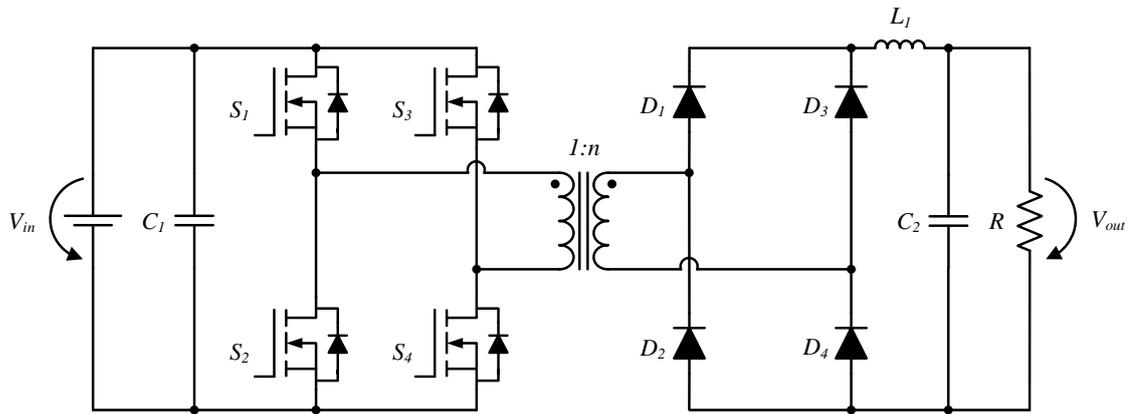


Figura 3.14 - Conversor CC-CC Ponte Completa.

Relativamente ao princípio de operação, este apresenta várias etapas, estando dependente dos semicondutores em condução. As etapas de operação estão representadas na Figura 3.15.

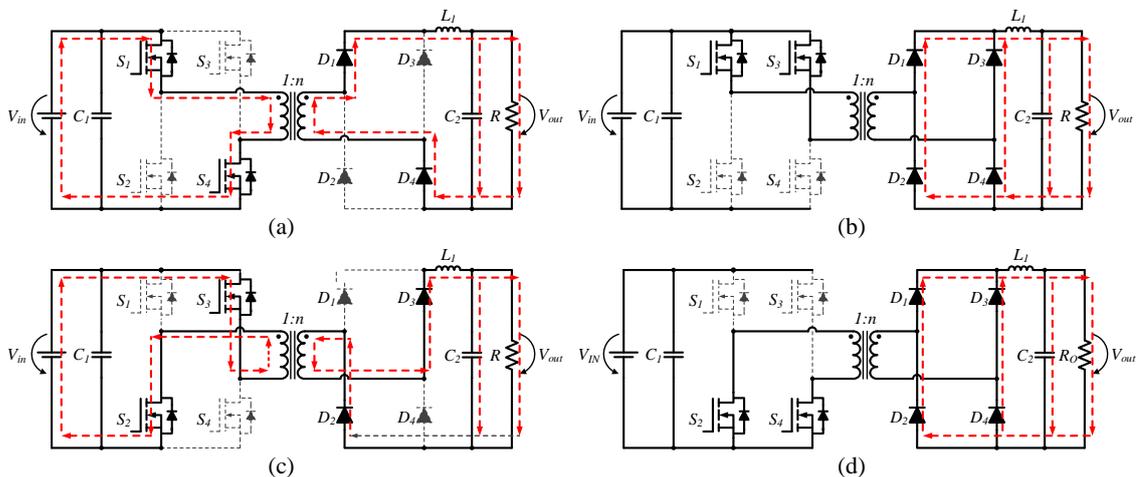


Figura 3.15 - Etapas de operação do conversor CC-CC em ponte completa: (a) Enrolamento primário com uma tensão igual a V_{in} ; (b) Enrolamento primário com uma tensão nula; (c) Enrolamento primário com uma tensão igual a $-V_{in}$; (d) Enrolamento primário com uma tensão nula.

Inicialmente, na Etapa 1 são acionados os MOSFETs S_1 e S_4 (Figura 3.15 (a)), obtendo uma tensão no enrolamento primário do transformador igual à tensão na entrada V_{in} , aumentando linearmente a corrente de magnetização, i_M . Por conseguinte, e devido ao acoplamento magnético, o transformador irá induzir uma tensão no secundário n vezes superior à tensão V_{in} . Neste instante, os díodos D_1 e D_4 encontram-se diretamente polarizados, permitindo que a carga seja alimentada pelo transformador.

Na Etapa 2 (Figura 3.15 (b)), são mantidos em condução os MOSFETs S_1 e S_3 , impondo uma tensão igual a 0 V no enrolamento primário. Este estado é especialmente importante de modo a criar um “tempo morto” entre a entrada e saída de condução de MOSFETs do mesmo braço, evitando possíveis curto-circuitos no lado da fonte [65]. Adicionalmente, ao manter os dois MOSFETs acionados, estes colocam o mesmo

potencial aos terminais do enrolamento primário do transformador. No caso de se deixar os semicondutores em aberto, a corrente que flui no secundário, ao passar pelo respectivo enrolamento, poderá induzir tensões indesejáveis no lado do primário.

Na Etapa 3 (Figura 3.15 (c)), o MOSFET S_3 é mantido em condução enquanto o MOSFET S_1 troca o estado de condução com o MOSFET S_2 , conduzindo assim os MOSFETS S_2 e S_3 . Neste modo de operação, o princípio de funcionamento é semelhante ao da Etapa 2, obtendo-se por sua vez uma tensão $-V_{in}$ aos terminais do enrolamento primário do transformador e a corrente de magnetização, i_M , diminui linearmente. Consequentemente, a tensão induzida no lado do secundário irá trocar o par de díodos em condução, sendo neste caso os díodos D_2 e D_3 responsáveis pela condução da corrente no lado do secundário.

Por fim, na Etapa 4 é criado novamente um “estado zero” quando os MOSFETs S_2 e S_4 são acionados (Figura 3.15 (d)).

Esta topologia apresenta um maior número de semicondutores totalmente controlados o que acarreta maiores perdas por comutação. Adicionalmente, requer uma geração de sinais de PWM muito precisa ou um modo de controle por corrente de forma a evitar a saturação do transformador e, consequentemente evitar perdas maiores [17].

3.4. Conversores CC-CA

Os conversores CC-CA, também designados por inversores, são amplamente usados no acionamento de motores de CA e em fontes de alimentação ininterruptas (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*). Os inversores de eletrônica de potência têm como função a sintetização de uma corrente sinusoidal, recorrendo a semicondutores totalmente controlados (e.g., IGBT, MOSFET) através de uma fonte CC. Com a implementação de um algoritmo de controle e consequente acionamento dos semicondutores de potência que constituem o inversor, é possível controlar a amplitude e a frequência da forma de onda sintetizada [7], [42], [71].

Ao nível dos inversores existem três grandes grupos, que são classificados em conformidade com a constituição do seu barramento CC: Inversor Fonte de Tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*), Inversor Fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*) e ZSI – *Impedance Source Inverter*. Das topologias apresentadas, o VSI apresenta uma maior versatilidade e uso para aplicações de energias renováveis sendo, por essa razão, a topologia explicada de seguida [72].

Conversor VSI Ponte Completa

O conversor VSI de ponte completa é constituído por um barramento CC fonte de tensão e dois braços constituídos por dois semicondutores totalmente controlados [72]. A carga é conectada aos pontos centrais de cada braço como é demonstrado na Figura 3.16.

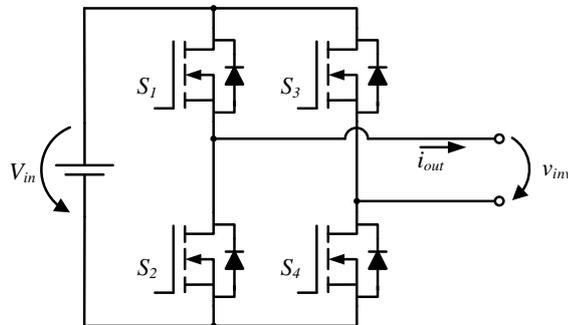


Figura 3.16 - Esquema de um conversor CC-CA em ponte completa.

Esta topologia apresenta a versatilidade de obter dois ou três níveis de tensão à saída do VSI, apresentando um princípio de funcionamento semelhante ao conversor CC-CC em ponte completa. A diferença encontra-se na técnica de modulação para o acionamento dos MOSFETs, estando estas técnicas representadas no item 3.7. Contudo, nesta fase inicial, é apresentado na Tabela 3.1 um exemplo dos estados de operação para o conversor CC-CA em ponte completa representado na Figura 3.16.

Pode concluir-se que a tensão de saída do inversor, v_{inv} , está dependente do estado de operação. Adicionalmente, nota-se que nunca se encontra em condução simultânea o par de MOSFETs que constitui cada braço, de modo a evitar curto-circuitos no barramento CC [72].

Tabela 3.1 - Exemplo dos estados de operação existentes num conversor CC-CA em ponte completa.

Estado	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{inv}
1	ON	OFF	OFF	ON	V_{in}
2	ON	OFF	ON	OFF	0
3	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{in}$
4	OFF	ON	OFF	ON	0

3.5. Algoritmos de MPPT

Devido ao elevado investimento inicial de uma instalação solar fotovoltaica e ao baixo rendimento das respetivas células, torna-se necessário rentabilizar ao máximo a extração da energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos. Para tal, é necessário desenvolver técnicas de controlo que possibilitem uma utilização mais rentável destes dispositivos. A implementação destas técnicas de controlo é parte essencial para uma melhor otimização da potência extraída de uma instalação solar fotovoltaica [42], [73].

O ponto de máxima potência (MPP – *Maximum Power Point*) de um módulo solar fotovoltaico corresponde ao ponto da curva corrente vs tensão onde se obtém a potência máxima gerada pelo módulo. Na Figura 2.9 está representada a curva característica onde se verifica que, para a potência máxima gerada pelo módulo solar fotovoltaico, apenas existe um valor de tensão e um outro valor de corrente.

Idealmente, o módulo solar fotovoltaico deveria funcionar sempre à sua potência nominal. Contudo, devido às condições ambientais, temperatura e radiação solar, o ponto de funcionamento é sucessivamente alterado, tal como demonstrado no item 2.2.3 [38], [44], [73]–[75]. Uma vez que o MPP tem a tendência de se deslocar, é necessário um algoritmo de controlo, denominado por MPPT - *Maximum Power Point Tracker*, capaz de detetar e acompanhar esse deslocamento. Este algoritmo tem o objetivo de procurar o ponto de máxima potência do módulo solar fotovoltaico e fazer com que o conversor de eletrônica de potência opere nesse ponto em cada instante.

Atualmente existe uma quantidade significativa de artigos técnicos que referenciam inúmeros algoritmos de controlo MPPT, sendo alguns presentes em [44], [73]–[77]. Estes variam essencialmente na complexidade e custo de implementação, velocidade de convergência, na eficiência e na quantidade de sensores necessários [44]. Existem alguns algoritmos bastante estudados, dos quais se podem destacar: tensão constante, corrente constante, perturbação e observação e condutância incremental.

3.5.1. Tensão Constante

O método da tensão constante é uma das técnicas mais simples para a procura do ponto de máxima potência. O princípio de funcionamento desta técnica baseia-se na relação de linearidade existente entre a tensão de circuito aberto (V_{OC}) e a tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}) de forma a encontrar o ponto de máxima potência [44]. Na equação (3.14) é apresentada essa relação.

$$V_{MPP} \approx K_1 V_{OC} \quad (3.14)$$

Através da equação (3.14) em cima apresentada, é possível constatar a existência de uma constante de proporcionalidade K_1 que relaciona a tensão de circuito aberto V_{OC} com a tensão pretendida de operação de máxima potência, V_{MPP} . Esta constante é determinada empiricamente, variando usualmente entre 0,7 e 0,8, e é fornecida pelo fabricante. Uma vez determinada a constante de proporcionalidade, é possível obter a tensão MPP através da equação (3.14), medindo periodicamente a tensão de circuito aberto.

Contudo, para a realização destas medições é necessário um circuito adicional para desconectar os módulos solares fotovoltaicos do conversor de eletrônica de potência, aumentando o custo de implementação. Além disso, este processo acarreta outra grande desvantagem que é a perda momentânea de energia que contribui negativamente para a eficiência deste método de controle. Uma forma de mitigar este problema passa pela utilização de “células piloto” de forma a encontrar o valor de V_{OC} [44].

Uma vez que a equação (3.14) se trata de uma aproximação, o conversor de eletrônica de potência nunca irá operar no MPP. Adicionalmente, na presença do efeito sombra, a equação (3.14) já não é verdadeira para o sistema [44].

3.5.2. Corrente Constante

O método corrente constante, também conhecido pelo “método da corrente de curto-circuito”, tem um princípio de funcionamento semelhante ao do método tensão constante. A corrente de curto-circuito do módulo solar fotovoltaico e a corrente no ponto de máxima potência apresentam também uma relação aproximadamente linear [44], como é demonstrado na equação (3.15).

$$I_{MPP} \approx K_2 I_{SC} \quad (3.15)$$

A constante de proporcionalidade K_2 é determinada, uma vez mais, por meios empíricos, variando normalmente entre 0,78 e 0,92. Desta forma, medindo a corrente de curto-circuito I_{SC} é possível determinar aproximadamente a corrente de máxima potência pela equação (3.15).

De igual forma ao método de tensão constante, é necessário um interruptor adicional para interromper a ligação dos módulos solares fotovoltaicos com o conversor de eletrônica de potência para medição da corrente I_{SC} , o que acarreta custos adicionais e diminuição da eficiência [44].

3.5.3. Perturbação e Observação

O algoritmo perturbação e observação (P&O) é, porventura, o algoritmo de controle mais utilizado na procura do MPP devido à sua fácil implementação [74].

Este método baseia-se na perturbação periódica da variável de referência e na comparação da potência disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico antes e depois desta alteração. Comparando a potência obtida com a registada na iteração anterior, é possível verificar a variação da potência, definindo assim o sentido da próxima perturbação. Resumindo, se a potência de saída aumentar, a próxima perturbação continuará na mesma direção, caso contrário, se a potência diminuir, o sistema será perturbado na direção oposta na iteração seguinte. O comportamento da potência em função da perturbação encontra-se resumido na Tabela 3.2 [44].

Tabela 3.2 - Resumo do Comportamento da potência com o algoritmo de P&O.

Perturbação	Alteração da Potência	Próxima Perturbação
Positiva	Aumentou	Positiva
Positiva	Diminuiu	Negativa
Negativa	Aumentou	Negativa
Negativa	Diminuiu	Positiva

Este processo é repetido periodicamente e, pela análise da tabela, é possível constatar que o sistema fotovoltaico nunca irá atingir o ponto de máxima potência. Isto faz com que, em regime permanente, a potência extraída oscile em torno do MPP, desperdiçando energia. Esta oscilação pode ser minimizada, reduzindo o tamanho da perturbação aplicada. Contudo, a implementação de incrementos menores nesta técnica de MPPT irá torná-la mais lenta na procura do ponto de máxima potência. Adicionalmente, este método de controle pode falhar quando exposto a bruscas mudanças nas condições climáticas [44], [74]. Na Figura 3.17 está representado o fluxograma do algoritmo perturbação e observação.

O funcionamento do fluxograma do algoritmo P&O pode ser explicado da seguinte forma: numa primeira fase são adquiridos os valores da tensão e da corrente à saída do módulo solar fotovoltaico, procedido do cálculo da potência. De seguida verifica-se se a potência aumentou ou diminuiu, como é demonstrado na equação (3.16).

$$\Delta P = P[k] - P[k - 1] \quad (3.16)$$

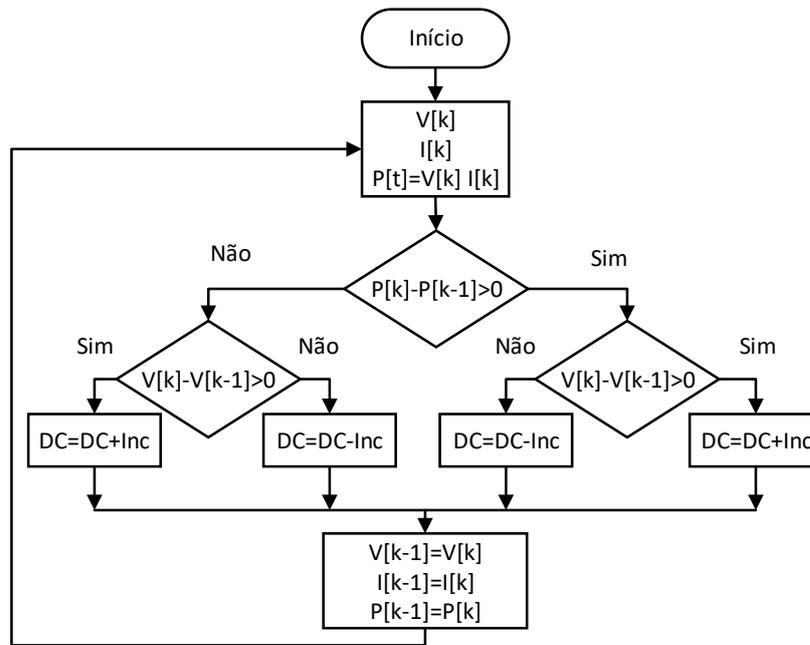


Figura 3.17 - Algoritmo de MPPT perturbação e observação.

Em função desse resultado é definida a orientação da próxima perturbação de forma a convergir para o ponto de máxima potência. Na fase final, são guardados os valores da tensão e corrente para comparação na iteração seguinte.

3.5.4. Condutância Incremental

O algoritmo de MPPT condutância incremental baseia-se na curva característica do módulo solar fotovoltaico para encontrar o ponto de máxima potência. De facto, quando o sistema está a operar no ponto de máxima potência, pode constatar-se que a derivada da potência de saída do módulo, em relação à tensão, é zero [41], [44]. Derivando a potência em relação à tensão, obtém-se a equação (3.17).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V I)}{dV} = V \frac{dI}{dV} + I = I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.17)$$

Igualando a derivada da potência em relação à tensão a zero, pode encontrar-se o ponto de máxima potência através da comparação da condutância instantânea com a condutância incremental, como é demonstrado na equação (3.18).

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \Leftrightarrow \frac{dP}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.18)$$

Por sua vez, quando a derivada é positiva (3.19), o sistema está a operar num ponto de funcionamento à esquerda do MPP e, de uma forma dual, quando a derivada é negativa (3.20), o sistema encontra-se à direita do MPP.

$$\frac{dP}{dV} > 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta P}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \quad (3.19)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow \frac{\Delta P}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \quad (3.20)$$

Na Tabela 3.3 está representado o resumo do comportamento do sistema e respetiva localização do ponto de operação [44].

Tabela 3.3 - Comportamento do sistema e respetiva localização do ponto de operação.

$\frac{dP}{dV} = 0$	No MPP
$\frac{dP}{dV} > 0$	À esquerda do MPP
$\frac{dP}{dV} < 0$	À direita do MPP

Se a condição da equação (3.18) for verificada, o sistema encontra-se a operar no ponto de máxima potência. Caso contrário, é necessário identificar de que lado do ponto de MPP o sistema está a operar de modo a ser possível definir a direção de ajuste da variável de referência. Na Figura 3.18 está representado o fluxograma do algoritmo condutância incremental.

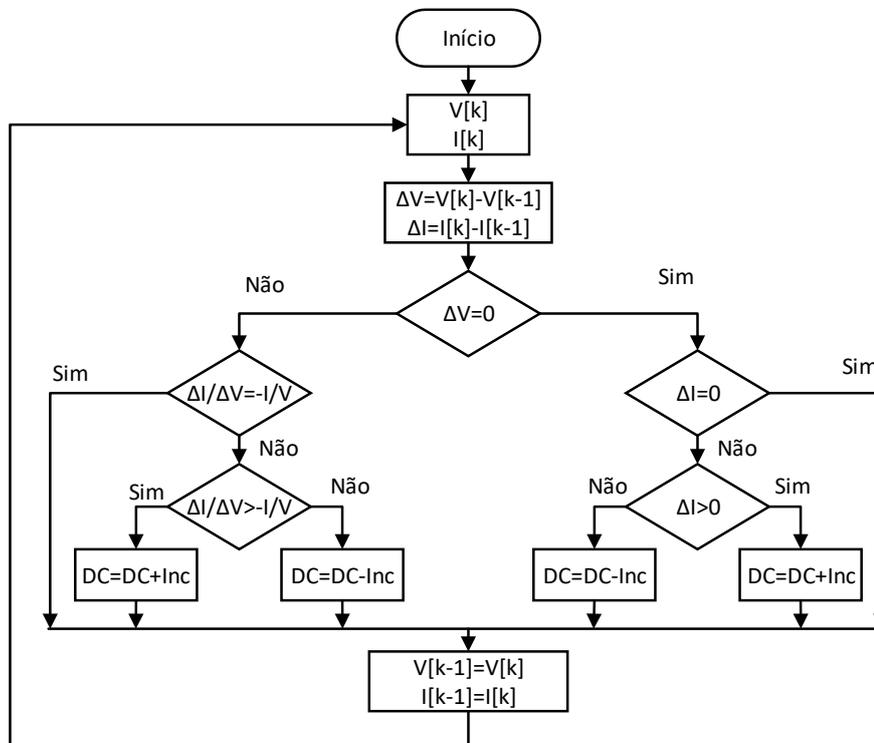


Figura 3.18 - Algoritmo de MPPT condutância incremental (baseado em [44]).

Inicialmente, são adquiridos os valores da tensão e da corrente nos módulos solares fotovoltaicos de modo a ser possível calcular a variação dos respetivos valores com a iteração anterior. A principal condição a ser verificada é se o sistema se encontra no ponto de máxima potência, representada pela equação (3.18). Em caso afirmativo, apenas são atualizados os valores de tensão e corrente. Se não for o caso, é necessário verificar se o sistema se encontra à esquerda ou à direita do MPP de forma a ser possível realizar a correção apropriada para convergir para o ponto de máxima potência.

O tamanho do incremento determinará a rapidez com que o conversor opera no MPP. Contudo, caso o incremento seja demasiado elevado, o sistema não irá operar no seu MPP, oscilando em torno dele [44].

3.6. Técnicas de Carregamento de Baterias

A implementação de um algoritmo de controlo para o carregamento das baterias é uma prática essencial para que a vida útil das baterias seja atingida na íntegra. Será, por isso, necessária a consulta do *datasheet* das baterias de modo a analisar as características e recomendações do fabricante, encontrando o algoritmo que melhor se enquadra com a tecnologia de baterias a ser utilizada, garantindo a durabilidade das mesmas. Existem inúmeros algoritmos de carregamento de baterias, dos quais serão focados os mais comuns: Corrente Constante, Tensão Constante e Corrente Constante seguido de Tensão Constante.

3.6.1. Corrente Constante

Este algoritmo é constituído por um único estágio de carregamento no qual é aplicada uma corrente constante até a bateria atingir a sua tensão nominal, como se pode visualizar na Figura 3.19. O tempo de carregamento está relacionado com o valor da corrente aplicada. Contudo, e regra geral, a corrente a ser aplicada não deve ser superior a 1 C.

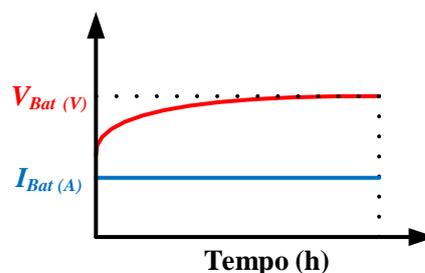


Figura 3.19 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de corrente constante.

Este algoritmo pode ser usado em baterias de chumbo, mas é sobretudo utilizado usado em baterias de NiCd e NiMH. Nestas últimas, o fim de carga é caracterizado por um pequeno pico de tensão seguido de uma descida da tensão. Esta característica pode traduzir-se num método de deteção do fim de carregamento da bateria [57].

3.6.2. Tensão Constante

Na Figura 3.20 representa-se o algoritmo de tensão constante, também este constituído por um único estágio. Este algoritmo consiste na aplicação de uma tensão constante aos terminais da bateria até que a corrente de carregamento atinja valores residuais. Este algoritmo é tradicionalmente aplicado a baterias à base de chumbo [57].

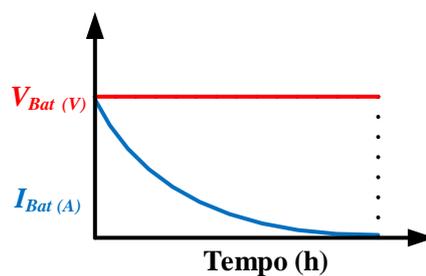


Figura 3.20 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de tensão constante.

3.6.3. Corrente Constante Seguido de Tensão Constante

Este algoritmo é constituído por dois estágios de carregamento, juntando os dois anteriores algoritmos. Numa fase inicial, a bateria é carregada com corrente constante até atingir a sua tensão nominal, passando então para um carregamento com tensão constante até a corrente atingir valores próximos de zero. O comportamento típico das formas de onda da tensão e da corrente da bateria deste algoritmo está representado na Figura 3.21 [78].

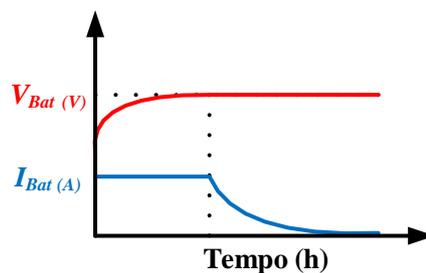


Figura 3.21 - Evolução da tensão e da corrente na bateria com o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante.

Este algoritmo de controlo é normalmente usado em baterias de iões de lítio e baterias de chumbo-ácido. Por vezes, nas baterias de chumbo-ácido, é adicionado um

terceiro estágio de carregamento, prolongando a tensão aplicada por um tempo indeterminado. Este estágio é denominado por carga flutuante – *float charge* [57].

Contudo, em todos os algoritmos de carregamento anteriormente mencionados, os valores de tensões e de correntes de carregamento variam com a configuração e a tecnologia das células que constituem a bateria. Desta forma, será necessária a consulta dos valores presentes fornecidos nos *datasheets* dos fabricantes.

3.7. Técnicas de Modulação para Conversores VSI

Como em qualquer conversor de eletrônica de potência, os semicondutores controlados que constituem o inversor necessitam de sinais de comando de modo a serem corretamente acionados. Deste modo, é possível ao inversor de eletrônica de potência sintetizar uma tensão sinusoidal com amplitude e frequência controlada. Estas técnicas de controle que atuam nos semicondutores de potência são designadas por “técnicas de modulação”.

Na Figura 3.16 está representado o esquemático de um inversor de eletrônica de potência fonte de tensão monofásico constituído por 4 MOSFETs e por uma fonte de tensão no barramento CC. Os sinais de comando aplicados nas *gates* de cada MOSFET superior são os complementares dos sinais aplicados aos MOSFETs inferiores. No entanto, e na implementação prática, isto não se sucede uma vez que, os sinais de comando terão de ser produzidos por um circuito de comando auxiliar, que permite criar um pequeno tempo de atraso (*dead time* – tempo morto) entre a comutação dos MOSFETs do mesmo braço de modo a evitar a condução simultânea e, conseqüentemente, a criação de um curto-circuito do lado da fonte. Por motivos de simplificação, neste capítulo os tempos mortos não são tidos em consideração. Contudo, na prática, a implementação e o correto ajuste destes tempos mortos é crucial para o correto funcionamento do inversor.

Modulação PWM

A técnica de modulação de largura de pulso sinusoidal – *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) é uma técnica específica de modulação de largura de pulso - *Pulse Width Modulation* (PWM) bastante utilizada devido à sua simplicidade ao nível da implementação em conversores de eletrônica de potência CC-CA. Tem como princípio de funcionamento a comparação entre um sinal de referência desejado, V_{ref} , com uma portadora triangular, V_{tri} . De forma a obter-se uma resolução elevada na onda sintetizada, a portadora, V_{tri} , deve ter uma frequência bastante superior à do sinal de referência sendo que, a frequência da portadora é que define a frequência de comutação dos

semicondutores de potência. Caso o sinal de referência, V_{ref} , seja superior, em amplitude, em relação à portadora, V_{tri} , a tensão de saída do comparador passa para um estado ativo com uma amplitude igual a $+V_{Comp}$, caso contrário, este passa um estado a *OFF*, como é demonstrado nas equações (3.21) e (3.22). Na Figura 3.22, é possível constatar a tensão de saída do comparador em resposta a um dado sinal de referência num dado instante, sendo o sinal resultante da comparação, V_{comp} , posteriormente utilizado para o acionamento dos semicondutores.

$$\text{Se } V_{ref} > V_{tri} \Rightarrow V_{Comp} = +V_{Comp} \quad (3.21)$$

$$\text{Se } V_{ref} < V_{tri} \Rightarrow V_{Comp} = 0 \quad (3.22)$$

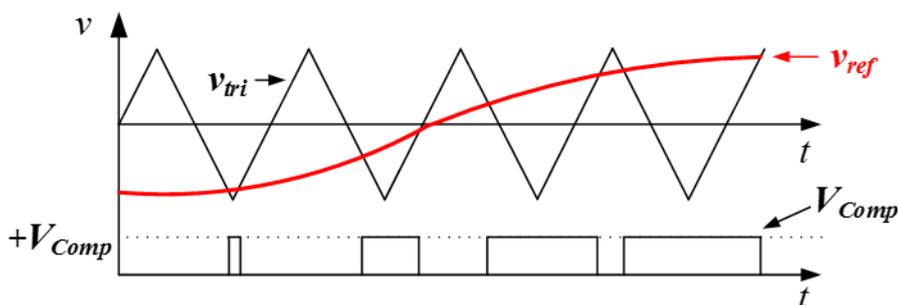


Figura 3.22 – Influência da modulação SPWM na tensão de saída do comparador, V_{Comp} .

Com esta técnica de modulação, garante-se uma frequência fixa de comutação dos semicondutores de potência, o que permite de uma maneira mais simples filtrar essas frequências no sinal de saída, mitigando assim os harmônicos de corrente em torno da frequência de comutação.

Ao nível da modulação por SPWM para conversores VSI, pode destacar-se a modulação por PWM bipolar e a modulação por PWM unipolar.

3.7.1. SPWM Bipolar

Nesta técnica de controle por modulação de largura de pulso, de forma a obter uma onda sinusoidal à saída do inversor, são utilizados apenas dois estados de comutação. Assim sendo, a tensão de saída varia apenas entre dois valores: $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. A tensão de saída provém do resultado da comparação entre uma onda portadora, usualmente uma onda triangular, e um sinal de referência, nesta aplicação específica uma onda sinusoidal.

Na Figura 3.23 são apresentados os sinais necessários para a geração dos sinais de controle para o conversor do tipo VSI representado na Figura 3.16, estando explícito o sinal de referência, v_{Ref1} , o sinal da portadora triangular, v_{Tri} , o sinal do comparador, V_{comp1} , e a respetiva negação do sinal, $\overline{V_{comp1}}$. Estes dois últimos, representam os sinais de comando aplicados às gates dos MOSFETs que constituem o VSI, sendo o sinal V_{comp1}

aplicado às *gates* dos MOSFETs S_1 e S_4 e, o seu negado, $\overline{V_{comp1}}$, aplicado às *gates* dos MOSFETs S_2 e S_3 . Por motivos de legibilidade foi utilizada uma frequência de 750 Hz na onda portadora V_{Tri} , apresentando na prática frequências superiores, compreendidas entre alguns kHz e algumas dezenas de kHz.

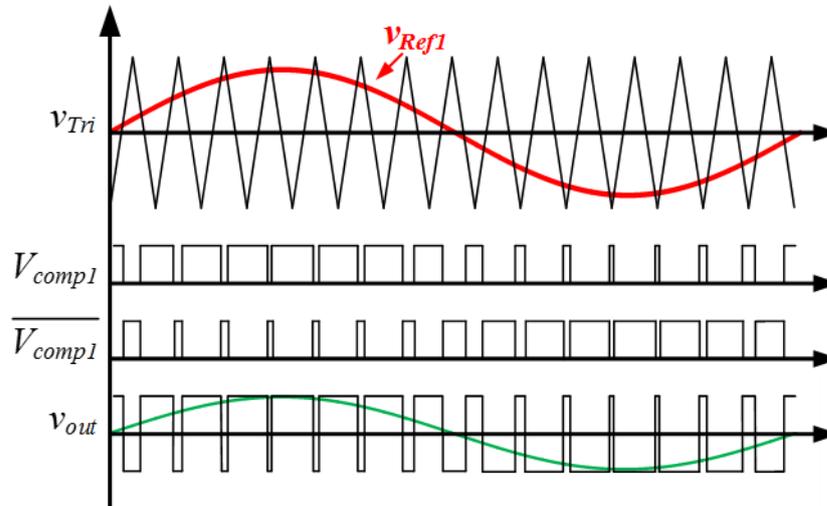


Figura 3.23 - Princípio de funcionamento de um VSI com a modulação bipolar: portadora triangular e referência, sinais de controlo dos semicondutores de potência, tensão de saída e valor médio da tensão de saída.

Pode constatar-se que, quanto maior a largura de pulso aplicada, maior é o valor médio na tensão de saída, sendo que para um *duty-cycle* de 50% corresponde um valor médio igual a zero.

3.7.2. SPWM Unipolar

Nesta variante de modulação por PWM, é utilizada uma onda portadora triangular, v_{Tri} , e dois sinais de referência v_{Ref1} e v_{Ref2} , tratando-se do mesmo sinal sinusoidal mas com um desfasamento de 180° . Assim sendo, é necessário um segundo comparador, obtendo assim 4 sinais de comando, um para cada MOSFET que constitui o inversor. No caso apresentado na Figura 3.24, V_{comp1} irá atuar no MOSFET S_1 e o seu negado no MOSFET S_2 . Por sua vez, V_{comp2} irá atua no MOSFET S_3 e a respetiva negação no MOSFET S_4 . Com esta técnica de controlo é possível obter três estados: $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ e 0 .

Verifica-se que a modulação é efetuada entre os três possíveis valores anteriormente mencionados, o que proporciona três níveis de tensão à saída do inversor. Este nível adicional confere a esta técnica um desempenho superior ao da técnica SPWM bipolar, uma vez que a frequência de comutação resultante do sinal de saída do inversor possui o dobro da frequência do sinal da portadora triangular. Esta característica, face à modulação SPWM bipolar, possibilita o dimensionamento de filtros passivos mais compactos.

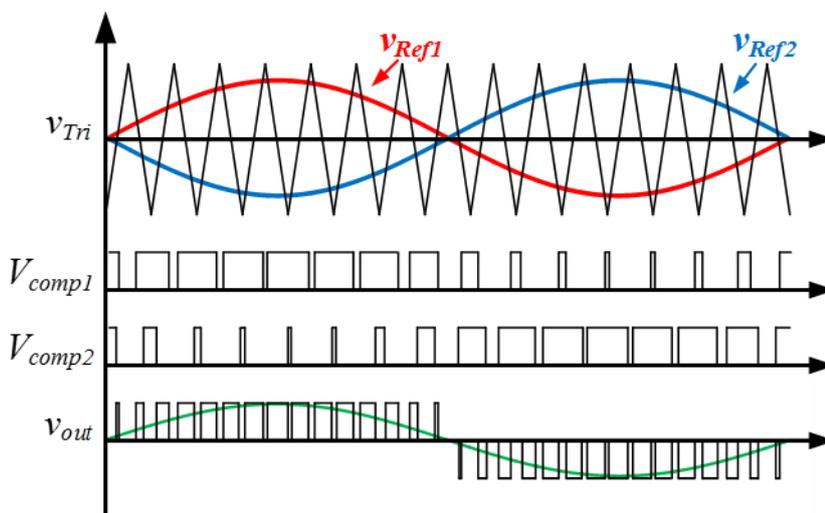


Figura 3.24 - Princípio de funcionamento de um VSI com a modulação unipolar: portadora triangular e sinais de referência, sinais de controle dos semicondutores de potência, tensão de saída e valor médio da tensão de saída.

3.8. Técnicas de Controle de Corrente para Conversores VSI

As técnicas de modulação apresentadas anteriormente, permitem atuar sobre o estado dos semicondutores de potência, afetando o valor da tensão de saída do inversor. Contudo, quando o objetivo é controlar a corrente de saída do inversor estas técnicas por si só não são suficientes, sendo complementadas por outras técnicas como é o caso da técnica de controle por corrente [79]. Inúmeras técnicas de controle por corrente têm sido desenvolvidas, sendo algumas apresentadas em [79]–[89].

A técnica de controle de corrente para conversores VSI tira partido da realimentação do sistema de controle, criando uma malha fechada, que permite determinar o valor da tensão a ser gerada pelo conversor VSI de modo a obter a corrente de saída desejada. Quanto mais próximo a corrente sintetizada seguir o sinal de referência, melhor será a qualidade da corrente de saída do conversor VSI. O que nesta aplicação em particular permite a injeção de energia na rede elétrica com correntes sinusoidais com baixo conteúdo harmónico. A implementação desta técnica de controle em conversores VSI é normalmente caracterizada pela presença de bobinas de acoplamento à saída, de modo a transformar as variações de tensão do inversor em variações de corrente. Na Figura 3.25 está apresentado o esquemático de um conversor VSI assim como a bobina de acoplamento.

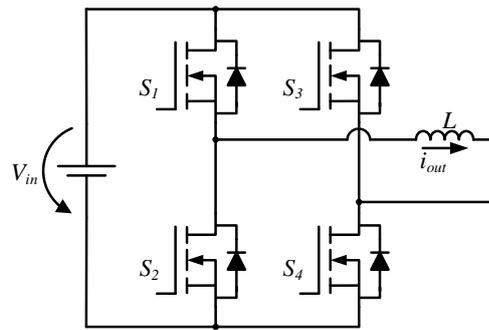


Figura 3.25 - Conversor VSI monofásico com bobina de acoplamento à saída do inversor.

De seguida serão apresentadas algumas técnicas utilizadas para o controlo de corrente em conversores VSI, sendo apresentadas em [80]–[82] algumas comparações entre as diferentes técnicas.

3.8.1. Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo de corrente por histerese tem como princípio de funcionamento a comparação da corrente de saída do inversor, i_{out} , com uma corrente de referência, i_{ref} , dando-lhe uma certa margem de histerese $\pm H$, ao resultado da comparação. Assim sendo, a corrente de saída irá variar em torno do valor da corrente de referência previamente definida pelo utilizador, como é demonstrada na equação (3.23):

$$i_{ref} - H < i_{out} < i_{ref} + H \quad (3.23)$$

Ao nível da lei de controlo a implementação é bastante simples. Enquanto a corrente não ultrapassar o valor de referência mais a histerese, os MOSFETs S_1 e S_4 manter-se-ão fechados, estando por sua vez os MOSFETs S_2 e S_3 abertos. Caso contrário, enquanto a corrente de saída i_{out} , não ultrapassar o valor da corrente de referência menos a margem de histerese, os MOSFETs S_1 e S_4 devem permanecer abertos e os MOSFETs S_2 e S_3 devem estar fechados. Num caso intermédio, enquanto a corrente de saída, i_{out} , não ultrapassar a margem de histerese previamente definida, os semicondutores devem permanecer no estado de condução anterior. Na Figura 3.26 é apresentado o diagrama de bloco representativo do controlo de corrente por histerese.

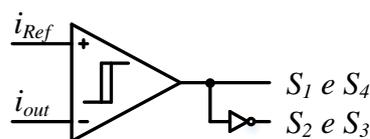


Figura 3.26 - Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por histerese.

A grande desvantagem desta técnica de controlo é a ampla gama de variação da frequência de comutação dos MOSFETs. Esta desvantagem é responsável por vários problemas, nomeadamente na criação de ressonâncias indesejadas com a rede elétrica e a dificuldade de dimensionar filtros passivos, com o intuito de filtrar os harmónicos de corrente causados pela comutação [81]. Adicionalmente, a falta do controlo sobre a frequência de comutação permite que o conversor funcione tanto em frequências baixas pertencentes ao espectro audível ao ouvido humano (20 Hz a 20 kHz) como em frequências elevadas possivelmente não suportadas pelos semicondutores de potência provocando o seu deterioramento.

Na Figura 3.27 está representada um exemplo do resultado da operação do controlo de corrente por histerese. Mais especificamente, na Figura 3.27 (a) a gama de histerese é de $\pm 15\%$ da amplitude de i_{Ref} , enquanto na Figura 3.27 (b) a gama de histerese é de $\pm 1\%$.

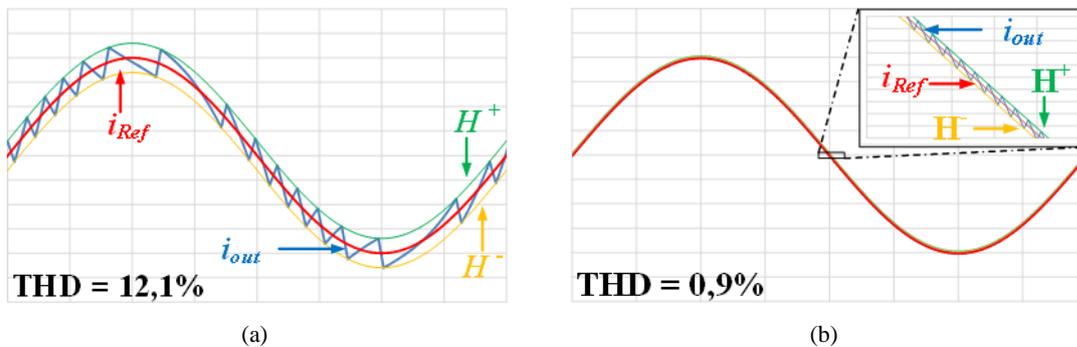


Figura 3.27 – Resultados de simulação do controlo de corrente por histerese: (a) Gama de histerese de $\pm 15\%$ da amplitude da corrente de referência i_{Ref} ; (b) Gama de histerese de $\pm 1\%$ da amplitude da corrente de referência, i_{Ref} .

De um modo geral, pode observar-se que a corrente de saída varia em torno da corrente de referência com uma certa margem, tal como pretendido. Contudo, nem sempre é possível manter a corrente, i_{out} , dentro da margem de histerese como se pode observar na Figura 3.28, sendo para tal necessário que o valor da bobina de acoplamento à rede elétrica e/ou a frequência de amostragem seja elevada.

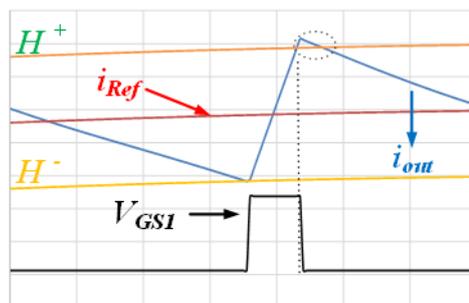


Figura 3.28 – Exemplo pormenorizado do controlo de corrente por histerese.

Porém, esta técnica de controle tem sido alvo de constantes investigações providenciando uma substancial melhoria na sua performance. Uma das melhorias apresentadas em [83], [84], está a implementação de uma gama de histerese variável de modo a obter uma frequência de comutação fixa.

3.8.2. Controle de Corrente por *Periodic Sampling*

A técnica de controle de corrente por *periodic sampling* (amostragem periódica), pode ser considerada como uma variante da técnica de controle por histerese, onde o valor de histerese é zero. Esta técnica pode ser implementada através da comparação direta da corrente de saída do inversor com uma corrente de referência.

Nesta técnica, é adicionado um *flip-flop* do tipo *D* à saída do comparador, que irá funcionar como um circuito de *sampling and hold* (amostragem e retenção) com frequência fixa. A cada pulso de relógio o sinal de saída resultante do comparador é colocado na saída do *flip-flop*. Este circuito adicional irá permitir controlar a frequência máxima de comutação, evitando que os semicondutores de eletrônica de potência comutem a frequências superiores ao permitido [80]. Na Figura 3.29 é representado um diagrama de blocos representativo do controle de corrente por *periodic sampling*.

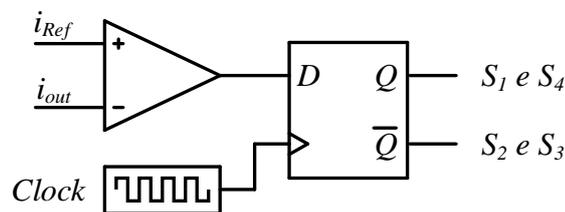


Figura 3.29 - Diagrama de blocos da técnica de controle de corrente por *Periodic Sampling*.

A técnica de controle por *periodic sampling* é bastante simples de ser implementada tanto num controlador analógico como digital, acarretando algumas funcionalidades em relação à técnica de controle por histerese, como é o caso da existência de um comparador entre a corrente de saída e de referência mas sem a margem de *histerese*. Na Figura 3.30 estão representados dois resultados de simulação para o controle de corrente por *periodic sampling*. Na primeira simulação, Figura 3.30 (a), está presente a corrente de saída i_{out} do inversor, com uma frequência de amostragem de 5 kHz e na Figura 3.30 (b) representa a mesma simulação mas para uma frequência de amostragem de 50 kHz.

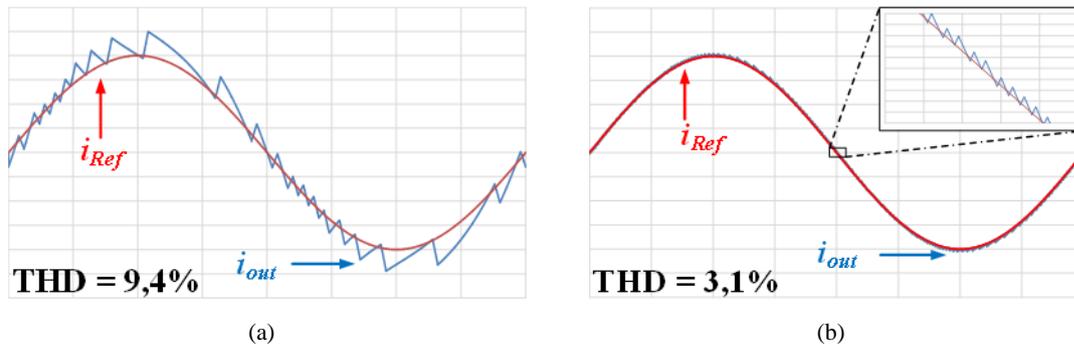


Figura 3.30 – Resultados de simulação do controlo de corrente por *Periodic Sampling*: (a) Com frequência de amostragem de 5 kHz; (b) Com frequência de amostragem de 50 kHz.

3.8.3. Controlo de Corrente por PI Estacionário com Modulação SPWM

Nesta técnica de controlo de corrente é utilizado o erro entre a corrente de referência i_{Ref} , e a corrente de saída i_{out} do conversor VSI, servindo como variável de entrada num controlador PI (Proporcional e Integral). O sinal de controlo gerado pelo controlador PI é posteriormente utilizado para sintetizar os sinais de comando para controlar os semicondutores de eletrônica de potência que constituem o inversor, através da técnica de modulação por SPWM. Na Figura 3.31 estão representados todos os blocos constituintes desta técnica de controlo.

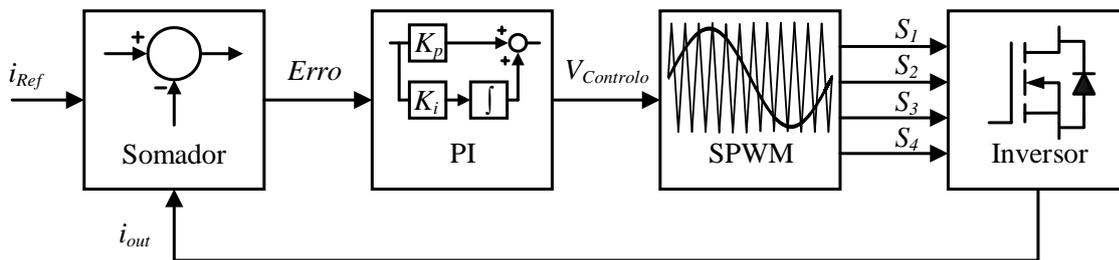


Figura 3.31 - Diagrama de blocos de um controlador de corrente por PI com modulação SPWM.

Ao nível da implementação prática, apesar do grau de complexidade superior em relação às técnicas anteriormente mencionadas, esta permite obter uma frequência de comutação fixa dos semicondutores de eletrônica de potência. Esta característica facilita o dimensionamento dos filtros passivos de modo a reduzir os harmónicos de corrente provocados pela comutação dos semicondutores do inversor.

Foram realizadas algumas simulações para validar o comportamento da corrente sintetizada pelo inversor com o algoritmo de controlo de corrente por PI. Na Figura 3.32 (a) foi implementado o algoritmo PI estacionário com uma modulação SPWM unipolar de 5 kHz, estando representado a corrente de saída i_{out} e a corrente i_{Ref} . De seguida, aumentou-se a frequência da onda triangular da modulação unipolar numa razão de 10 vezes, obtendo os resultados presentes na Figura 3.32 (b).

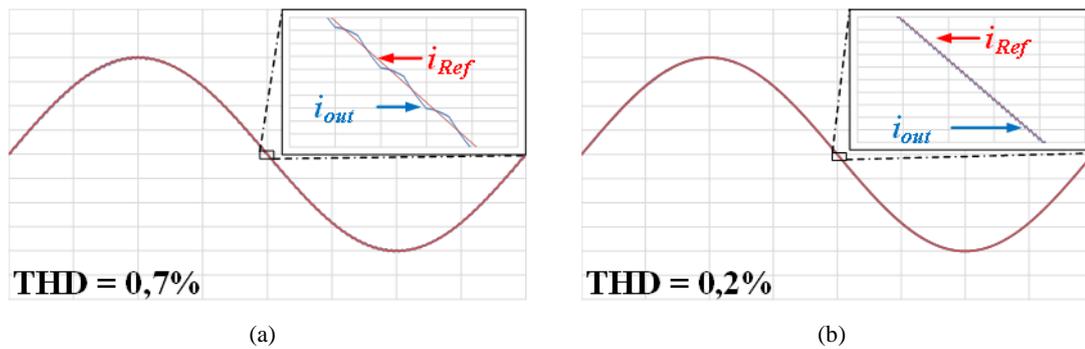


Figura 3.32 – Resultados de simulação do controle de corrente por PI: (a) com frequência de comutação de 5 kHz; (b) com frequência de comutação de 50 kHz.

A grande desvantagem na implementação deste controle é o atraso característico entre a corrente de saída do inversor e a corrente de referência que pode ser mais ou menos acentuado, dependendo dos ganhos, mas nunca é completamente extinto [85].

3.8.4. Controle de Corrente Preditivo com Modulação SPWM

Esta técnica de controle baseia-se no modelo elétrico do sistema de forma a prever o comportamento futuro das variáveis a controlar. Essa informação é usada posteriormente pelo sistema de controle de forma a providenciar uma resposta dinâmica e rápida no controle da corrente sintetizada pelo conversor VSI [81], [86].

Este conceito de controle é simples e intuitivo comparativamente à técnica de controle de PI, não necessitando de afinar ganhos, o que permite melhorar a performance do sistema independentemente da forma de onda da corrente pretendida na saída do inversor [87]–[89]. Apesar de acarretar cálculos mais complexos, com a velocidade de processamento dos microcontroladores de hoje em dia torna-se possível a implementação desta técnica de controle sem dificuldades acrescidas [86]. Na Figura 3.33 é ilustrada a estrutura básica de um controle de corrente preditivo.

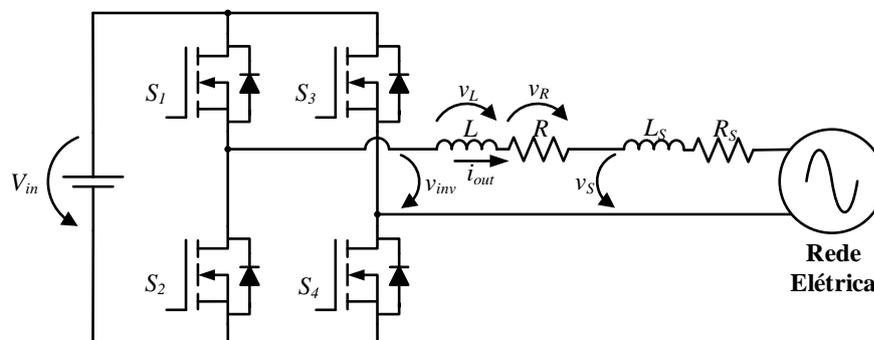


Figura 3.33 - Inversor monofásico ligado à rede elétrica por uma bobina de acoplamento.

Através da visualização do modelo do sistema e aplicando a lei das malhas, é possível concluir que a tensão de saída do inversor, v_{inv} , é igual à soma da tensão da rede

elétrica, v_s , e da queda de tensão aos terminais da bobina de acoplamento, sendo esta composta pela soma das quedas de tensão na indutância, v_L , e na resistência interna, v_R . Contudo, uma vez que a resistência interna da bobina de acoplamento, v_R , apresenta valores relativamente baixos, é possível desprezá-la, obtendo assim a equação (3.24).

$$v_{inv} = v_L + v_s \quad (3.24)$$

Substituindo a tensão da bobina, v_L , pela sua equação característica obtém-se a equação (3.25).

$$v_{inv} = L \frac{di_{out}(t)}{dt} + v_s \quad (3.25)$$

De uma forma semelhante às técnicas de controle previamente apresentadas, a realimentação do sistema é realizada através da corrente de saída. O erro da corrente de saída do inversor é calculado como sendo a diferença entre a corrente de referência i_{Ref} , e a corrente de saída do inversor i_{out} , como é demonstrado na equação (3.26).

$$i_{erro}(t) = i_{Ref}(t) - i_{out}(t) \quad (3.26)$$

Introduzindo o erro da corrente de saída, equação (3.26), no modelo elétrico do sistema, equação (3.25), obtém-se a equação (3.27).

$$L \frac{di_{erro}(t)}{dt} = v_s + L \frac{di_{ref}(t)}{dt} - v_{inv} \quad (3.27)$$

De forma a anular o erro da corrente calculada, a tensão aplicada à bobina de acoplamento terá de induzir uma variação de corrente de amplitude igual mas em oposição, surgindo a equação (3.28).

$$-\left(\frac{di_{erro}(t)}{dt}\right)L = v_s + L \frac{di_{ref}(t)}{dt} - v_{inv} \quad (3.28)$$

Rearranjando a equação anterior em ordem à tensão de saída do inversor v_{inv} , é possível obter a equação (3.29).

$$v_{inv} = v_s + L \frac{di_{ref}}{dt} + L \frac{di_{erro}}{dt} \quad (3.29)$$

De forma a que seja possível o processamento da equação anterior pelo microcontrolador, é necessário converte-la para domínio discreto. Considerando uma frequência de amostragem $f_a = 1/T_a$, da corrente de saída do inversor elevada, pode

considerar-se que a variação da corrente de erro (Δi_{erro}) num dado intervalo dt de amostragem curto, é praticamente constante, obtendo-se a equação (3.30).

$$v_{inv}[k] = v_s[k] + \frac{L}{T_a} (2 i_{ref}[k] - i_{ref}[k-1] - i_{out}[k]) \quad (3.30)$$

Para prever o comportamento do sistema com esta técnica de controlo foram realizadas algumas simulações computacionais. O teste realizado foi semelhante ao PI estacionário, iniciando com uma frequência de comutação de 5 kHz com modulação SPWM unipolar, aumentado posteriormente, para uma frequência de 50 kHz, sendo os resultados obtidos apresentados na Figura 3.34.

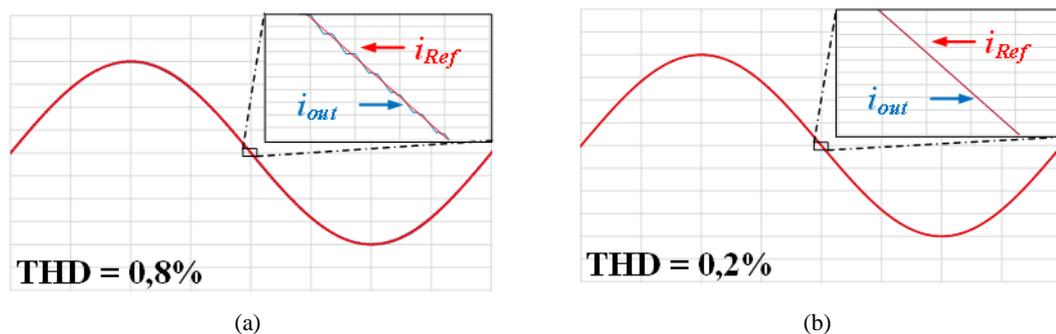


Figura 3.34 – Resultados de simulação do controlo de corrente preditivo: (a) Com uma frequência de comutação de 5 kHz; (b) Com uma frequência de comutação de 50 kHz.

Como anteriormente mencionado, esta técnica de controlo utiliza o modelo eléctrico do sistema de modo a prever o comportamento. Desta forma, a eficácia do controlo será diretamente influenciada pela qualidade do modelo utilizado [86].

3.9. Conclusões

Neste capítulo foram abordados as matérias mais técnicas deste trabalho de dissertação.

Inicialmente, foram abordadas várias topologias de conversores de potência CC-CC que podem integrar o primeiro estágio de conversão do microinversor. Estas encontram-se divididas em dois grupos: com ou sem isolamento galvânico. Pode concluir-se que as topologias que utilizam o transformador para isolamento galvânico são mais propícias para aplicações com diferenças de tensão elevadas, como é o caso da interface de um módulo solar fotovoltaico com a rede eléctrica. No entanto, as topologias sem transformador, apresentam características interessantes para a interface com um banco de baterias. Mais concretamente, o conversor bidirecional apresenta uma funcionalidade especialmente interessante para a aplicação a desenvolver, uma vez que,

possibilita a devolução da energia previamente armazenada nas baterias. Por outro lado, o conversor CC-CC *push-pull* como fonte de corrente apresenta várias vantagens face às outras topologias analisadas, como a simplicidade de acionamento dos MOSFETs, baixo número de semicondutores totalmente controlados e permite uma extração contínua de energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos.

Posteriormente foi apresentado um levantamento do estado da arte de topologias para o conversor CC-CA, podendo concluir-se que o conversor VSI é predominantemente utilizado na interface deste tipo de aplicações. De facto, grande parte dos microinversores possui um barramento CC composto por condensadores, o que representa um ponto de partida para a integração de um conversor VSI no estágio de conversão posterior.

Concluída a análise ao hardware que pode constituir o microinversor, procedeu-se a uma revisão bibliográfica ao nível de algoritmos de controlo. Uma vez que o trabalho usa um módulo solar fotovoltaico, e como anteriormente visto, o rendimento destes dispositivos é superior quando se utiliza um algoritmo de extração de máxima potência, foi feito um levantamento de vários algoritmos MPPT. Como foi possível constatar, os algoritmos de perturbação e observação e condutância incremental são os mais usais na integração do sistema de controlo destas aplicações. Adicionalmente, o algoritmo de condutância incremental apresenta, teoricamente, melhores resultados uma vez que se baseia na curva característica da potência do painel, procurando o ponto de máxima potência. Por outro lado, apesar da simplicidade de implementação do algoritmo de perturbação observação, este apresenta bons resultados. Contudo, o ponto de operação irá oscilar em torno do valor de MPP mas nunca nele.

Ao nível do controlo para o carregamento das baterias, constatou-se que o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante é o mais recomendado pelos fabricantes de baterias de chumbo-ácido, sendo por isso o algoritmo preferencial para o sistema de controlo deste trabalho.

Por fim, foi apresentada uma revisão das técnicas de controlo por corrente para conversores VSI, concluindo-se que o algoritmo preditivo complementado por uma modulação SPWM unipolar apresentam as características mais interessantes para a aplicação em causa. Mais concretamente o algoritmo preditivo utiliza o modelo elétrico do sistema de forma a prever o comportamento das variáveis a controlar, apresentando uma resposta dinâmica rápida sem necessidade de ajuste de ganhos. Por outro lado, para uma dada frequência da onda portadora triangular, a modulação SPWM unipolar permite obter uma frequência de comutação resultante do sinal de saída do inversor duas vezes

superior à obtida com a modulação SPWM bipolar, possibilitando o dimensionamento de filtros passivos mais compactos.

CAPÍTULO 4

Dimensionamento e Simulações Computacionais da Topologia Proposta

4.1. Introdução

O estudo e o desenvolvimento de novas topologias acarreta desafios acrescidos aquando da sua implementação prática. Assim, as ferramentas de simulação computacional, como é o caso do PSIM, apresentam-se como uma mais-valia para o estudo e conseqüente validação do sistema a implementar. Estas auxiliam no dimensionamento dos componentes que constituem o sistema, bem como, permitem a implementação e melhoramento de algoritmos de controlo em virtude de obter melhores resultados experimentais. O estudo e discussão dos resultados de simulação obtidos possibilita a previsão de situações críticas de funcionamento, minimizando assim os riscos na implementação prática.

Neste capítulo é primeiramente apresentada uma nova topologia para a implementação de um microinversor bem como o seu princípio de funcionamento. Pretende-se, deste modo, contribuir com o desenvolvimento tecnológico na área das energias renováveis, apresentando soluções mais apropriadas para as legislações e paradigma de hoje em dia, principalmente em Portugal, mitigando alguns problemas das topologias mais usuais.

Uma vez realizado o estudo teórico, são apresentadas as simulações computacionais executadas, de modo a validar, não só o novo conceito de microinversor que se pretende implementar, mas também todos os algoritmos de controlo implementados.

4.2. Topologia Proposta e Respetivo Princípio de Funcionamento

Como anteriormente mencionado, pretende-se com a realização deste projeto de dissertação o aprimoramento do conceito de microinversor para aplicações solares fotovoltaicas, estando representado na Figura 4.1, de uma forma mais didática, os modos de funcionamento do microinversor proposto.

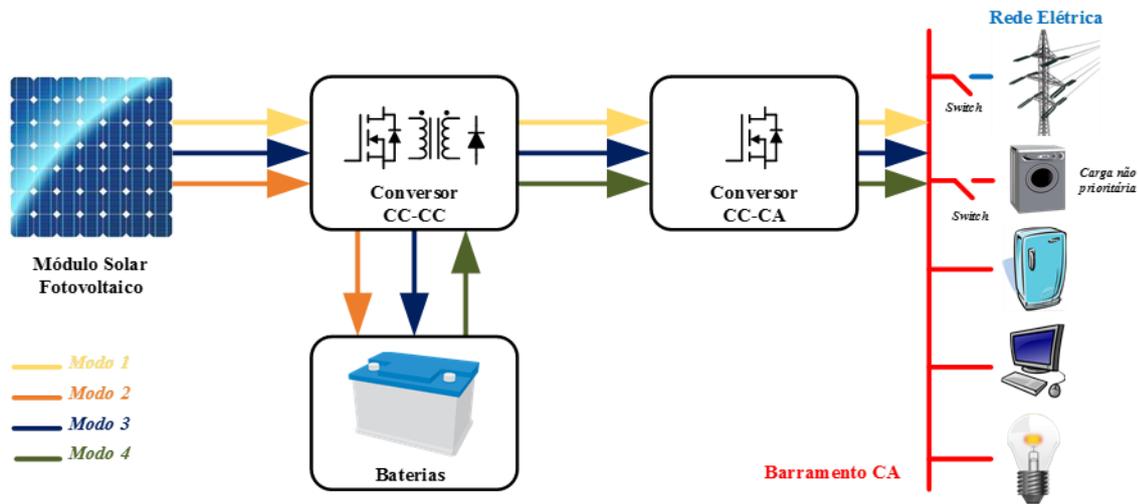


Figura 4.1 - Modos de operação permitidos com a topologia proposta.

Na Figura 4.1 estão representados, por meio de setas, os modos de funcionamento propostos para o microinversor. Como é perceptível, com a topologia proposta pretende-se adicionar à funcionalidade de um microinversor convencional injeção de energia na rede elétrica representada como modo 1, três novas funcionalidades: carregamento de baterias (modo 2); carregamento de baterias e injeção de energia na rede elétrica (modo 3); e a alimentação de cargas prioritárias (modo 4) com a energia previamente armazenada no banco de baterias em caso de falhas de energia na rede elétrica.

O esquemático da topologia proposta está representado na Figura 4.2. Como se pode constatar, esta tira partido das vantagens anteriormente mencionadas do conversor *push - pull* como fonte de corrente e, adicionalmente, com a inclusão de alguns componentes, nomeadamente o diódo D_5 , o condensador C_3 e um algoritmo de controlo apropriado, será possível fazer a interface com a rede elétrica e com um banco de baterias com um único conversor CC-CC.

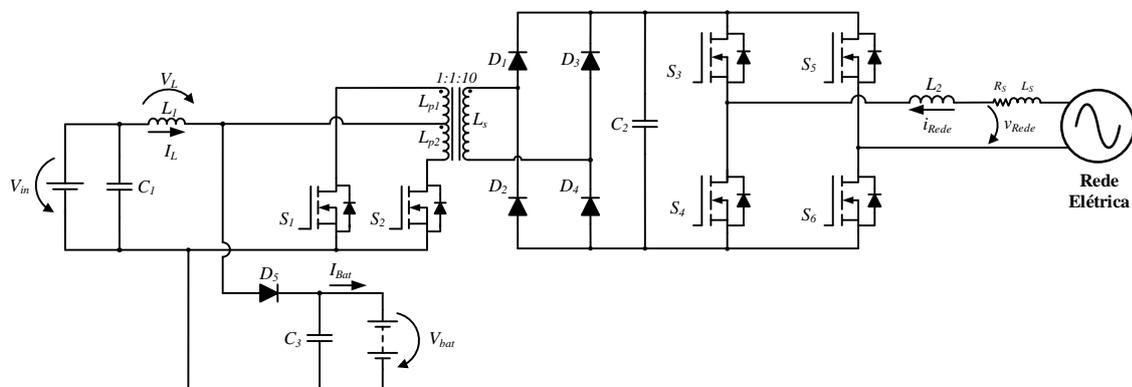


Figura 4.2 – Esquema elétrico da topologia proposta.

A versatilidade desta topologia em fazer ou não interface com as baterias em virtude dos requisitos do utilizador, torna-a numa boa aposta para a sua comercialização em grande escala. Assim, em conformidade com a solução a implementar por parte do utilizador, a topologia proposta apresenta uma solução barata e adaptativa, sem recorrer à adição de um conversor auxiliar para interface com as baterias.

Nesta nova topologia apresentada, ambiciona-se manter uma extração contínua de energia proveniente dos módulos solares fotovoltaicos para distribuir pela rede elétrica e pelas baterias. A grande inovação encontra-se no lado primário do conversor CC-CC, uma vez que este permitirá enviar energia de uma forma controlada, para o banco de baterias, para a rede elétrica, ou para os dois em simultâneo, mantendo uma extração contínua e máxima de energia. Quanto aos modos de operação, estes serão de seguida explicados em detalhe.

Para melhor compreensão do princípio de funcionamento, será considerado que todos os elementos capacitivos (C_1 , C_2 e C_3) presentes no circuito encontram-se inicialmente carregados. Assim sendo, no instante t_0 , os MOSFETs S_1 e S_2 entram em condução. Neste instante, a corrente de entrada, i_L , flui pelos enrolamentos primários do transformador e, como o fluxo magnético induzido pelos enrolamentos primários têm direções opostas, é criado um curto-circuito magnético no lado primário do transformador. Desta forma, o elemento indutivo L_1 ficará em paralelo com a fonte de alimentação V_{in} , armazenando a energia proveniente da mesma. Paralelamente, o condensador C_3 funcionará como uma fonte de energia auxiliar, mantendo um carregamento constante das baterias. Esta 1ª etapa pode ser visualizada na Figura 4.3.

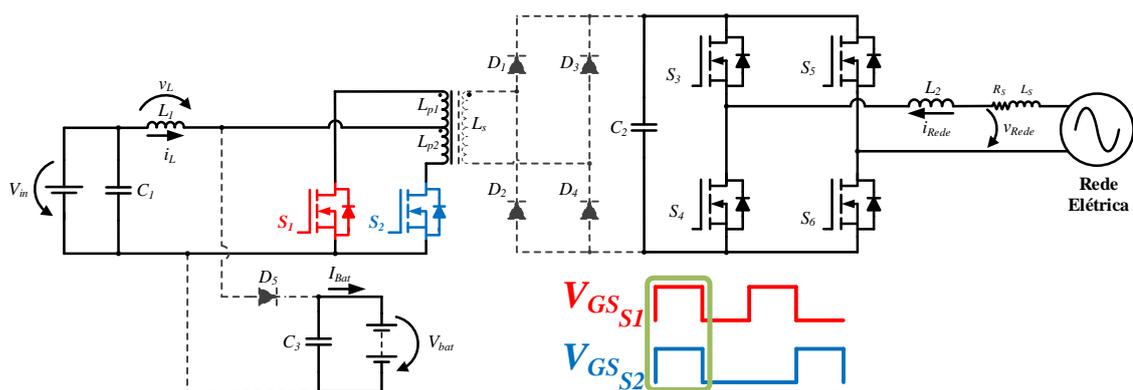


Figura 4.3 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 1ª etapa.

No instante seguinte (t_1), ambos os MOSFETs do *push-pull* são abertos, permitindo que a fonte de alimentação e a bobina L_1 , previamente carregada na etapa anterior, carreguem as baterias e o condensador C_3 . Esta etapa de operação está representada na Figura 4.4.

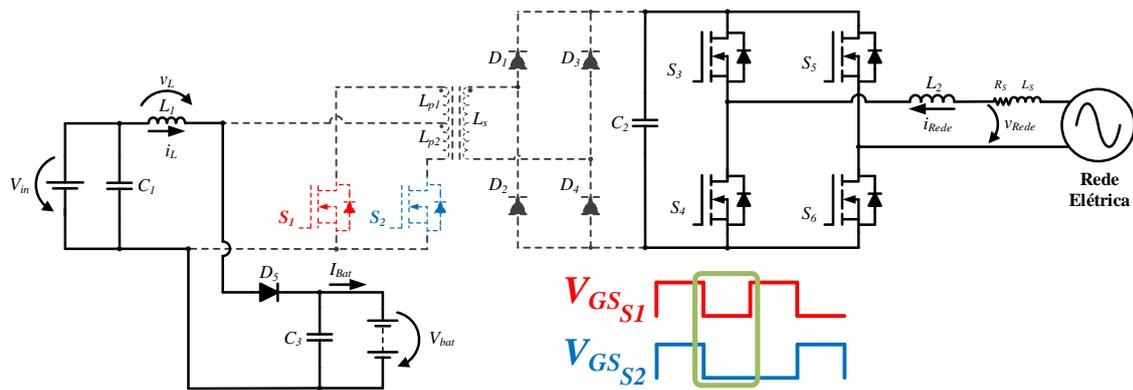


Figura 4.4 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 2ª etapa.

Como se pode constatar, a utilização destes dois modos de uma forma sequencial irá fazer com que o lado primário do *push-pull* se comporte como um conversor CC-CC não isolado do tipo *step-up* convencional, fazendo a interface com o banco de baterias. Nos dois modos de operação seguintes, procede-se ao envio de energia para o lado secundário do transformador.

Na terceira etapa de operação (t_2), o MOSFET S_1 entrará em condução, permitindo que a corrente de entrada, i_L , flua pelo enrolamento primário L_{p1} do transformador *push – pull*, tendo este uma tensão igual à soma da tensão à entrada, V_{in} , com a tensão v_L aos terminais da bobina L_1 . Consequentemente, irá aparecer uma tensão induzida no enrolamento secundário L_s dada pela razão de transformação, sendo neste caso específico de 1 para 10. A energia enviada para o lado secundário do transformador será utilizada para injetar na rede elétrica e, uma pequena parte, para recarregar o condensador C_2 .

De um modo semelhante à 1ª etapa apresentada, o condensador C_3 funcionará como fonte de energia auxiliar, mantendo, uma vez mais, um fornecimento constante de energia às baterias. Esta etapa de operação está esquematizada na Figura 4.5.

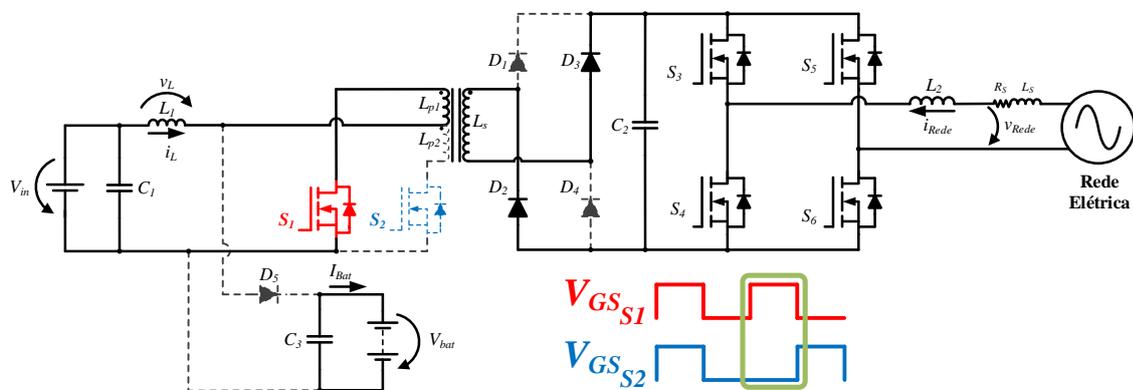


Figura 4.5 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 3ª etapa.

Por fim, no instante t_3 o MOSFET S_2 é fechado procedendo-se à abertura do MOSFET S_1 . Uma vez mais, a corrente de entrada, i_L , irá passar por um dos enrolamentos primários do transformador (L_{p2}), que será responsável pela indução de uma tensão no enrolamento secundário L_s , procedendo ao envio de energia para a rede elétrica. Este último modo de operação representado na Figura 4.6 funciona de uma forma semelhante ao 3º modo apresentado, sendo um outro enrolamento primário responsável por induzir a tensão no secundário do transformador.

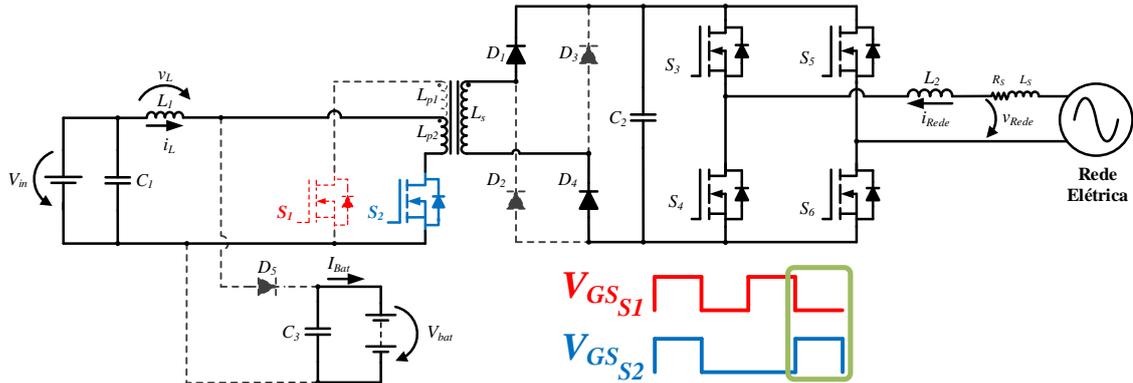


Figura 4.6 - Princípio de funcionamento da topologia proposta: 4ª etapa.

De salientar que nas imagens apresentadas previamente, relativas às 4 etapas de operação da topologia proposta, o conversor CC-CA encontra-se sempre ativo. Pretende-se demonstrar que durante as 4 etapas o conversor poderá estar (dependendo do valor da tensão presente no barramento CC) a exercer apropriadamente a sua função: injetar energia na rede.

Outro aspeto a realçar são os sinais de PWM que acionam os MOSFETS S_1 e S_2 . Estes não apresentam nem uma frequência nem um *duty-cycle* fixo podendo, desta forma, variar em conformidade com o algoritmo de controlo de modo a providenciar mais ou menos energia para o carregamento das baterias. O algoritmo de MPPT implementado também irá influenciar no valor do *duty-cycle*. Na Figura 4.7 apresenta-se a sequência de pulsos gerados para o controlo do conversor CC-CC, identificando o elemento recetor de energia em cada instante.

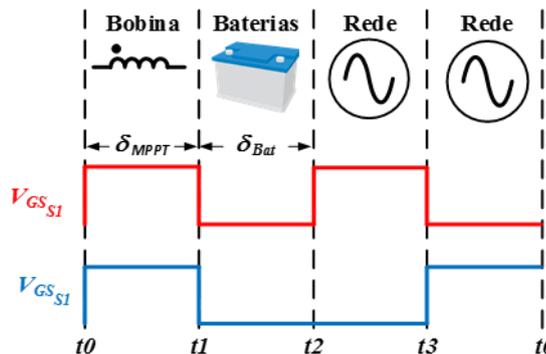


Figura 4.7 - Sequência de pulsos gerados para o controlo do conversor CC-CC.

Como se pode averiguar, a duração do primeiro pulso (de t_0 a t_1) será responsável pela quantidade de energia armazenada na bobina ligada ao *tap* central do transformador *push-pull*, sendo este intervalo definido pelo algoritmo de MPPT, que retorna o valor de δ_{MPPT} . A duração de t_1 a t_2 é dada pelo algoritmo de carregamento das baterias, δ_{Bat} , que controla a quantidade de energia enviada para as mesmas. Os dois pulsos seguintes são simétricos e são responsáveis pela quantidade de energia enviada para a rede elétrica. No caso do carregamento das baterias estar concluído, o instante de t_1 a t_2 é extinto, sendo toda a energia dos painéis enviada para a rede elétrica. Como é perceptível, a frequência dos pulsos gerada é influenciada pelos algoritmos de controlo ativos.

Um modo adicional de funcionamento surge como solução às horas de menor exposição solar e.g. durante a noite, existindo cargas a serem alimentadas pela rede. A energia armazenada na bateria durante o dia pode ser utilizada para injetar na rede elétrica no local de consumo, alimentando essas cargas, ficando a bateria disponível para armazenar energia no dia seguinte. Neste modo de operação existe um selecionador que permite a conexão das baterias na entrada do conversor *push-pull*, sendo estas a principal fonte de energia. O princípio de funcionamento é semelhante ao conversor *push-pull* como fonte de corrente convencional, apresentado no capítulo 3.3.2, sendo necessário a existência de pelo menos um caminho para a corrente. Isto é, requer-se a implementação de dois sinais PWM desfasados 180° e com um *duty-cycle* mínimo de 50%. A junção deste modo de operação com um correto gerenciamento consumos elétricos, por parte do utilizador, ao deslocar temporalmente o consumo de uma dada carga, permite a obtenção de benefícios financeiros.

No caso da ocorrência de falhas de energia da rede elétrica, o modo *backup* de energia entra em funcionamento, alimentando cargas prioritárias. Uma vez mais, as baterias desempenham o papel da fonte principal de energia do microinversor, sendo a instalação desligada da rede elétrica assim como, todas as cargas não prioritárias do barramento CA interno da habitação. Neste modo de operação, o conversor CC-CC é responsável pela regulação do barramento CC, enquanto o conversor CC-CA funcionará com um algoritmo de controlo por tensão, de modo a providenciar uma tensão sinusoidal às cargas prioritárias. Este modo de operação encontra-se esquematizado na Figura 4.8.

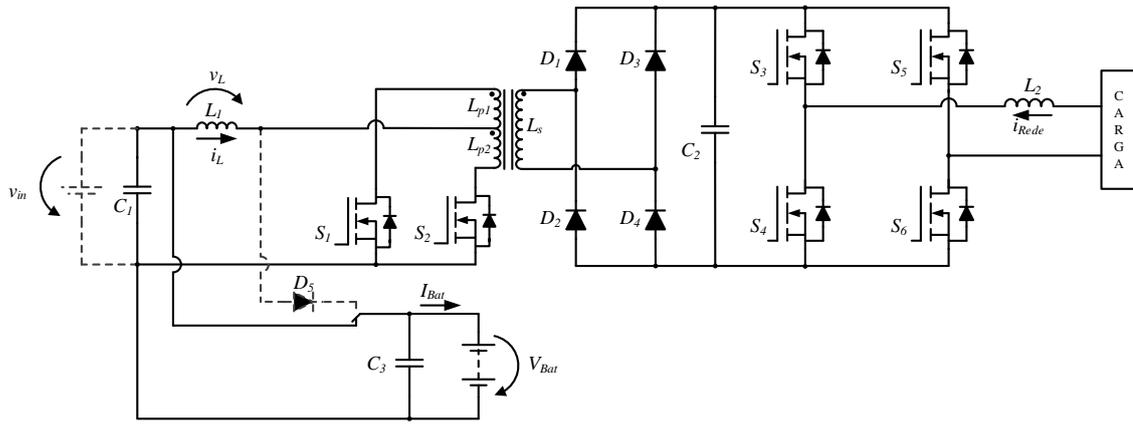


Figura 4.8 - Princípio de operação da topologia proposta no modo de *backup* de energia.

4.3. Dimensionamento do Banco de Baterias

Para uma melhor aproximação da simulação às condições reais de funcionamento, foi dimensionado um banco de baterias para uma aplicação concreta. Neste caso em específico, foi considerado um frigorífico com um consumo médio mensal de 26 kWh, o que representa um consumo de 36 Wh. Com base na equação (4.1) procedeu-se ao dimensionamento da capacidade do banco de baterias [90].

$$Capacidade = \frac{Consumo(Wh) \times Autonomia(h)}{V_{Bat}(V) \times p(\%)} = \frac{36 \times 10}{12 \times 0,25} = 40 Ah \quad (4.1)$$

Como o conversor CC-CC se comporta como um conversor do tipo *step-up*, o banco de baterias terá de ser dimensionado para uma tensão mínima superior à tensão máxima do módulo solar fotovoltaico. Desta forma, considerando uma profundidade de descarga, p , de 25% numa operação diária de 10 h, foi possível dimensionar um banco de baterias composto por três baterias eletroquímicas em série, com uma tensão de corte de 12 V, e com uma capacidade de 40 Ah. Contudo, para efeitos de simulação, foi considerado baterias de 55 Ah, devido à sua existência no laboratório do GEPE.

Deste modo, para uma bateria com uma capacidade de 55 Ah, o valor do condensador para o modelo elétrico linear equivalente é obtido através da equação (4.2).

$$C_{Bat} = 55 \times 3600 = 198\,000 F \quad (4.2)$$

Contudo, a utilização deste valor no modelo iria requerer um tempo de simulação muito longo. De forma a simplificar o modelo e melhorar a velocidade de simulação, foi considerada uma relação de 1:100000, considerando assim uma capacidade de 1,98 F.

4.4. Regulação do Barramento CC

Uma das principais funções de um microinversor convencional é a injeção de energia na rede elétrica. Para tal, uma constante monitorização e conseqüente regulação do barramento CC é um aspeto crucial para o correto funcionamento do mesmo. Desta forma, a diferença de potencial aos terminais do barramento CC terá de ser superior ao valor de pico da tensão da rede (idealmente 325 V). No caso da tensão no barramento CC atingir um valor inferior ao anteriormente mencionado, o inversor não conseguirá exercer a sua função corretamente.

Deste modo, para o controlo do barramento CC é implementada uma média deslizante da tensão no barramento $V_{CC_médio}$, que será subtraída à tensão de referência V_{CC}^* , resultando num erro de tensão V_{CC_erro} . Esta parcela será posteriormente introduzida num controlador PI que calculará a potência de regulação P_{REG} necessária para a regulação do barramento CC [87]. O diagrama de blocos representativo do algoritmo de regulação do barramento CC está presente na Figura 4.9.

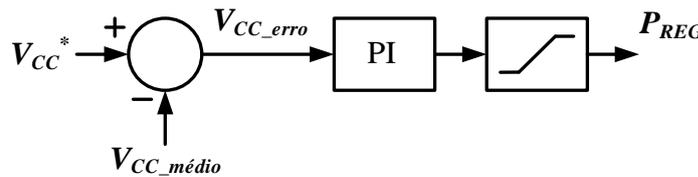


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do algoritmo de regulação do barramento CC.

A potência de regulação P_{REG} , resultante do controlador PI, será posteriormente utilizada de forma a calcular uma corrente de referência i^* para injetar energia na rede elétrica como é demonstrado no diagrama de blocos presente na Figura 4.10.

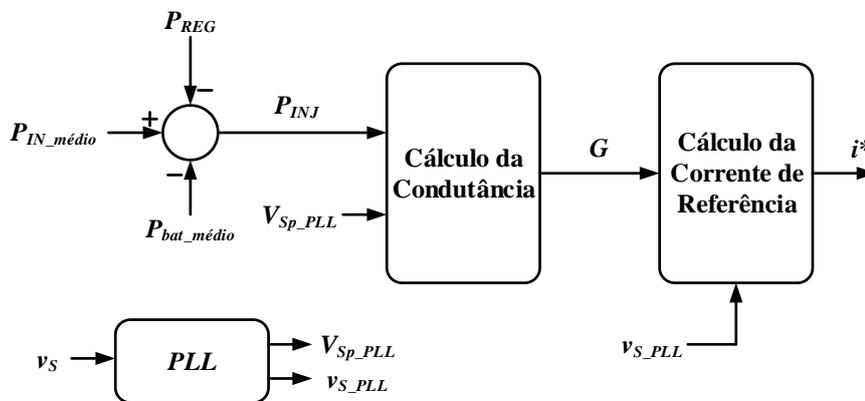


Figura 4.10 - Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência injetada energia na rede elétrica.

A potência de entrada $P_{IN_médio}$ é obtida através de uma média deslizante que representa a potência ativa fornecida pelos módulos solares fotovoltaicos. Posteriormente

é subtraída a potência média utilizada no carregamento das baterias ($P_{Bat_médio}$) e a potência P_{REG} previamente calculada para regular o barramento CC. A parcela resultante, que representa a potência a injetar, P_{Inj} , na rede elétrica de modo a manter todo o sistema operacional, é introduzida num bloco de cálculo juntamente com o valor da amplitude da tensão da rede, V_{SP_PLL} , que é utilizado de forma a determinar o valor eficaz da tensão da rede, v_s , de forma a determinar a condutância equivalente G com auxílio da equação (4.3).

$$G = \frac{P_{IN_médio} - P_{Bat_médio} - P_{REG}}{\left(\frac{V_{SpPLL}}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad (4.3)$$

Por fim, o valor final da corrente de referência i^* resulta da multiplicação do sinal unitário resultante da PLL (v_{S_PLL}) com a condutância G , originando assim a equação (4.4).

$$i^* = \sqrt{2} G \times v_{S_PLL} \quad (4.4)$$

4.5. Resultados de Simulação

Nesta fase inicial de validação da topologia proposta, foram realizadas simulações computacionais em PSIM de forma a prever a resposta do sistema. O PSIM é uma ferramenta de simulação dedicada à eletrónica de potência que permite ajustar diversos parâmetros de forma a aproximar ao máximo o modelo de simulação à realidade.

Na Figura 4.11 está representada a interface gráfica do software de simulação com o sistema implementado.

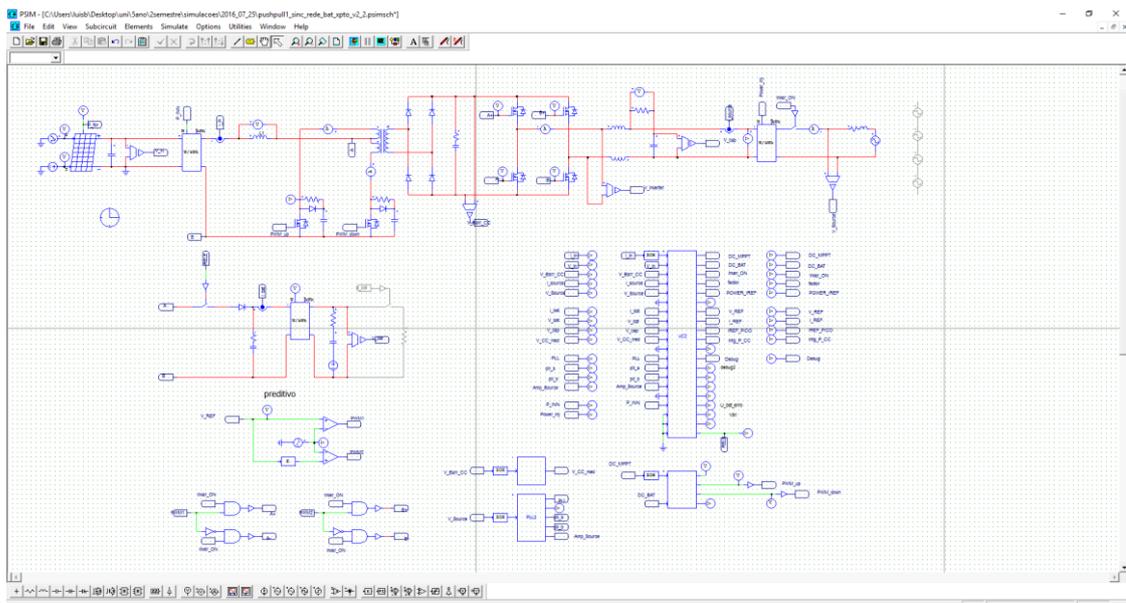


Figura 4.11 - Interface gráfica do software de simulação computacional PSIM.

Um dos parâmetros inicialmente ajustado foi o módulo solar fotovoltaico. Esta ferramenta de simulação permite ajustar diversos parâmetros característicos de um módulo solar, como é o caso das tensões e correntes de máxima potência presentes no *datasheet* do módulo. Adicionalmente permite visualizar a curva característica de máxima potência.

O módulo solar fotovoltaico utilizado como base para o desenvolvimento do microinversor é o KC200GHT-2 do fabricante *Kyocera* com uma potência máxima de 200 W, cujos módulos encontram-se disponíveis nas instalações do GEPE [91]. Desta forma, com base nas informações descritas no *datasheet* do módulo, foi possível criar um modelo de simulação próximo da realidade como é apresentado na Figura 4.12.

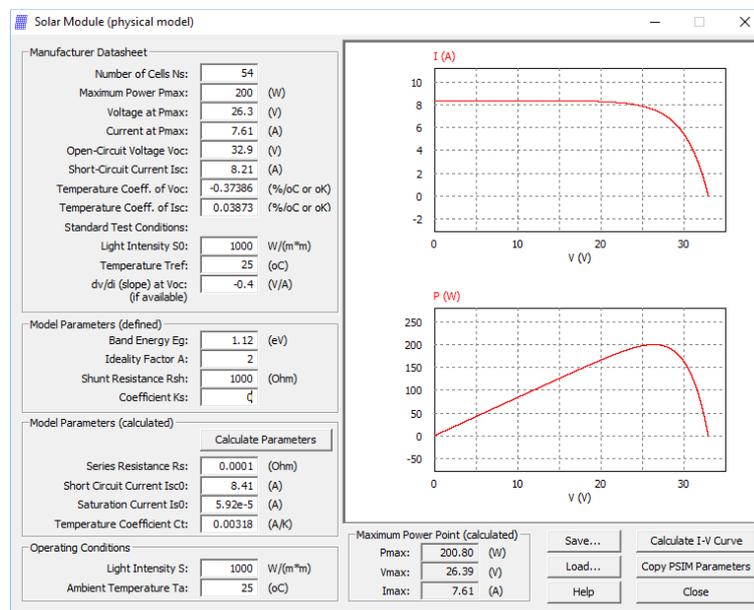


Figura 4.12 - Características do módulo *KC200GHT-2* da *Kyocera* inseridas no modelo de simulação do PSIM.

Uma vez configurados os parâmetros do módulo solar fotovoltaico, este foi inserido no modelo de simulação apresentado na Figura 4.13. Como anteriormente mencionado, o microinversor a implementar será composto por um conversor CC-CC *push-pull* como fonte de corrente seguindo de um conversor CC-CA de ponte completa. Adicionalmente, o lado primário do *push-pull* funcionará como *step-up* para interface com um banco de baterias.

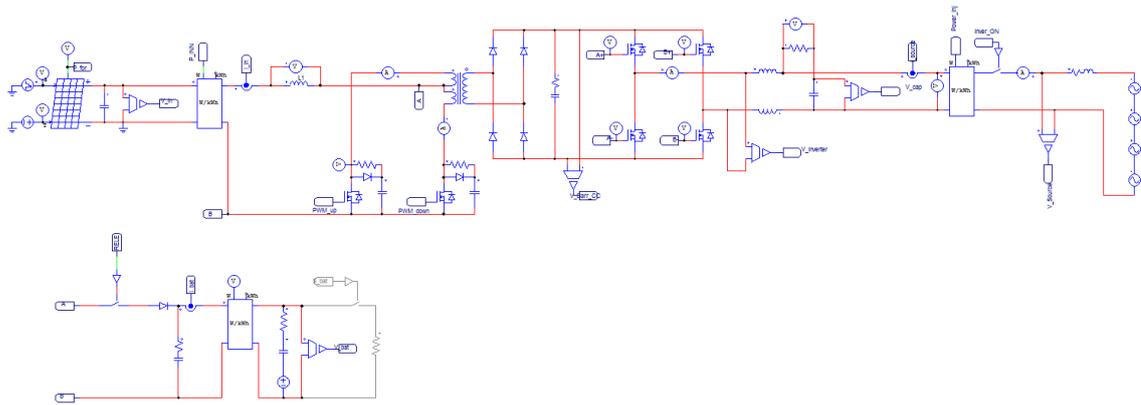


Figura 4.13 – Modelo de simulação da topologia proposta no software PSIM.

Os algoritmos de controlo de todo o sistema foram implementados em linguagem C com auxílio de um bloco de programação apresentado na Figura 4.14. Este bloco possibilita aproximar o controlo realizado no modelo de simulação à implementação em bancada de testes que será controlada com um microcontrolador. Esta versatilidade de controlo da ferramenta de simulação facilita a migração dos algoritmos de controlo implementados nesta fase inicial para o sistema real.

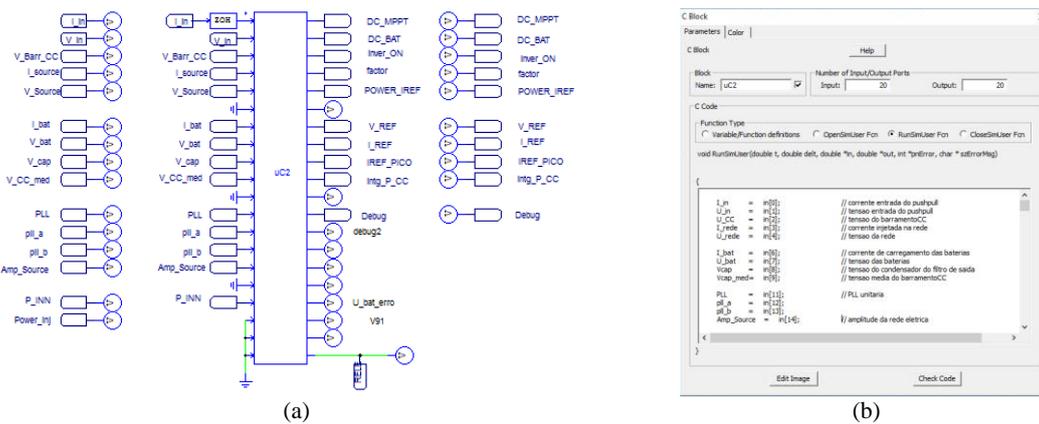


Figura 4.14 - Interface do bloco de simulação em linguagem C: (a) Representação das entradas e saídas de sinais; (b) Interface do editor de código.

4.5.1. Técnica de Sincronização com a Rede Elétrica

A sincronização dos algoritmos de controlo com a rede elétrica é um dos requisitos mais importantes nos equipamentos de eletrónica de potência que fazem interface com a mesma. Em condições ideais, as formas de onda da tensão da rede elétrica seriam perfeitamente sinusoidais com amplitude constante. Contudo, a circulação de correntes harmónicas pelas impedâncias de linha, provenientes do acoplamento de cargas não lineares à rede elétrica, originam a distorção harmónica da tensão da rede. De igual modo, a entrada e saída de cargas podem provocar cavas e sobretensões, respetivamente, nas tensões da rede variando a amplitude da mesma. Adicionalmente, a existência de outros

problemas de qualidade de energia como desequilíbrios das tensões de alimentação, micro - cortes (*notches*) e ruídos de alta-frequência podem influenciar os sinais de referência de sincronização. Deste modo, os conversores de eletrónica de potência conectados à rede elétrica, devem possuir algoritmos de sincronização de forma a obter sinais de referência sinusoidais e em fase com a componente fundamental do sinal de entrada, de modo a garantir o correto funcionamento de todo sistema [92], [93].

As técnicas de sincronização com a rede elétrica são amplamente usadas em máquinas elétricas, nos monitorizadores de qualidade de energia elétrica, na implementação de filtros ativos e na injeção de energia proveniente de energias renováveis na rede elétrica. Quanto mais rápida e precisa a sincronização com a rede elétrica, melhor será a geração dos sinais de referência e, conseqüentemente, maior a eficiência. Para tal, uma constante monitorização do sinal da rede elétrica é um fator obrigatório de modo a determinar a condição de operação mais apropriada do conversor de eletrónica de potência [92], [93].

Existe uma variedade de artigos na literatura que retratam os diferentes métodos de sincronização com a rede [93]–[101]. Uma das técnicas mais rudimentares é a deteção da passagem por zero da fundamental (*zero crossing method*). Contudo, e uma vez que a passagem por zero só pode ser detetada a cada meio ciclo da componente fundamental, esta técnica apresenta uma resposta dinâmica bastante lenta [95].

A técnica de sincronização mais utilizada é denominada por PLL – *Phase Locked Loop*. Trata-se de um algoritmo com o intuito de detetar a fase e amplitude da componente fundamental do sinal de entrada, originando um sinal sinusoidal e em fase com o sinal de entrada, mesmo que este possua conteúdo harmónico. Estes algoritmos de controlo caracterizam-se pela elevada rejeição do conteúdo harmónico, de *notches* e de deformações na forma de onda, apresentando uma resposta dinâmica rápida. Deste modo, o sinal originado será utilizado para fazer o sincronismo, neste caso específico, do microinversor, com a rede elétrica. Em [96], [97], [102] são apresentadas comparações entre diferentes algoritmos de PLL.

Na Figura 4.15 está descrito um diagrama de blocos da constituição básica de uma PLL. Este é composto por um detetador de fase, de um filtro e de um oscilador controlado

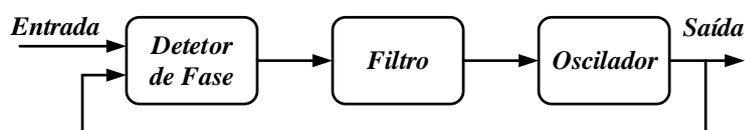


Figura 4.15 - Diagrama de blocos representativo da constituição de uma PLL.

O desfasamento entre o sinal de entrada e de saída é medido pelo detetor de fase, passando por um filtro passa baixo. O oscilador recebe o sinal de erro, gerando o sinal de saída. Um exemplo de um algoritmo de uma PLL digital é apresentado na Figura 4.16 sobre a forma de diagrama de blocos.

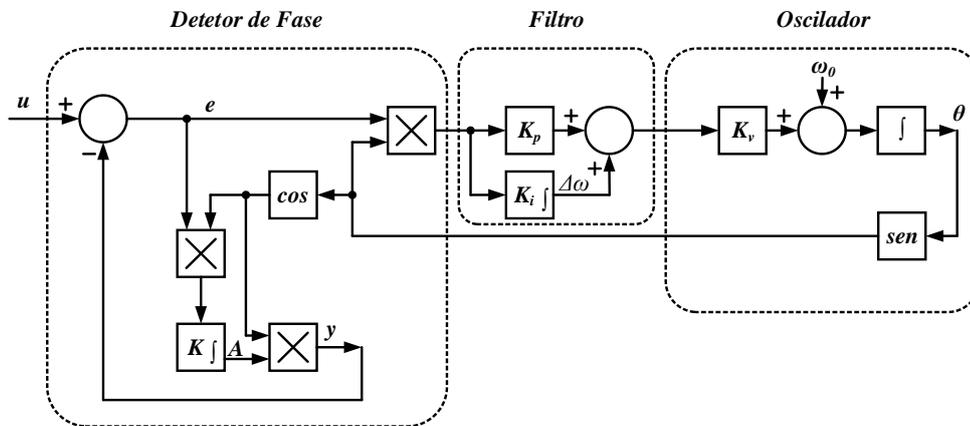


Figura 4.16 - Exemplo de um algoritmo de uma PLL digital (adaptado de [92]).

Este algoritmo em específico permite detetar não apenas a fase como também a amplitude da componente fundamental da tensão da rede elétrica. Esta característica torna-a numa mais-valia de forma a sincronizar o microinversor com a rede e detetar variações, precavendo possíveis condições inoperáveis por parte do microinversor.

Desta forma, procedeu-se à implementação e respetiva simulação do algoritmo de PLL para tensões da rede elétrica semelhantes às presentes no laboratório do GEPE, como se pode observar na Figura 4.17.

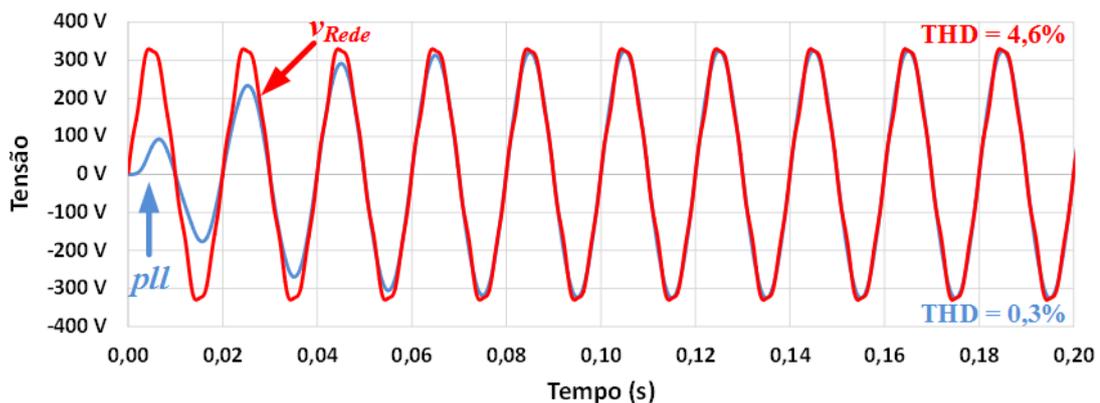


Figura 4.17 - Sincronismo inicial da PLL com a tensão da rede elétrica.

Como se pode constatar, o algoritmo de sincronismo rapidamente adquire a frequência e a fase da componente fundamental e, num tempo máximo de 5 ciclos da rede, consegue determinar a amplitude da tensão da rede. Adicionalmente, pode constatar-se que, apesar da tensão da rede conter harmónicos, a PLL consegue sintetizar um sinal de referência sinusoidal, com um THD residual.

Em Portugal, rege a norma NP EN50160 que estabelece os valores dos principais parâmetros da tensão de alimentação, entre eles o valor eficaz da tensão e a frequência da fundamental. Esta norma expõe que, num período de medição de uma semana, 100% dos valores eficazes médios de 10 minutos devem situar-se entre +10% de 230 V e -15% de 230V [103]. De forma a validar o correto sincronismo com a rede elétrica ao longo do tempo, foi simulado o algoritmo de PLL em condições nominais da tensão da rede extremas. A simulação realizada está presente na Figura 4.18.

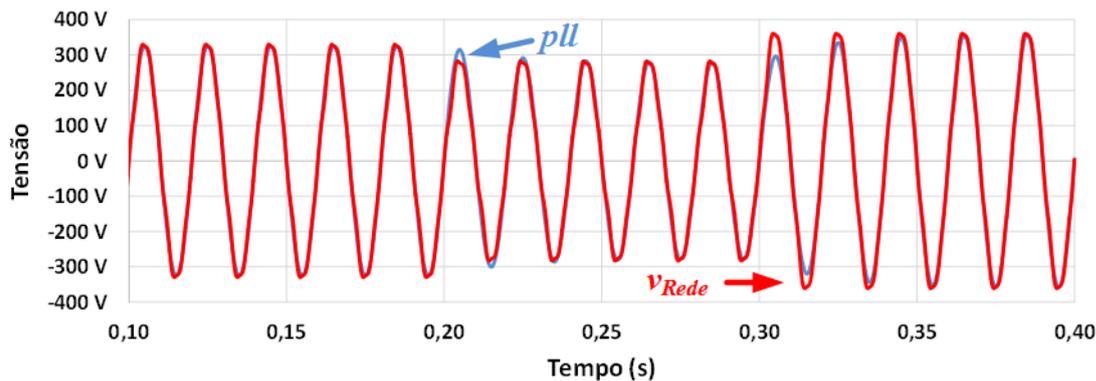


Figura 4.18 – Resposta dinâmica da PLL com a variação do valor eficaz da tensão da rede elétrica

Como se pode verificar, o algoritmo de PLL implementado apresenta uma resposta dinâmica às variações de amplitude da tensão da rede, conseguindo rapidamente detetar e acompanhar essas variações, gerando um sinal de referência sem grandes perturbações.

Por outro lado, a frequência nominal da tensão da rede elétrica deve ser igual a 50 Hz. Contudo, o valor médio da frequência da componente fundamental, medido em intervalos de 10 s pode variar em $\pm 1\%$ de 50 Hz durante 99,5% do tempo de um ano [103]. Desta forma, foi simulado o comportamento da PLL nestas condições de operação ao nível da frequência da fundamental extrema, sendo os resultados obtidos expostos na Figura 4.19.

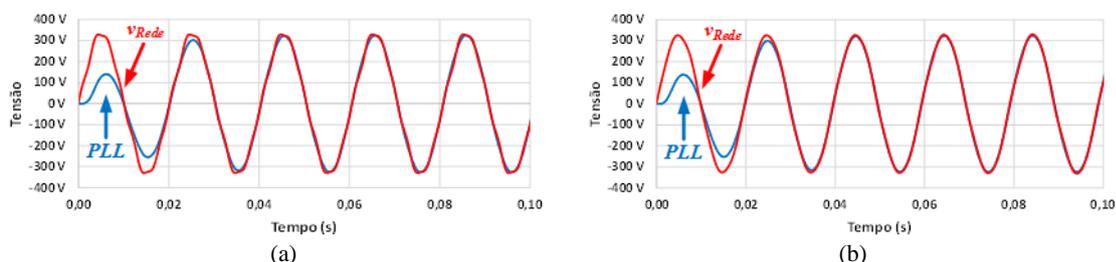


Figura 4.19 - Sincronismo do sinal de PLL com a tensão da rede para diferentes frequências da componente fundamental: (a) Frequência de 49,5 Hz; (b) Frequência de 50,5 Hz.

Uma vez mais, o algoritmo de PLL apresenta uma resposta rápida mesmo para frequências à volta dos 50 Hz.

4.5.2. Resultados de Simulação do Microinversor

Neste tópico são apresentadas as principais formas de onda de vários pontos do sistema, com o microinversor em pleno funcionamento. Inicialmente, todos os elementos passivos que constituem o sistema encontram-se descarregados, iniciando primeiramente o algoritmo de MPPT de forma a extrair a máxima potência dos módulos solares fotovoltaicos e, paralelamente, o algoritmo de carregamento das baterias. Assim que as condições de operação o permitirem, é inicializado o algoritmo responsável pela injeção de energia na rede elétrica.

Na Figura 4.20 estão representadas todas as potências úteis do microinversor a implementar: a cor azul simboliza a potência de entrada (P_{in}) do inversor, a vermelho a potência disponibilizada para o carregamento das baterias (P_{Bat}) e, por fim, a verde a potência injetada (P_{Inj}) na rede elétrica.

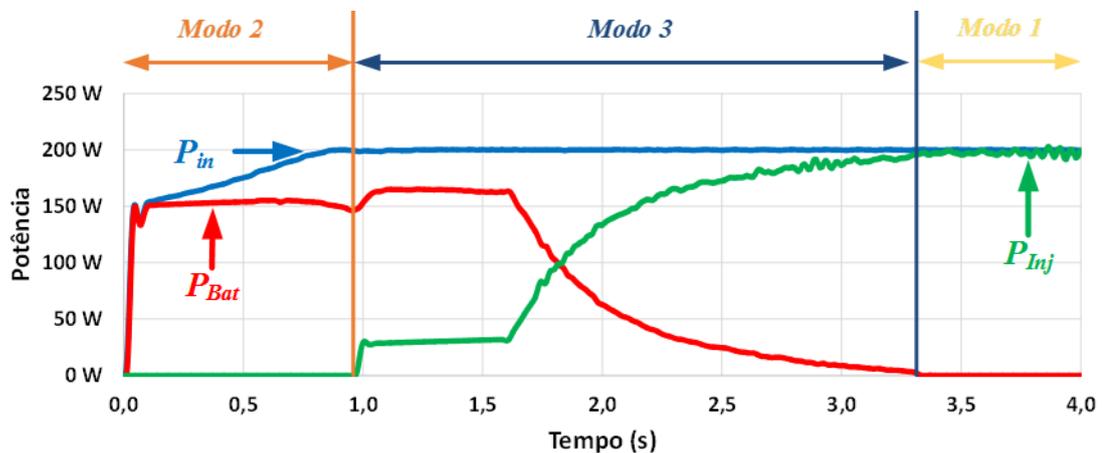


Figura 4.20 - Resultados de simulação da topologia proposta durante 3 modos de operação: Potência de entrada P_{in} ; Potência injectada na rede elétrica P_{Inj} ; Potência utilizada no carregamento das baterias P_{Bat} .

Após a visualização da figura, é possível identificar 3 modos de operação:

- Modo 2: na fase inicial do sistema, todos os elementos estão descarregados, iniciando a pré-carga do barramento CC e o carregamento das baterias. Adicionalmente pode verificar-se o correto funcionamento do algoritmo de MPPT, obtendo uma potência extraída próxima da máxima disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico (200 W). Neste modo de operação, parte da energia proveniente do módulo solar fotovoltaico é encaminhada para o carregamento do banco de baterias, sendo a restante parcela responsável pelo carregamento do condensador C_3 que constitui o barramento CC.
- Modo 3: este modo de operação inicia quando as baterias ainda não estão totalmente carregadas e a tensão no barramento CC atinge um valor mínimo que permite injetar energia na rede. Assim, e com auxílio da Figura 4.20,

pode constatar-se a versatilidade do sistema de manter um carregamento constante do banco de baterias ao mesmo tempo que é realizada a injeção de energia na rede elétrica.

- Modo 1: por fim, uma vez finalizado o carregamento das baterias, o microinversor encaminha toda a energia extraída do módulo solar fotovoltaico para a rede elétrica. Uma vez mais, é perceptível o correto funcionamento do algoritmo de MPPT.

Na Figura 4.21 estão representadas as formas de onda da tensão e da corrente durante o carregamento das baterias. Tal como pretendido com o algoritmo de carregamento escolhido, corrente constante seguindo por tensão constante, pode observar-se que as baterias são carregadas inicialmente com uma corrente constante até atingirem a sua tensão nominal (40,2 V). Nesse instante, é inicializado o controlo por tensão constante até o valor da corrente I_{Bat} atingir um valor residual.

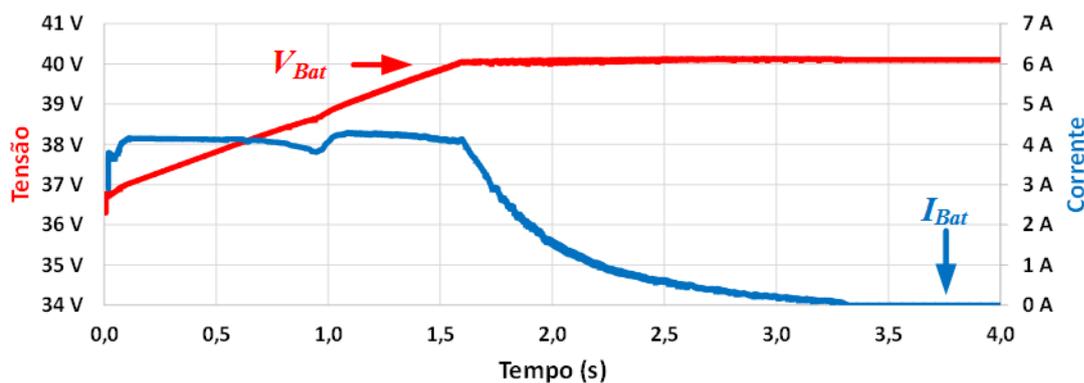


Figura 4.21 - Formas de onda da tensão (V_{Bat}) e da corrente (I_{Bat}) nas baterias durante o carregamento.

Paralelamente ao carregamento do banco de baterias, é realizada a regulação do barramento CC representado na Figura 4.22. Pode visualizar-se a variação da potência injetada em conformidade com o valor de tensão do barramento CC. Numa fase inicial é inicializado o carregamento dos condensadores do barramento CC. Assim que o barramento atinge um valor mínimo estipulado, neste caso de 380 V, o inversor é ativado, procedendo à injeção de energia na rede. Enquanto o barramento não estabiliza nos 400 V, a potência injetada é limitada de modo a permitir que os condensadores carreguem até ao valor de referência estipulado.

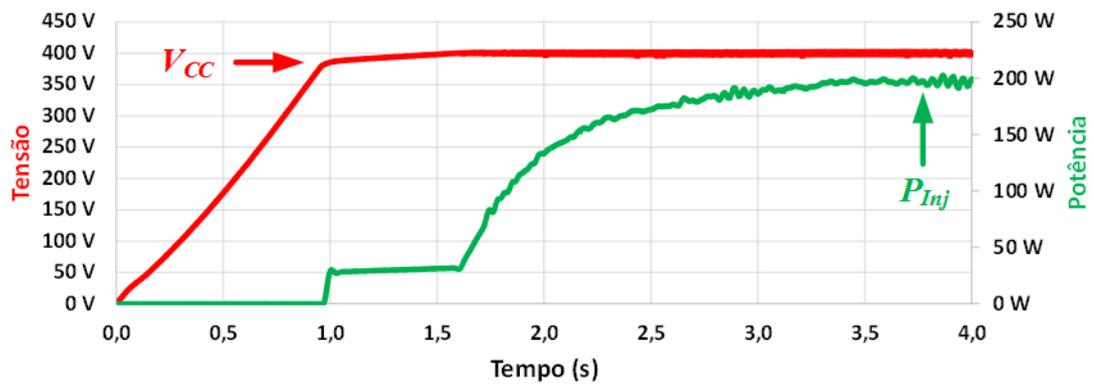


Figura 4.22 - Forma de onda da potência injetada (P_{Inj}) na rede elétrica e da tensão no barramento CC (V_{CC}).

Uma vez atingido o valor de tensão estipulado no barramento CC, o conversor CC - CA entra em funcionamento, sintetizando uma corrente sinusoidal desfasada 180° em relação à componente fundamental da tensão da rede elétrica. A entrada de funcionamento do inversor pode ser visualizada na Figura 4.23.

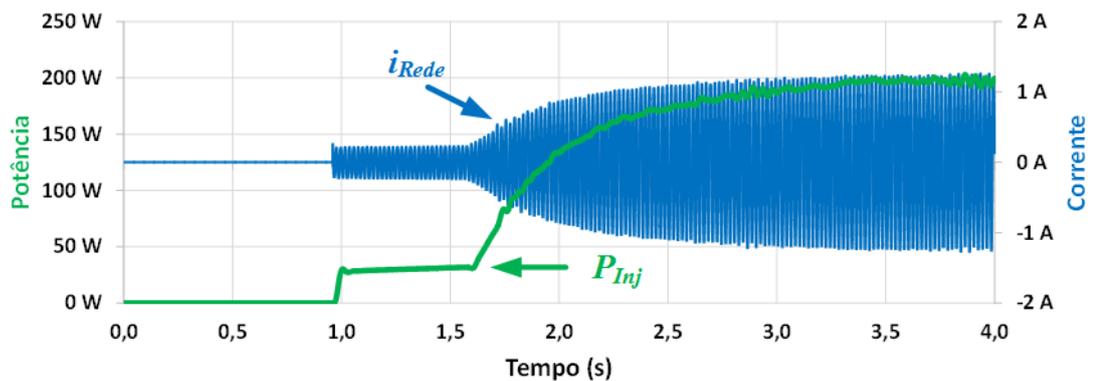


Figura 4.23 - Variação da corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) com a potência injetada na rede elétrica (P_{Inj}).

Como é perceptível, a amplitude da corrente produzida varia em conformidade com a potência disponível para injeção na rede elétrica, obtendo uma amplitude máxima quando toda a potência disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico é encaminhada para a rede.

Na Figura 4.24 é possível visualizar, de uma forma mais pormenorizada, as formas de onda da corrente e da tensão da rede.

Tal como pretendido, com auxílio do algoritmo de controlo de corrente preditivo, foi possível sintetizar uma corrente com baixo conteúdo harmónico, desfasada 180° da componente fundamental da tensão da rede elétrica, procedendo desta forma à injeção de energia na rede sem provocar problemas de qualidade de energia.

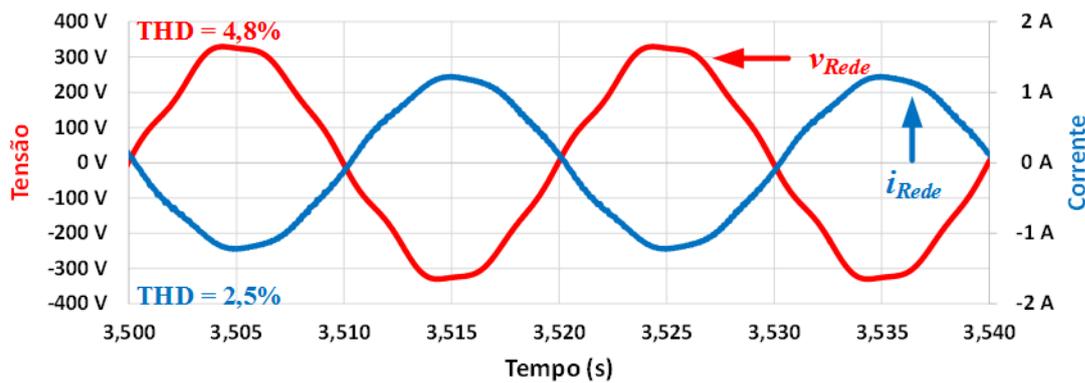


Figura 4.24 - Forma de onda da tensão (v_{Rede}) da rede elétrica e da corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}).

4.5.3. Validação do Algoritmo de MPPT

Por fim, procedeu-se à validação do algoritmo de MPPT em diferentes condições de operação. Como anteriormente mencionado, a potência disponibilizada pelos módulos solares fotovoltaicos está diretamente relacionada com fatores externos, como a radiação solar incidente e a temperatura das células solares fotovoltaicas. Assim sendo, ao variar a radiação incidente (de 1000 W/m^2 para 800 W/m^2 e posteriormente para 900 W/m^2), a potência de entrada, P_{in} , do microinversor e, conseqüentemente, a potência injetada, P_{inj} , irão variar, como se pode verificar na Figura 4.25 (a).

A variação da radiação incidente no módulo solar fotovoltaico influencia, essencialmente, a corrente gerada pelo módulo, mantendo praticamente constante o valor médio da tensão gerada, no seu ponto de máxima potência, como se pode comprovar com o resultado de simulação obtido na Figura 4.25 (b).

A variação da potência de saída reflete-se na amplitude da corrente produzida pelo conversor CC-CA. Essa variação pode ser constatada na Figura 4.25 (c), podendo adicionalmente visualizar-se que mesmo com essas variações, o algoritmo de regulação do barramento CC funciona de forma adequada, mantendo uma tensão constante no barramento assegurando assim o correto funcionamento do inversor.

Adicionalmente, além da regulação da tensão do barramento CC pode-se constatar um funcionamento adequado do conversor CC-CA que, independentemente da potência injetada, consegue sintetizar uma corrente sinusoidal com baixo conteúdo harmónico. Tal facto pode ser constatado na Figura 4.25 (d) onde a corrente apresenta um THD de 2,5%, na Figura 4.25 (e) onde a corrente exibe um THD de 3,3% e, por fim, na Figura 4.25 (f) onde a corrente expõe um THD de 2,7%.

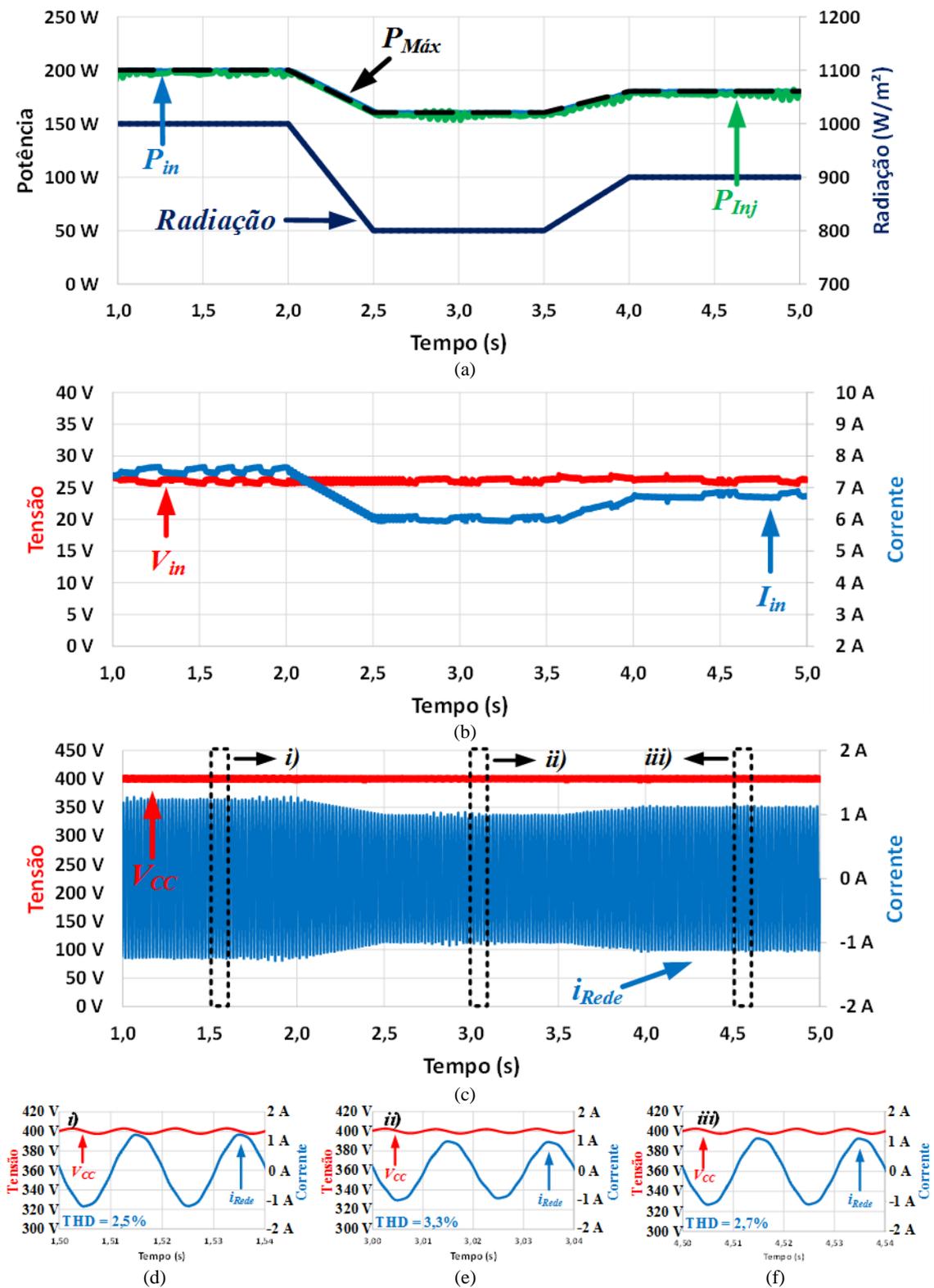


Figura 4.25 - Influência da radiação na energia produzida: (a) Potência de entrada (P_{in}) e potência injetada (P_{inj}); (b) Tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}) do microinversor; (c) Corrente sintetizada pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) e tensão no barramento CC (V_{CC}); (d) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [1,5; 1,54] s; (e) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [3; 3,04] s; (f) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [4,5; 4,54] s.

De referir que, para uma melhor perceção gráfica, as escalas da tensão da Figura 4.25 (d), da Figura 4.25 (e) e da Figura 4.25 (f) foram reajustadas comparativamente à escala utilizada na Figura 4.25 (c).

De uma forma semelhante, procedeu-se à variação da temperatura de operação do módulo solar fotovoltaico (de 25 °C para 70 °C e posteriormente para 50 °C) com o intuito de perceber a reação dos algoritmos de controlo nestas condições de operação. Tal como anteriormente mencionado, a temperatura irá afetar a tensão de circuito aberto do módulo solar fotovoltaico e, conseqüentemente, a tensão de máxima potência. A realização desta simulação é especialmente importante para prever se o sistema consegue manter a tensão do barramento CC constante e uma injeção contínua de energia na rede elétrica mesmo com tensões de operação à entrada inferiores às nominais. A variação da temperatura e a sua influência nas potências do sistema pode ser visualizada na Figura 4.26 (a).

Tal como esperado e demonstrado na Figura 4.26 (b), a temperatura influencia diretamente a tensão do módulo solar fotovoltaico, sendo essa influência refletida na potência de entrada P_{in} representada na Figura 4.26 (a). Pode constatar-se que inicialmente, em condições STC, o sistema opera nas suas condições nominais. Com o aumento da temperatura, a tensão vai diminuindo, atingindo os 21 V quando temperatura das células é de 70°. Uma vez mais, o algoritmo de MPPT consegue contornar as adversidades, mantendo uma extração próxima da máxima potência disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico em cada instante.

De igual modo, o microinversor consegue manter a sua funcionalidade, mantendo a tensão do barramento CC regulada e, conseqüentemente, o conversor CC-CA funcional. Tal facto pode ser constatado na Figura 4.26 (c).

Fazendo uma análise das formas de onda em determinados períodos de tempo, pode concluir-se que independentemente das condições de operações, os algoritmos de controlos funcionam apropriadamente, mantendo:

- uma extração contínua da máxima potência disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico;
- uma tensão no barramento CC praticamente constante e próxima do seu valor de referência estipulado;
- uma injeção contínua de energia na rede elétrica, com uma corrente sinusoidal com baixo conteúdo harmónico.

Uma vez mais, e pelo mesmo motivo anteriormente referido, as escalas da tensão da Figura 3.26 (d), da Figura 3.26 (e) e da Figura 3.26 (f) foram reajustadas comparativamente à escala utilizada na Figura 3.26 (c).

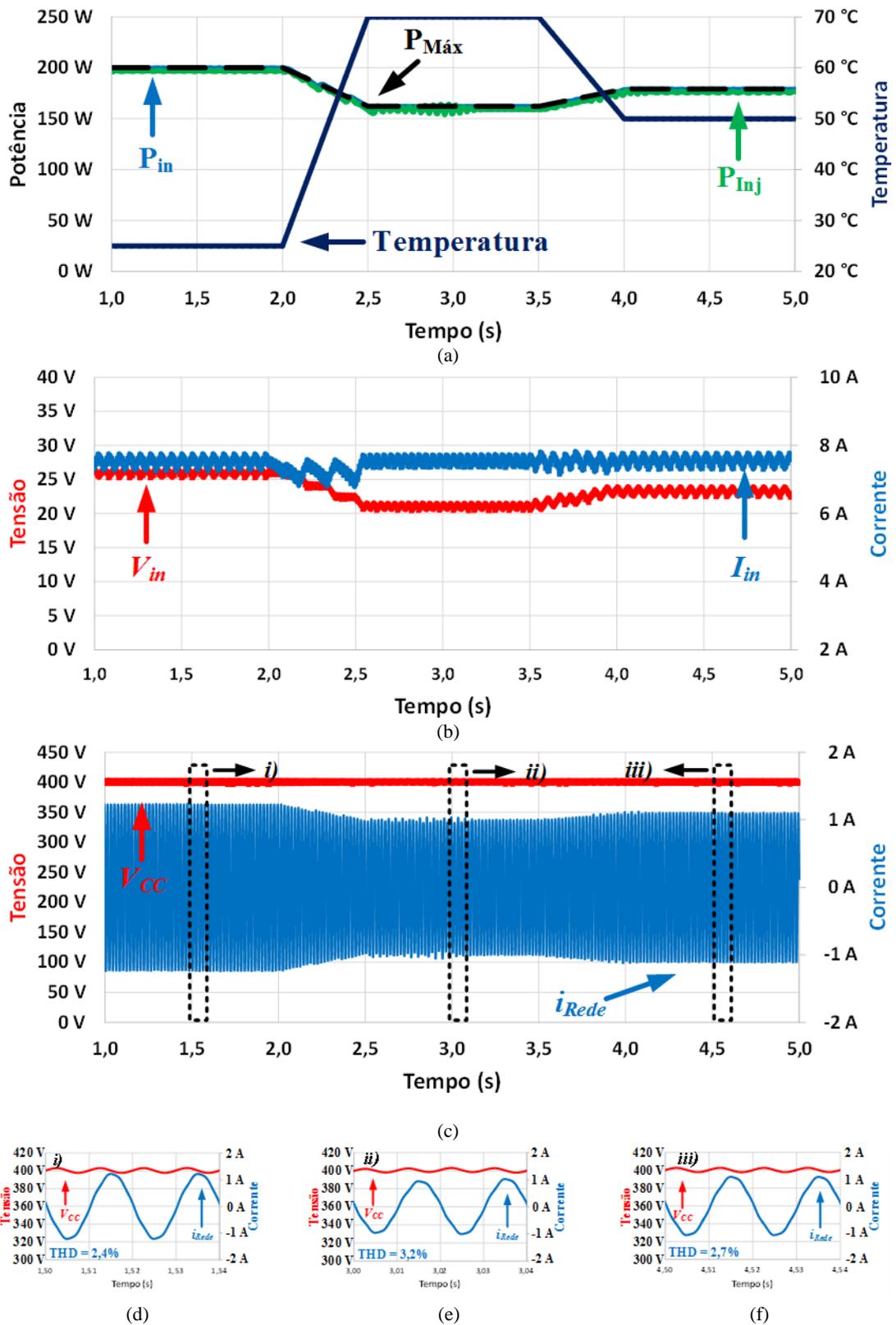


Figura 4.26 - Influência da temperatura na energia produzida: (a) Potência de entrada (P_{in}) e potência injetada (P_{Inj}); (b) Tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}) do microinversor; (c) Corrente produzida pelo conversor CC-CA (i_{Rede}) e tensão no barramento CC (V_{CC}); (d) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [1,5; 1,54] s; (e) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [3; 3,04] s; (f) Vista pormenorizada no intervalo de tempo [4,5; 4,54] s.

4.6. Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma nova topologia para microinversores, assim como o seu princípio de funcionamento. De uma forma complementar, com o intuito de validar a topologia proposta, realizaram-se simulações computacionais sendo os resultados obtidos apresentados ao longo do capítulo. Resultados esses de extrema importância, de modo a prever o comportamento do sistema e assim, melhorar quer a sua resposta quer o dimensionamento dos componentes.

A topologia proposta apresenta uma série de vantagens face a outras topologias convencionais, vantagens essas explicadas e apresentadas em paralelo com as simulações computacionais. Tal como comprovado pelos resultados obtidos, todo o sistema, incluindo os algoritmos de controlo implementados, funciona de acordo com o esperado, trazendo uma mais-valia para os sistemas solares fotovoltaicos. Este sistema permite uma interface dinâmica com um banco de baterias e/ou a rede elétrica. De uma forma semelhante, foi apresentado um modo de operação adicional, com o intuito de possibilitar o consumo da energia previamente armazenado. Contudo, devido à complexidade das simulações, exigindo tempos de simulação demorados, não foi possível aprofundar melhor este modo de operação.

Por fim, foram apresentadas diversas simulações do funcionamento do sistema nos seus vários modos de operação, validando uma vez mais, os algoritmos de controlo implementados e a topologia proposta para aplicações solares fotovoltaicas.

CAPÍTULO 5

Desenvolvimento do Protótipo da Topologia Proposta

5.1. Introdução

Ao longo deste capítulo será realizada uma descrição detalhada de todo hardware desenvolvido que constitui o microinversor. Inicialmente, e por motivos de organização, a descrição é focada no hardware de potência desenvolvido sendo posteriormente, explicada a constituição do sistema de controlo. Ao longo das descrições, foram realçados todos os componentes que constituem o microinversor, tendo como base as condições de operação para o correto funcionamento do sistema.

O principal objetivo com a realização deste trabalho de dissertação consiste no desenvolvimento e consequente validação de uma nova topologia para aplicações solares fotovoltaicas. Desta forma, e nesta fase inicial de desenvolvimento do protótipo, optou-se por uma implementação mais prática e modular isto é, foram implementadas placas individuais com funções específicas como é o caso da placa de condicionamento de sinal, da placa de comando e das placas de *driver*. Esta característica irá permitir o reaproveitamento de hardware para futuros projetos no GEPE.

Assim sendo, no decorrer desta dissertação desenvolveu-se um protótipo laboratorial do sistema a implementar, estando o mesmo representado na Figura 5.1

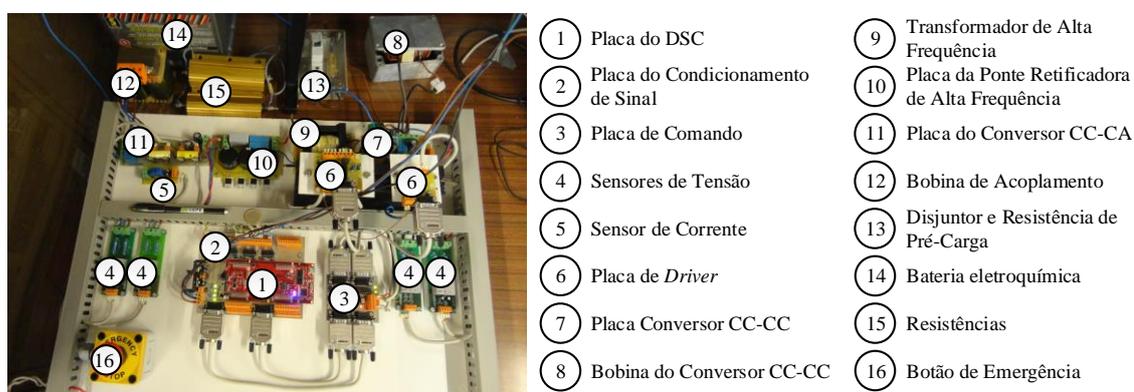


Figura 5.1 - Vista geral do protótipo laboratorial implementado.

5.2. Hardware de Potência

Como em qualquer projeto de eletrônica de potência, a especificação das características de operação é um passo crucial para o correto dimensionamento de todos os componentes que constituem o sistema a implementar. Assim, na Tabela 5.1 estão presentes algumas características do microinversor implementado, tendo como base as características nominais de operação do módulo solar fotovoltaico *KC200GHT-2* em condições STC.

Tabela 5.1- Especificação das condições de operação do microinversor.

	Mínimo	Nominal	Máximo
Tensão na entrada	20 V	26,3 V	32,9 V
Corrente na entrada	–	7,61 A	8,21 A
Tensão nas baterias	35 V	36 V	40,2 V
Corrente nas baterias	–	4 A	8,21 A
Potência	–	–	200 W
Frequência de comutação (CC-CC)	100 kHz	–	200 kHz
Tensão no barramento CC	370 V	400 V	450 V
Tensão de saída nominal (CC-CA)	207 V	230 V	253 V
Frequência de comutação (CC-CA)	–	50 kHz	–

Uma vez bem definidos os pontos de operação de todo o sistema, é possível prosseguir para tópicos seguintes que retratam o dimensionamento de todo o hardware constituinte do microinversor, como base na Tabela 5.1.

5.2.1. Conversor CC-CC Isolado do Tipo *Push-Pull* como Fonte de Corrente

Como referido anteriormente, os semicondutores de potência totalmente controlados que constituem o *push-pull* necessitam de suportar pelo menos o quádruplo da tensão de entrada. Desta forma, optou-se por MOSFETs da *Infineon* cuja referência do fabricante é *IPP530N15N3*. Estes suportam uma tensão de 150 V e uma corrente de *drain* de 21 A. Adicionalmente, possuem uma baixa resistência de condução (R_{DS_ON}) de 53 m Ω , e tempos de propagação na ordem dos nano-segundo, permitindo obter elevadas frequências de comutação, com poucas perdas, como é desejado [104].

Para cada MOSFET foram implementados circuitos de proteção contra sobretensões entre o *drain* e *source* assim como circuitos de proteção de gate, como se pode visualizar na Figura 5.2.

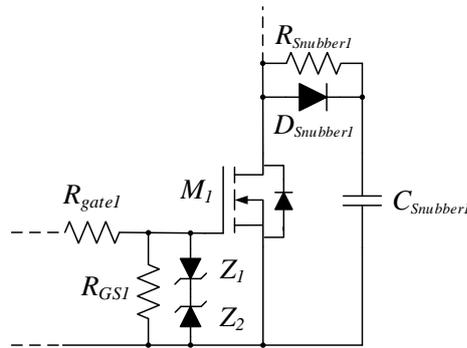


Figura 5.2 - Circuitos de proteção implementados nos MOSFETs que constituem o conversor *push-pull*.

O circuito de proteção de *gate* é composto pelas resistências R_{gate1} e R_{GS1} e pelos díodos *zener* Z_1 e Z_2 . A resistência R_{gate1} limitará picos de corrente de *gate* enquanto que o resto do circuito irá proteger a *gate* dos picos de tensão indesejáveis assim como evitar comutações indesejadas.

O circuito de *snubber* implementado para cada MOSFET é composto por uma resistência $R_{Snubber1}$, um díodo $D_{Snubber1}$ e um condensador $C_{Snubber1}$. Recomenda-se a utilização de díodos de recuperação rápida para esta aplicação, de modo a suportar os picos de tensão aos terminais do MOSFET originados aquando da sua entrada em condução. Assim sendo, foram utilizados díodos com um tempo de recuperação inferior a 35 ns da fabricante *VISHAY*, com a referência *FEP16DT*. Adicionalmente, suportam tensões até 200 V, e correntes até 16 A [105].

Para os condensadores presentes à entrada do conversor CC-CC e junto ao banco de baterias, optou-se pela junção de dois tipos de condensadores: um eletrolítico de 470 μF e dois de polipropileno de 0,33 μF demonstrados na Figura 5.3.



(a)



(b)

Figura 5.3 - Condensadores utilizados na entrada do conversor e junto das baterias: (a) Condensador eletrolítico; (b) Condensador de polipropileno.

O condensador eletrolítico apresenta uma maior capacidade enquanto o de polipropileno apresenta uma resposta mais rápida a variações de dv/dt . Esta característica intrínseca tem como origem no seu processo de fabrico, que resulta do enrolamento de

duas placas metálicas com um material isolante no meio. Esta técnica de fabrico cria uma certa impedância interna L_{int} no condensador, além da resistência interna R_{int} , como se pode visualizar o modelo elétrico equivalente de um condensador na Figura 5.4.

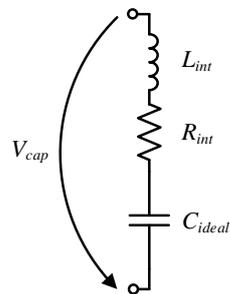


Figura 5.4 - Circuito elétrico equivalente de um condensador.

Assim, para um dado valor de i_c , o condensador de polipropileno suporta dv/dt elevados mesmo apresentado um valor de capacidade C baixa. Por outro lado, como os eletrolíticos apresentam uma indutância interna maior, serão mais lentos, apresentando contudo um valor de C superior. Deste modo, optou-se pela junção dos dois tipos de condensadores, tirando partido das virtudes de cada tipo de condensador. A equação característica de um condensador é dada pela equação (5.1).

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (5.1)$$

Uma vez definidos todos os parâmetros e componentes a usar, procedeu-se à implementação do lado primário do conversor CC-CC. Para tal, recorreu-se à ferramenta de *layout* PADS, de forma a desenhar e implementar uma placa de circuito impresso para o conversor em questão. O resultado final do lado primário do conversor CC-CC pode ser visto na Figura 5.5.



Figura 5.5 - Placa de potência desenvolvida para o lado primário do conversor CC-CC.

Como se pode constatar, os circuitos de proteção foram implementados próximos dos MOSFETs de modo a diminuir ao máximo possíveis impedâncias no circuito e melhorar o seu funcionamento. Os MOSFETs encontram-se ligados aos conetores laranja na parte frontal da placa. Do lado oposto, descrevendo da esquerda para a direita, encontram-se conetores que farão a interface com as baterias, com a bobina presente na *tap* central e com o módulo solar fotovoltaico. Do lado esquerdo encontra-se outro conector, sendo este responsável pela ligação dos dois enrolamentos primários do transformador *push-pull*, tendo um ponto em comum. Esta placa está preparada para receber sinais de comando pelos conetores laranja presentes do lado direito da placa.

Relativamente ao último estágio do conversor CC-CC, a ponte retificadora é composta por díodos de recuperação rápida, requisito necessário uma vez de se se tratar de um conversor de alta frequência. Assim, os díodos utilizados foram os *BYC8-600* do fabricante *NXP*, que permitem uma tensão máxima de pico de 600 V e uma corrente de 8 A [106]. Uma vez mais, procedeu-se à junção de dois tipos de condensadores: eletrolítico e polipropileno. Por razões de segurança e para maior facilidade no controlo do barramento CC, este foi sobredimensionado nesta fase inicial. O aspeto final da ponte retificadora pode ser visto na Figura 5.6.



Figura 5.6 – Placa desenvolvida para a ponte retificadora de alta frequência.

Por fim, foi utilizada a bobina representada na Figura 5.7, com um valor de 3 mH disponibilizada pelo GEPE, sendo a mesma conectada entre o sinal de maior potencial à entrada e ao *tap* central do transformador *push-pull*. O núcleo desta bobina é de pó de ferro (*iron powder*) o que proporciona uma boa performance em frequências elevadas.



Figura 5.7 - Bobina utilizada no conversor CC-CC isolado de alta frequência.

5.2.2. Dimensionamento do Transformador de Alta Frequência

Como se pode constatar ao longo deste documento de dissertação, o transformador de alta frequência desempenhará um papel crucial no microinversor. Deste modo, o correto dimensionamento do mesmo possibilita resultados experimentais mais fiáveis em segurança e, conseqüentemente, uma melhor eficiência de todo o sistema.

Primeiramente, é necessário um estudo teórico para o correto dimensionamento prático do transformador. Estes possuem dois tipos de perdas: no “cobre” e no “ferro”. As “perdas no cobre” são influenciadas essencialmente pelo material condutor utilizado nos enrolamentos do transformador que, intrinsecamente, possui uma dada secção e um determinado comprimento, que irá determinar a impedância desse mesmo enrolamento. Adicionalmente, o valor eficaz da corrente que circula pelos enrolamentos irá influenciar também as “perdas no cobre”. Por outro lado, o tipo de material que constitui o núcleo magnético, a densidade de fluxo e a frequência induzida irá provocar “perdas no ferro” [65], [107].

Para um dada condição de operação, as “perdas no cobre” podem ser reduzidas diminuindo o número de espiras. Desta forma, a resistividade do condutor será tanto menor quanto menor for o comprimento do mesmo, diminuindo as “perdas no cobre”. Contudo, o núcleo fica sujeito a uma densidade de fluxo superior o que irá aumentar as “perdas no ferro”. Ao aumentar o número de espiras, a densidade de fluxo magnético máxima diminui, reduzindo desta forma as “perdas no ferro”. Em contrapartida, ao aumentar o número de espiras o comprimento do condutor será superior o que irá influenciar as “perdas no cobre” de uma forma proporcional.

Desta maneira, um correto dimensionamento dos valores de operação irá possibilitar uma redução das perdas. Na Tabela 5.1 estão expostos a gama de operação para o correto funcionamento do transformador de alta frequência que constitui o conversor CC-CC isolado do tipo *push-pull* como fonte de corrente.

Um vez delimitados os valores de operação do transformador, procedeu-se à escolha do núcleo que constituirá o transformador, tendo-se optado pelo núcleo de ferrite *ETD-59* já existente no laboratório do GEPE. Este apresenta uma densidade de fluxo da corrente máxima de 320 mT e uma área de secção efetiva de 3,677 cm². O passo seguinte consiste no cálculo do número de espiras para os enrolamentos primários do transformador de alta frequência, sendo este determinado com base na equação (5.2) [108].

$$N_p = \frac{V_{in,min} \times 10^4}{K_f B_{ac} f A_c} \quad (5.2)$$

Sendo:

- N_p – o número espiras de cada enrolamento do primário do transformador;
- K_f – o coeficiente da forma de onda ($K_f = 4$, no caso de uma onda quadrada);
- B_{ac} – a densidade do fluxo de corrente em tesla (T);
- f – a frequência de comutação induzida no transformador;
- A_c – área efetiva da secção (cm²).

Como anteriormente mencionado, a tensão induzida num dos enrolamentos primários, quando apenas o interruptor em série se encontra a conduzir, é o dobro da tensão de entrada. Desta forma, e considerando uma tensão de operação mínima de entrada de 20 V, é considerado para o cálculo uma tensão de 40 V aos terminais de cada enrolamento. De igual forma, considerou-se um meio-termo de 150 mT para a densidade de fluxo de corrente, sendo que o fabricante considera os 320 mT como valor máximo. Uma vez definidos os valores das variáveis, procedeu-se ao cálculo do número de espiras do enrolamento primário, obtendo a equação (5.3).

$$N_p = \frac{40 \times 10^4}{4 \times 0,15 \times 100k \times 3,677} = 1,81 \quad (5.3)$$

Uma vez que o número de espiras não é inteiro e para facilitar a implementação prática, o valor foi arredondado para duas espiras. Assim sendo, e reformulando a equação (5.2) em ordem a B_{ac} , foi recalculada a densidade de fluxo B_{ac} , como é apresentado na equação (5.4), para o número de espiras considerado de modo a evitar a saturação do núcleo.

$$B_{ac} = \frac{40 \times 10^4}{4 \times 100k \times 3,677 \times 2} = 0,136 T \quad (5.4)$$

Como a densidade de fluxo de corrente se encontra dentro dos valores padronizados pelo fabricante, procedeu-se, de igual forma, ao cálculo do número de espiras para o

enrolamento secundário do transformador de alta frequência, baseando-se na equação (5.5).

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_S}{V_P} \Leftrightarrow N_S = \frac{400}{40} \times 2 = 20 \quad (5.5)$$

Concluídos os cálculos da razão de transformação e do número de espiras de cada enrolamento que constitui o transformador de alta frequência, é necessário calcular a secção do condutor para cada enrolamento. É prática comum a consideração de uma densidade máxima de corrente no condutor de 3 A/mm² neste tipo de aplicações. Baseando neste facto, e considerando uma corrente máxima de entrada de 8,21 A, é necessário uma secção com 2,737 mm². Contudo, o GEPE apenas tem disponíveis condutores com a referência *AWG #26*, cuja secção efetiva é de 0,128 mm² e com um diâmetro total de 0,404 mm. Uma vez que a secção do cabo é menor que a secção total previamente dimensionada, será necessário agrupar vários condutores de modo a perfazer a secção total idealmente calculada. Desta forma, cada enrolamento primário do transformador será constituído por 21 fios em paralelo enquanto o enrolamento secundário será composto por dois fios em paralelo.

Apesar das limitações ao nível das secções dos fios condutores existentes no GEPE, a utilização de vários fios em paralelo com uma secção menor acarreta várias vantagens, quer a nível prático quer a nível técnico. Entre elas, o facto de utilizar vários fios com uma secção menor, torna-os mais maleáveis o que facilita no enrolamento dos mesmos no núcleo do transformador. Adicionalmente, uma vez que se trata de um transformador de alta frequência, o efeito pelicular será menos intenso. Tendo por base a equação (5.6) é possível determinar o diâmetro máximo para uma frequência f , ao qual o efeito pelicular é inexistente, obtendo-se um diâmetro máximo de 0,419 mm para um frequência de 100 kHz. Desta forma, ao juntar vários fios em paralelo irá diminuir o efeito pelicular no condutor, obtendo uma melhor eficiência [108].

$$D_{AWG,\varepsilon} = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \times 2 \quad (5.6)$$

Na Tabela 5.2 está representado um resumo dos valores obtidos no projeto do transformador de alta frequência, tendo em conta a corrente máxima debitada pelo módulo solar fotovoltaico e uma tensão mínima de operação de 20 V.

Tabela 5.2 - Valores obtidos para o dimensionamento dos enrolamentos do transformador de alta frequência.

	Primário	Secundário
N.º de espiras	2+2	20
Secção do condutor necessária	2,7367 mm ²	0,2739 mm ²
N.º de condutores AWG #26 em paralelo	21	2
Corrente máxima	8,21 A	0,821 A

Uma vez concluído o estudo teórico e o dimensionamento dos vários parâmetros, encontram-se reunidas as condições necessárias para a execução prática, estando representado na Figura 5.8, o resultado da implementação do transformador de alta frequência para o conversor CC-CC.

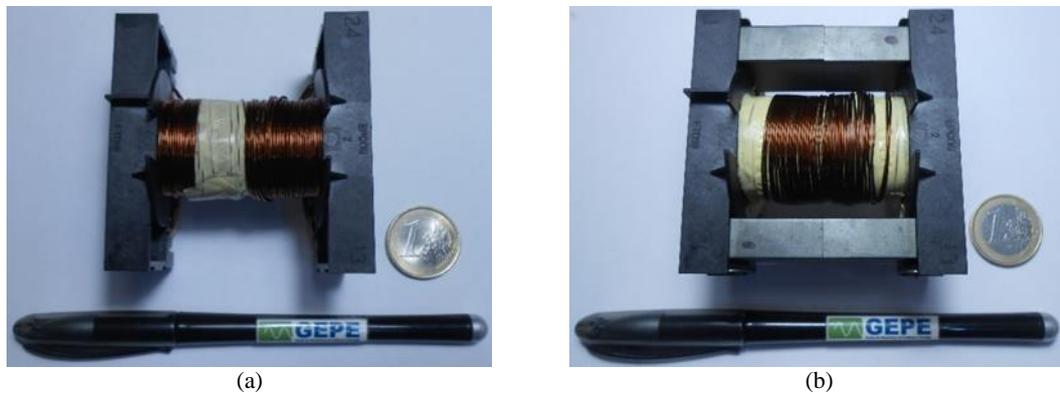


Figura 5.8 - Transformador de alta frequência desenvolvido para o conversor CC-CC isolado do tipo *push-pull* como fonte de corrente: (a) enrolamentos primários do conversor *push-pull*; (b) enrolamento secundário do conversor *push-pull* já com o núcleo de ferrite.

Uma vez concluída a construção do transformador de alta-frequência que constitui o conversor CC-CC, é necessário a confirmação da razão de transformação pretendida. Deste modo, com recurso a um gerador de sinais, foi aplicado uma onda sinusoidal com uma frequência igual à utilizada no projeto do transformador, 100 kHz, e uma amplitude de 10,8 V aos terminais do enrolamento secundário do transformador. O resultado obtido deste ensaio pode ser visualizado na Figura 5.9.

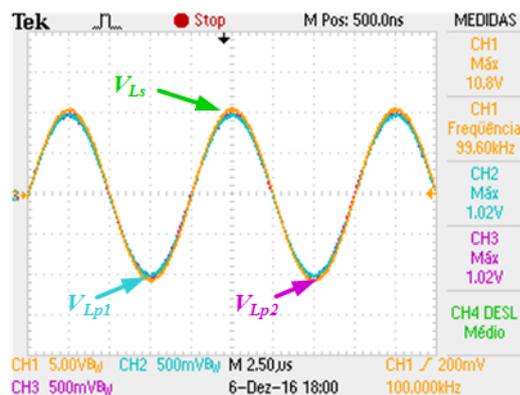


Figura 5.9 - Resultado experimental realizado ao transformador de alta-frequência do conversor CC-CC.

Após visualização gráfica, pode comprovar-se a proximidade da relação obtida experimentalmente à pretendida (1:1:10), obtendo uma tensão de 1,02 V de amplitude, em cada enrolamento do lado do primário do transformador.

5.2.3. Conversor de Potência CC-CA

O último estágio de conversão é composto por um conversor CC-CA responsável pela síntese de uma corrente sinusoidal. Na Figura 5.10 encontra-se a placa de circuito impresso desenvolvida para a implementação do inversor.



Figura 5.10 - Placa desenvolvida para o conversor CC-CA.

Tal como se pode constatar, a placa desenvolvida é composta por 4 MOSFETs de potência da *Infineon* cuja referência é *IPP50R190CE*. Estes suportam uma tensão *drain-source* de 500 V e uma corrente de *drain* de 18,5 A. Adicionalmente, apresenta uma resistência em condução ($R_{DS_{on}}$) de 190 m Ω e tempos de propagação inferiores a 80 ns, possibilitando a obtenção de frequências de comutação elevadas com perdas reduzidas [109]. Uma vez mais, para cada MOSFET foram implementados circuitos de proteção semelhantes aos anteriormente apresentados. Contudo, numa fase inicial, os circuitos de *snubber* não foram implementados com intuito de perceber melhor a sua influência neste conversor, sendo posteriormente colocados dois condensadores de polipropileno em paralelo com cada braço.

No lado esquerdo da placa (Figura 5.10) é possível visualizar o conector responsável pela ligação com o barramento CC sendo que, na face oposta, encontra-se o conector da saída do conversor CC-CA. Na parte frontal direita, estão presentes dois conectores responsáveis pela ligação das bobinas de acoplamento com a rede elétrica.

Para o acoplamento com a rede elétrica foram utilizadas duas bobinas com acoplamento mútuo, sendo um dos enrolamentos ligados à fase e outro ao neutro. Esta configuração permite mitigar os ruídos provocados pelas comutações, que induzem correntes parasitas de alta frequência. Adicionalmente, possuem a vantagem de obter um

valor de indutância equivalente quatro vezes superior ao valor individual de cada uma, considerando que os valores de indutância de cada bobina são iguais. Na Figura 5.11 pode ver-se uma representação das bobinas com acoplamento mútuo. Na Figura 5.11 (a) apresenta-se um esquema de um exemplo de ligação da bobinas com acoplamento mútuo em série e na Figura 5.11 (b) apresenta-se uma ilustração dos enrolamentos das bobinas mutuamente acopladas.

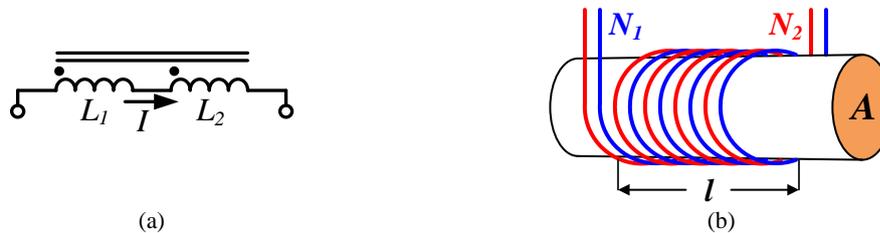


Figura 5.11 - Representação de bobinas com acoplamento mútuo: (a) esquema de ligação de duas bobinas com acoplamento mútuo; (b) ilustração dos enrolamentos de duas bobinas mutuamente acopladas em torno de um núcleo ferromagnético [110].

Considerando a equação (5.7) característica de uma bobina, pode constatar-se que esta relaciona o número de espiras, N , que compõem a bobina, com alguns parâmetros relacionados com a sua construção, estando os mesmos ilustrados na Figura 5.11 (b). A constante μ_0 representa a permeabilidade do material que constitui o núcleo utilizado [110].

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{l} \quad (5.7)$$

Baseando-se na equação (5.7), pode afirmar-se que, se duplicar o número de espiras que constituem uma dada bobina, o valor da sua indutância quadruplica. Desta forma, e considerando que L_1 e L_2 possuem o mesmo número de espiras, facilmente se constata que o valor da indutância equivalente das bobinas em série será quatro vezes superior ao valor individual de cada uma.

Por conseguinte, procedeu-se ao dimensionamento da bobina de acoplamento. Esta terá de suportar uma corrente de 2 A e ter uma indutância equivalente de 8 mH, semelhante há utilizada nas simulações computacionais. Para tal, recorreu-se ao software *EPCOS MAGNETIC DESIGN TOOL* de modo a determinar o número de espiras e alguns parâmetros construtivos adicionais de modo a obter a indutância com as características desejadas. Neste desenvolvimento, foi utilizado um núcleo de ferrite ETD-59, semelhante ao utilizado para a conceção do transformador de alta-frequência, uma vez que este material apresenta uma boa performance em frequências elevadas. Deste modo, são necessários 2 enrolamentos com 70 espiras cada, com um fio condutor com 1,53 mm de diâmetro, AWG #15, e um *air gap* de 1 mm. Na Figura 5.12 apresenta-se uma imagem

das bobinas de acoplamento mútuo desenvolvidas para o acoplamento do conversor CC-CA com a rede elétrica.

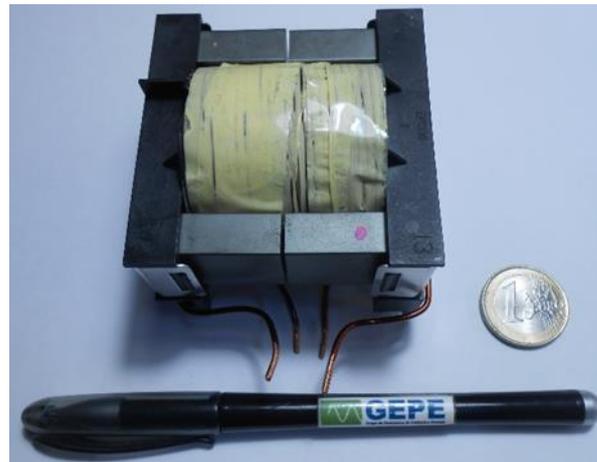


Figura 5.12 - Bobinas de acoplamento mútuo utilizadas para o acoplamento do conversor CC-CA com a rede elétrica.

Uma vez concluída a montagem das bobinas de acoplamento, foi necessário determinar as suas características intrínsecas, assim como verificar o seu ponto de saturação. Deste modo, foram realizados alguns testes com o intuito de determinar a corrente de saturação da indutância. Assim, foi aplicado um pulso de tensão à bobina, com os dois enrolamentos ligados em série, ao mesmo tempo que se registava a evolução da corrente. Através da observação do ponto onde a curva da corrente perde a sua linearidade, é possível determinar o início da saturação. Um dos resultados obtidos nos testes realizados pode ser visualizado na Figura 5.13. Assim, conclui-se que a presente bobina, com um valor de indutância de 6,32 mH, apresenta uma resposta linear para correntes até 3 A, adequando-se para a funcionalidade para a qual foi desenvolvida.

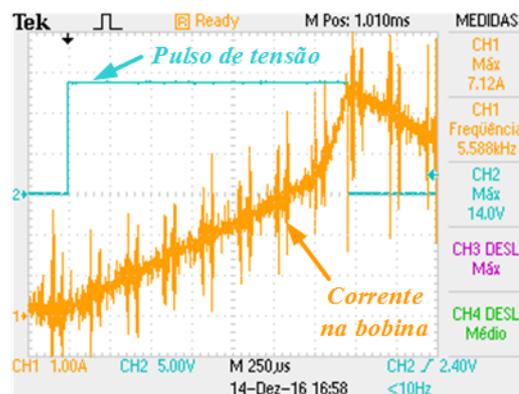


Figura 5.13 - Gráfico do ensaio da corrente de saturação da bobina de acoplamento mútuo implementada.

5.3. Sistema de Controlo Desenvolvido

O sistema de controlo necessita de precauções especiais durante o seu desenvolvimento de modo a providenciar a leitura correta dos sinais assim como o acionamento adequado dos semicondutores. Assim, um correto dimensionamento do sistema de controlo e a criação de uma barreira de isolamento galvânico com a parte de potência é imprescindível de forma a proporcionar um correto funcionamento de todo o sistema sem riscos de segurança durante a realização dos testes experimentais na bancada. Neste capítulo, será então descrito todo o hardware de controlo desenvolvido.

5.3.1. *Digital Signal Controller (DSC)*

A plataforma utilizada para a implementação de todo o controlo digital do sistema foi o microcontrolador *TMS320F28377S* da *Texas Instruments* incluído na placa de desenvolvimento *LAUNCHXL-F28377S* representada na Figura 5.14. Este DSC (*Digital Signal Controller*) possui uma arquitetura e um conjunto de funcionalidades dedicadas ao controlo de sistemas de eletrónica de potência.

O DSC possui um CPU (*Central Processing Unit*) de 32 bits com uma frequência de relógio de 200 MHz, otimizado para realizar operações com vírgula flutuante que requerem um processamento elevado. Adicionalmente, possui um coprocessador adicional de 200 MHz para aceleração de cálculos (*CLA – Control Law Accelerator*), o que permite uma melhor performance para o controlo do sistema, uma vez que este possui cálculos complexos que requerem um processamento elevado como é o caso do algoritmo de PLL. Este DSC apresenta vários periféricos que o tornam numa boa aposta no desenvolvimento de projetos de eletrónica de potência [111]. Entre esses periféricos estão:

- 24 canais de ADC com 12 bits no modo individual de leitura ou 12 canais de ADC no modo diferencial com 16 bits;
- 4 canais de DAC;
- 24 canais de PWM;
- 4 módulos de comunicação SCI;
- 3 canais para comunicação SPI;
- comunicação CAN.

Todas estas características tornam-no numa boa solução para a implementação do sistema de controlo. O DSC utilizado está representado na Figura 5.14.

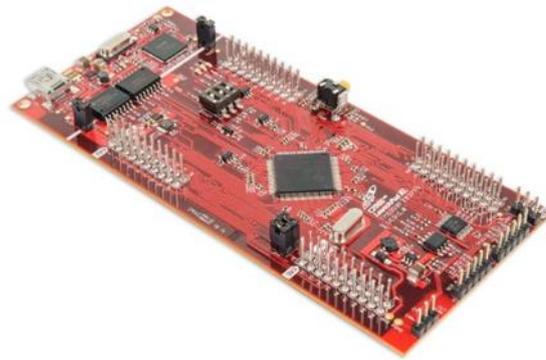


Figura 5.14 - DSC F28377s *LaunchPad* da *Texas Instruments* utilizado.

Uma característica que pesou na escolha deste DSC é a existência de canais de DAC internos, o que facilitará o *feedback* do DSC para com o utilizador de todos os cálculos e variáveis internas de modo a perceber, de uma forma mais intuitiva, o comportamento do sistema. Esta característica é especialmente importante no desenvolvimento de protótipos de modo a interagir diretamente com as variáveis de controlo e perceber o comportamento da variável de saída, permitindo pequenos ajustes, como é o caso do algoritmo de PLL.

Na Figura 5.15 apresenta-se o diagrama de blocos do microinversor e dos algoritmos do sistema de controlo. Nesta figura estão explícitas as diferentes variáveis adquiridas pelo sistema de controlo assim como, os diferentes algoritmos tornando evidente a sequência das operações envolvidas: aquisição dos sinais, processamento dos valores adquiridos e acionamento dos semicondutores.

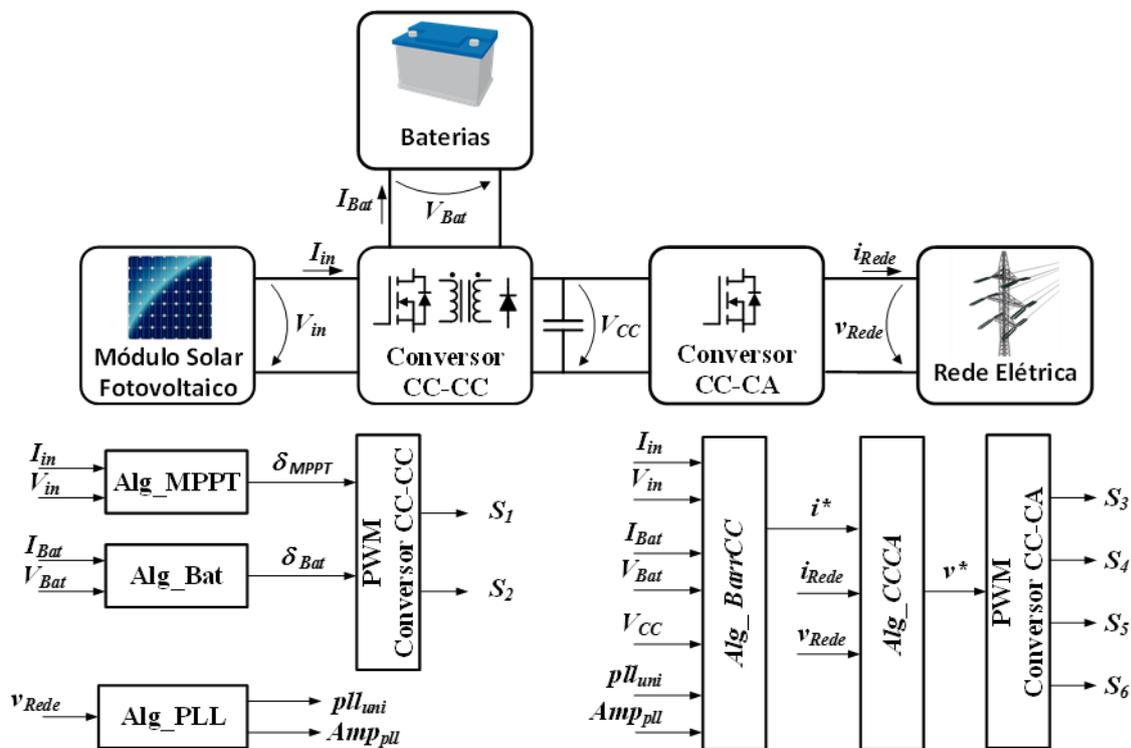


Figura 5.15 - Diagrama de blocos do microinversor e dos algoritmos do sistema de controlo.

Pela análise da Figura 5.15 torna-se perceptível a existência de dois blocos de entrada (*Alg_MPPT* e *Alg_Bat*) responsáveis, respetivamente, pela extração da máxima potência proveniente do módulo solar fotovoltaico, δ_{MPPT} , e pela potência de carga das baterias, δ_{Bat} . Estas variáveis são posteriormente utilizadas para a geração dos pulsos de *gate* dos MOSFETs S_1 e S_2 que constituem o conversor CC-CC.

O algoritmo de PLL que constitui o bloco “*Alg_PLL*”, é responsável pela aquisição da fase e da amplitude da componente fundamental da tensão da rede elétrica. Os sinais resultantes deste bloco são posteriormente utilizados para o sincronismo do microinversor com a rede elétrica.

Por fim, pode constatar-se a existência de 3 blocos sequenciais, previamente explicados no item 4.4, responsáveis pelo controlo do conversor CC-CA e pela regulação do barramento CC. O primeiro bloco (*Alg_BarrCC*) consiste na aquisição das diferentes variáveis do sistema necessárias para a sintetização de uma corrente de referência, i^* , responsável pela regulação do barramento CC. De seguida, o sinal i^* , juntamente com os sinais provenientes do algoritmo de PLL, entram no bloco responsável pelo controlo de corrente (*Alg_CCCA*), gerando a tensão de referência, v^* , que ao ser comparada com a portadora triangular gera os sinais de acionamento dos MOSFETs que constituem o conversor CC-CA.

Relativamente ao bloco responsável pelo carregamento do banco de baterias (*Alg_Bat*), este possui um algoritmo de corrente constante seguindo de tensão constante representado na Figura 5.16 que, como anteriormente referido, é o algoritmo de carregamento recomendado pelos fabricantes de baterias de chumbo-ácido.

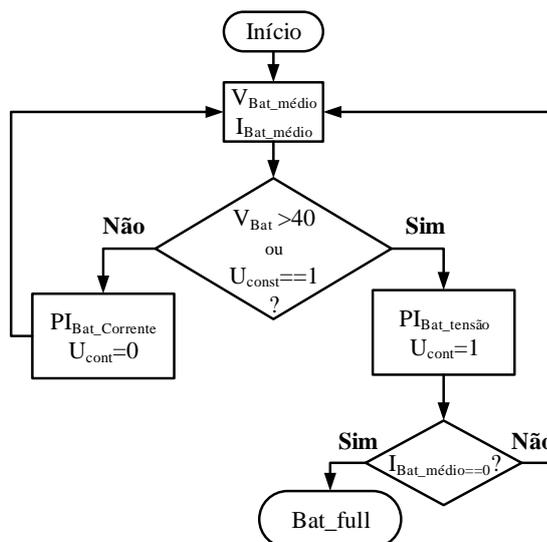


Figura 5.16 - Fluxograma do algoritmo de Corrente Constante seguido por Tensão Constante utilizado para o carregamento das baterias.

O fluxograma pode ser explicado da seguinte forma: inicialmente são adquiridos os valores médios da tensão, $V_{Bat_médio}$, e da corrente, $I_{Bat_médio}$, no banco de baterias de forma a determinar o ponto de operação do carregamento. Caso a tensão no banco de baterias ainda não tenha atingido o seu valor nominal, é mantido o carregamento das baterias com uma corrente constante com auxílio de um controlador PI. Caso contrário, é utilizado um carregamento com uma tensão constante, de valor igual á tensão nominal das mesmas, até a corrente de carregamento, $I_{Bat_médio}$, atingir um valor residual. De forma a garantir uma transição suave do ponto de operação de Corrente Constante para Tensão Constante, é utilizada uma *flag*, U_{const} , que fica ativa assim que o valor médio da tensão no banco de baterias atinge a tensão nominal. Desta forma, mesmo que na interação seguinte o valor de $V_{Bat_médio}$ diminua, devido às oscilações nas leituras, garante-se a sequência de operação pretendida.

Uma vez apresentados todos os blocos que constituem o sistema de controlo e explicados os princípios de funcionamento de cada bloco, é apresentado na Figura 5.17 o diagrama da máquina de estados implementada para o controlo do microinversor.

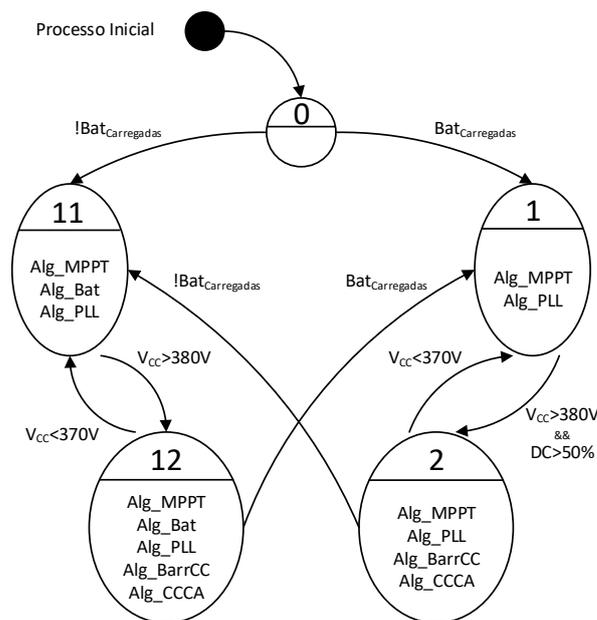


Figura 5.17 - Diagrama da máquina de estados implementada para o controlo do microinversor.

Após a inicialização do sistema, é verificado o estado de carga das baterias. Caso as baterias se encontram carregadas, o estado 1 fica ativo, caso contrário, o estado 11 é ativado.

No estado 1, são ativos os algoritmos de MPPT (Alg_MPPT) e de sincronismo com a rede elétrica (ALG_PLL), passando para o estado 2 assim que a tensão no barramento CC atingir um valor mínimo previamente estipulado e o valor de *duty-cycle*

do conversor CC-CC seja superior a 50%. Neste estado (estado 2), o algoritmo responsável pela regulação do barramento CC (Alg_BarrCC) e pelo controlo da corrente do conversor CC-CA (Alg_CCCA) são acionados, iniciando desta forma a injeção de energia na rede elétrica. Se, por ventura, a tensão no barramento CC atingir um valor passível de influenciar o correto funcionamento do conversor CC-CA, este é desacoplado da rede elétrica e retorna-se ao estado 1 até que o barramento CC atinja um valor mínimo propício para o correto funcionamento do conversor CC-CA. Por outro lado, caso as baterias não se encontram no seu estado de carga plena é ativado o estado 11.

O estado 11 é semelhante ao estado 1, tendo adicionado o algoritmo de carregamento das baterias (Alg_Bat). À medida que o banco de baterias é carregado, parte da energia é canalizada para o carregamento dos condensadores que constituem o barramento CC. Assim que este atinja um valor mínimo, é inicializada a interface do microinversor com a rede elétrica, sendo o estado 12 ativo, mantendo o carregamento das baterias até à sua carga máxima. Uma vez finalizado o carregamento das baterias, toda a energia é injetada na rede elétrica, ativando deste modo o estado 1, repetindo o processo previamente explicado.

5.3.2. Placa de Condicionamento de Sinal

Foi desenvolvida uma placa, representada na Figura 5.18, que permite a conexão do DSC e fazer a interface com os restantes elementos do sistema. Esta placa permite o acesso a todos os pinos externos disponibilizados pelo DSC. A placa desenvolvida é alimentada com +15 V e -15 V provenientes de uma fonte externa, providenciando localmente 3,3 V de alimentação para o DSC e 5 V para as restantes placas desenvolvidas.



Figura 5.18 - Placa de condicionamento de sinal desenvolvida.

Esta placa disponibiliza o condicionamento de sinal para 8 ADCs assim como a detecção de erros por hardware. Para cada canal de ADC estão adjacentes sinais de potência de forma a providenciar a alimentação adequada para os sensores de efeito de Hall utilizados. Isto é, cada canal de ADC está ligado a um conector de 4 pinos na borda da placa, que facultará adicionalmente 2 sinais (+5V e GND) ou 3 (+15V, -15V e GND) sinais de potência para alimentação dos sensores de corrente e de tensão respetivamente.

O circuito de detecção de erros está apresentado na Figura 5.19. Este circuito é composto por dois comparadores para cada canal de ADC. Adicionalmente, cada comparador possui um par de resistências de modo a configurar o valor máximo (R_{P1} e R_{P2}) e o valor mínimo (R_{N1} e R_{N2}) de cada sinal.

A finalidade da implementação deste circuito é assegurar que o sistema apenas opere dentro dos valores nominais previamente dimensionados. No caso do sinal do sensor, por alguma razão, ultrapassar os limites previamente definidos, o circuito originará um sinal de erro que será processado pela placa de comando, de forma a evitar operações indesejáveis que poderiam danificar os conversores de potência.

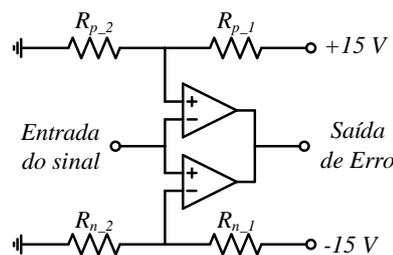


Figura 5.19 - Circuito implementado para detecção de erro por hardware.

As resistências de cada divisor resistivo que constituem o circuito de detecção de erros, podem ser dimensionadas com base na equação (5.8), sendo V_{erro} o valor de comparação pretendido e V_{in} o valor da tensão de alimentação do braço (+15V ou -15V).

$$V_{erro} = \frac{R_{X2}}{R_{X1} + R_{X2}} V_{in} \quad (5.8)$$

Na Tabela 5.3 estão presentes os valores de tensão limite considerados para cada ponto de leitura assim como o valor dimensionado para as respetivas resistências. De referir que em situações de ausência de sinal ou até mesmo na leitura de sinais nulos, a consideração de um limite mínimo de 0 V não é aconselhável uma vez que estas situações provocariam o sinal de erro. Desta forma, aconselha-se um valor menor.

Tabela 5.3 - Resistências utilizadas no circuito de detecção de erros.

Sensores	Limite Máximo			Limite Mínimo		
	Valor pretendido	R_{P1}	R_{P2}	Valor pretendido	R_{NI}	R_{N2}
$I (i_{Rede}, I_{in}, I_{Bat})$	3,6 V	47 k Ω	15 k Ω	-0,5 V	200 k Ω	6 k Ω
v_{Rede}	0,8 V	178 k Ω	10 k Ω	-0,8 V	178 k Ω	10 k Ω
V_{CC}	3,06 V	39 k Ω	10 k Ω	-0,8 V	178 k Ω	10 k Ω
V_{Bat}	3,06 V	39 k Ω	10 k Ω	- 0,8 V	178 k Ω	10 k Ω
V_{in}	3,06 V	39 k Ω	10 k Ω	-0,8 V	178 k Ω	10 k Ω

Os amplificadores operacionais utilizados para a montagem do circuito de detecção de erros são de coletor aberto, o que permite ligar as saídas de erro num único ponto. Desta forma, basta a detecção de pelo menos um erro para mudar de nível lógico. Os sinais de erro são posteriormente enviados para a placa de comando, que terá a funcionalidade de memorizar o erro e inibir as comutações dos MOSFETs até ordem em contrário.

Relativamente ao condicionamento de sinal, este é composto por 8 circuitos somadores não inversores, estando representado na Figura 5.20 um exemplo do circuito implementado.

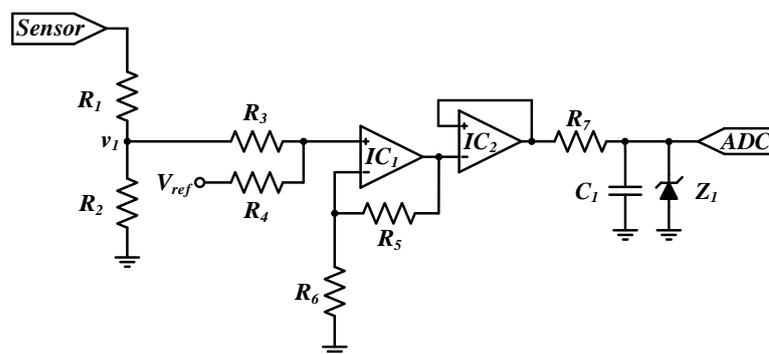


Figura 5.20 - Circuito somador não inversor para o condicionamento de sinal proveniente dos sensores.

A escolha deste circuito passou pela fácil adaptabilidade em conformidade com os sinais de entrada. No caso de ser um sinal alternado com valor médio igual a 0, o circuito permite a criação de um *offset* dado por uma tensão de referência V_{Ref} e ajustar o ganho para uma gama de valores compatíveis com a leitura dos ADCs internos do DSC. Por outro lado, no caso do sinal obtido pelos sensores ser contínuo, a criação do *offset* é desnecessária, funcionando como um seguidor de tensão. Para tal, as resistências R_3 e R_5

são substituídas por um fio condutor e as resistências R_4 e R_6 não são colocadas na placa, criando uma alta impedância nesses pontos. A saída do circuito de condicionamento de sinal é dada pela equação (5.9).

$$V_O = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \left(\frac{\frac{v_1}{R_3} + \frac{V_{ref}}{R_4}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}\right) \quad (5.9)$$

Relativamente à entrada do circuito de condicionamento, as resistências R_1 e R_2 funcionam como um divisor resistivo no caso dos sensores de corrente, adaptando o sinal de saída do sensor (0 V a 5 V) para uma gama compatível com o ADC (0 V a 3 V). No caso dos sensores de tensão, R_2 funcionará como a resistência de medida R_m enquanto que R_1 como uma resistência auxiliar R_{aux} . Por sua vez, na saída do circuito de condicionamento é criado um filtro RC associado a um diodo *zener* de modo a evitar sobretensões à entrada do ADC.

Deste modo, o reaproveitamento de hardware para trabalhos futuros é conseguido, independentemente do tipo de sinais de entrada.

5.3.3. Placa de Comando

A placa de comando é constituída por um circuito de retenção de erro e por circuitos combinacionais responsáveis pelos sinais de comando finais que irão acionar os semicondutores de potência por intermédio da placa de *driver*.

A lógica combinacional implementada nesta placa permite que os sinais de PWM, provenientes da placa de condicionamento de sinal, apenas sejam transmitidos para os circuitos de driver se existir um sinal de habilitação (*enable*) ativo e não existirem erros.

O circuito de memorização de erros é composto por um *NE555* da *Texas Instruments* [112], que quando recebe um sinal de erro proveniente da placa de condicionamento de sinal, memoriza-o e desabilita os sinais de comando. De realçar que, como parte do projeto é composto por um conversor fonte de corrente, a inibição dos sinais de comando instantaneamente poderá danificar o conversor CC-CC. Desta forma, parte dos sinais de comando serão mantidos a nível lógico alto com auxílio de circuitos lógicos combinacionais, até receberem um sinal de *reset*.

Esta placa é também responsável pela geração do PWM final para o acionamento dos MOSFETs que constituem o conversor *push-pull* como fonte de corrente. Como anteriormente mencionado, o algoritmo de controlo proposto apresenta uma frequência e *duty-cycle* variável. Adicionalmente, o DSC só permite a comparação da variável *counter* do PWM com duas variáveis auxiliares *CompA* e *CompB*, durante o período de

comutação. Desta forma, para a implementação do sinal de PWM desejado seria necessário uma 3ª variável auxiliar ou a criação de interrupções a meio das comutações, de forma a atualizar as variáveis de comparação disponíveis no DSC, o que diminuiria a performance do sistema, assim como requeria de uma velocidade de processamento elevada.

Com o intuito de mitigar este problema, poupando recursos e tempo de processamento do microprocessador, foram implementados 3 sinais de PWM, sendo um deles, *EPWM7A*, comum nos dois sinais de saída (*EPWM1* e *EPWM2*). Desta forma, implementou-se em hardware a geração dos PWMs para cada MOSFET do *push-pull* com auxílio de duas portas OR, de forma a possibilitar frequências de comutação na ordem das centenas de kHz. O tempo de sintetização e de propagação do sinal originado pelas portas OR deve ser o menor possível, sendo utilizados os circuitos integrados de lógica TTL da *Texas Instruments* cuja referência é *SN74HCT32n* [113]. O circuito implementado para a sintetização dos dois sinais de PWM para o acionamento dos MOSFETs do *push-pull* está apresentado na Figura 5.21.

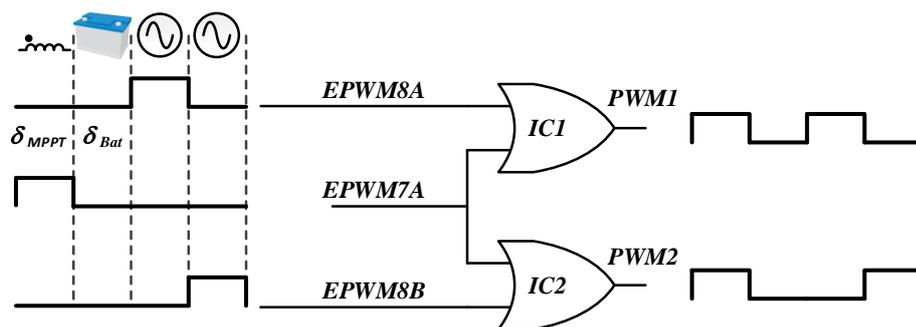


Figura 5.21 - Circuito de geração dos sinais de PWM para o conversor CC-CC.

Uma vez mais, recorreu-se à ferramenta de *layout* PADS, implementando a placa de comando, sendo o resultado final apresentado na Figura 5.22.

A placa de comando recebe as alimentações, sinais de *enable*, *reset* e de erro pelos conectores laranja. Existem dois sinais de *enable*, um dado via software e um segundo por intermédio de um botão mecânico que, em caso de emergência, é acionado pelo utilizador. Relativamente ao sinal de erro, o DSC recebe o *feedback* do estado deste sinal de modo a iniciar um algoritmo de proteção, desabilitando gradualmente todos os sinais gerados e reiniciando todo o processo quando as condições de operação permitirem. Considerou-se boa prática a implementação de circuitos de proteção via software, caso se detetem anomalias na leitura de um sinal poderá ser desabilitada a comutação dos MOSFETs.



Figura 5.22 - Placa de comando desenvolvida.

Relativamente aos sinais de PWM, estes são recebidos pelos conectores DB9: esquerda frontal para o *push-pull* e direita frontal para o inversor, sendo os sinais habilitados e reenviados para a placa de driver pelos conectores DB9 que se encontram na parte traseira da placa. A placa está também equipada com leds que sinalizam a existência de erro e se o sinal de *enable* se encontra ativo.

5.3.4. Placas de *Driver*

A placa de *driver* irá fazer a interface entre os 5 V de lógica TTL proveniente dos sinais de PWM da placa de comando e os 15 V de lógica CMOS das gates dos MOSFETs de potência. Adicionalmente, esta placa permite o isolamento galvânico entre as placas de controlo e de potência. Os *drivers* escolhidos foram os *ADUM3223* do fabricante *Analog Devices*. Estes possuem tempos de propagação reduzidos, permitindo frequências de operação até 1 MHz [114]. De referir que cada ADUM permite o acionamento de 2 semicondutores de potência, sendo por isso usada uma placa de driver com um ADUM para os MOSFETs do conversor CC-CC (Figura 5.23 (a) e Figura 5.23 (b)) e uma placa adicional, com um circuito de *bootstrap*, composta por 2 ADUMs (Figura 5.23 (c) e Figura 5.23 (d)) para o conversor CC-CA.

De modo a providenciar uma alimentação isolada no lado do secundário do ADUM, são utilizadas fontes CC-CC isoladas da *Traco Power* com a referência *TMA0515S* [115]. Estas são alimentadas com 5 V, obtendo uma saída de 15V.

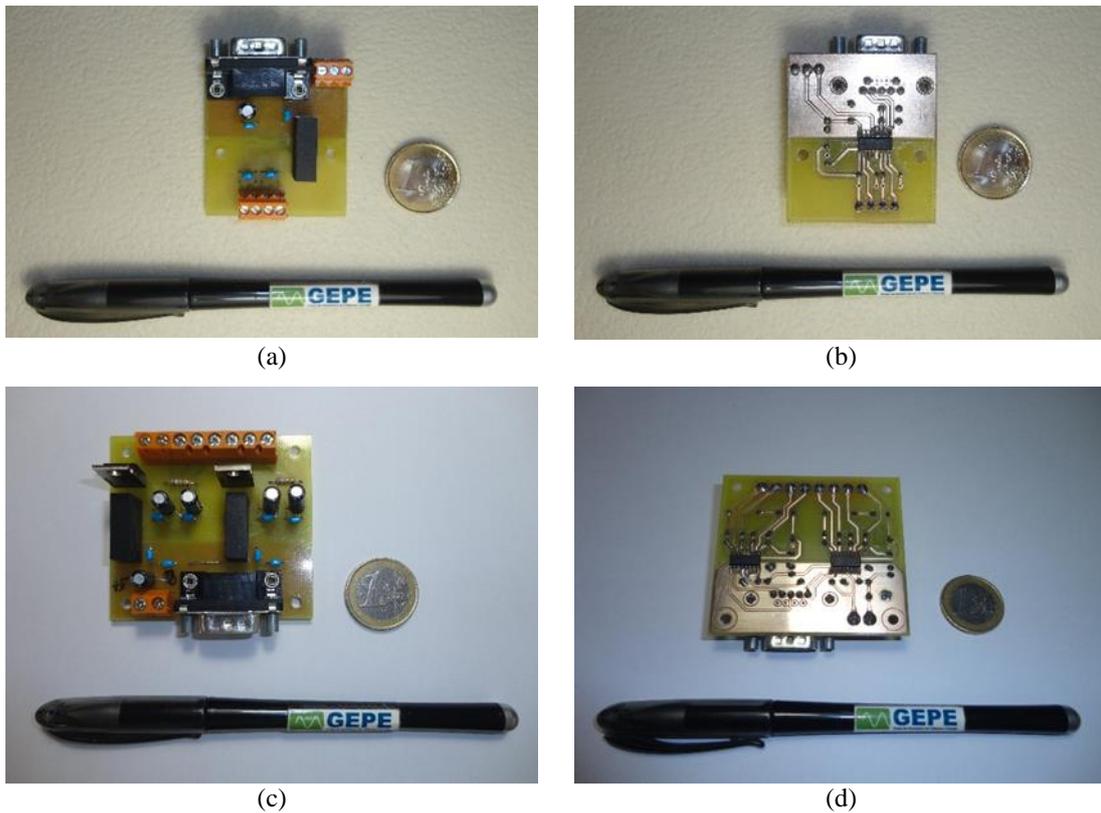


Figura 5.23 - Placas de *driver* desenvolvidas: (a) vista superior da placa para o conversor *push-pull*; (b) vista inferior da placa para o conversor *push-pull*; (c) vista superior da placa para o inversor; (d) vista inferior da placa para o inversor.

Para o inversor, é utilizado um circuito auxiliar de *bootstrap* presente na Figura 5.24, composto por uma fonte auxiliar V_{aux} , um diodo D_{BOOT} e uma resistência R_{BOOT} . Estes circuitos são necessários de modo a conseguir acionar corretamente os MOSFET de potência, uma vez que o ADUM não consegue fornecer corrente suficiente para um correto acionamento dos MOSFETs utilizados. Este circuito torna-se especialmente importante para o correto acionamento dos MOSFETs de tipo-*n* superiores que constituem cada braço do inversor, criando uma referência de potencial isolada.

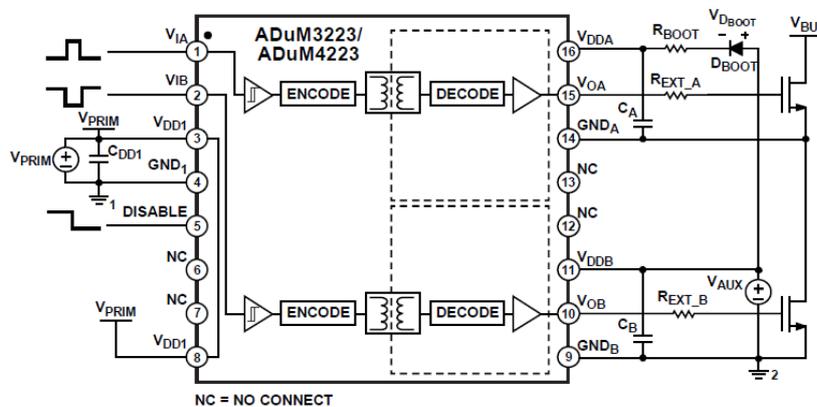


Figura 5.24 – ADUM3223 com circuito de *bootstrap* em modo de operação de meia-ponte [114].

5.3.5. Sensor de Corrente

A medição das correntes (I_{in} , I_{Bat} e i_{Rede}) do microinversor é essencial para o correto funcionamento de todo o sistema, em especial para o controlo de corrente preditivo, do algoritmo de MPPT e para o correto carregamento das baterias. Desta forma, o conhecimento do seu valor instantâneo é crucial para o correto funcionamento de todo o sistema.

Para essa finalidade foram utilizados 3 sensores de corrente de efeito *Hall* disponibilizados pelo GEPE, do fabricante *LEM*, com a referência *LTSR15-NP* [116]. Na Figura 5.25 é possível visualizar o seu esquema elétrico assim como o seu aspeto físico.

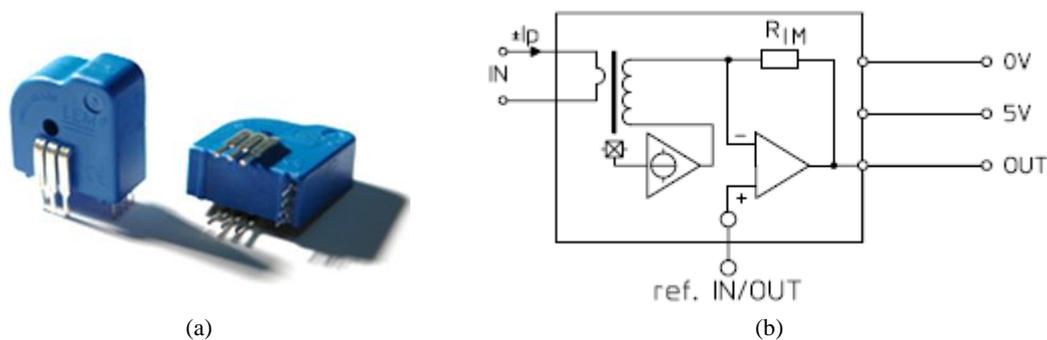


Figura 5.25 - Sensor de corrente LTSR 15-NP: (a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [116].

Estes sensores são otimizados para medir correntes nominais de 15 A, podendo medir uma corrente máxima de ± 48 A. Estes permitem duas formas de medição: através de um orifício por onde o fio condutor passa ou através dos pinos laterais de medição. Em conformidade com a configuração de ligação dos pinos laterais, a razão de transformação é alterada, permitindo uma boa gama de medição mesmo para correntes baixas. Adicionalmente, apresenta uma precisão de $\pm 0,2\%$, quando operado a uma temperatura ambiente de 25°C , e um desvio de linearidade inferior a $0,1\%$.

O sensor é alimentado com uma tensão de 5 V, sendo o valor de saída apresentado com um *offset* de 2,5 V. Estas características tornam-no interessante para a implementação deste projeto, o que facilita não só a leitura de valores positivos por parte do ADC no DSC, como também, a possibilidade de o integrar num microinversor com uma alimentação dependente apenas do módulo. Relativamente ao valor de medida V_M , é dado pela equação (5.10), sendo I_P o valor da corrente a medir e I_{PN} o valor nominal da corrente no primário ($I_{PN} = 15$ A).

$$V_M = 2,5 \pm \left(0,625 \frac{I_P}{I_{PN}} \right) \quad (5.10)$$

Na Figura 5.26 pode ser vista a placa de adaptação desenvolvida para o respetivo sensor. A placa é alimentada através dos conectores laranja, estando o sinal de saída presente nesses conectores. Esta placa permite medição da corrente pelas duas formas anteriormente mencionadas: pelo orifício e pelo conector verde. Em especial nesta placa, os pinos laterais foram configurados para uma razão de 1:3 do lado primário. Isto representa que, por exemplo, para uma corrente nominal no primário de 5 A se obtenha a gama de valores de medida correspondente a uma corrente nominal no primário de 15 A para uma configuração de 1:1 [116].



Figura 5.26 - Placa desenvolvida para os sensores de corrente: (a) vista inferior da placa; (b) vista superior já com os componentes montados.

Apesar do baixo desvio de linearidade apresentado no *datasheet*, procedeu-se a um teste experimental para cada sensor de forma a perceber a linearidade do sinal adquirido pelo DSC. O teste consistia na variação da corrente de entrada no sensor, adquirindo os valores de saída do sensor, assim como da conversão do ADC para posterior apreciação dos resultados. Na Tabela 5.4 estão presentes os resultados obtidos.

Tabela 5.4 - Resultados do teste efetuado ao sensor de corrente.

Corrente de entrada do sensor (A)	Valor à entrada do ADC (V)	Valor lido pelo ADC
0	1,51	2051
1	1,55	2153
2	1,62	2253
3	1,7	2353
4	1,77	2455
4,97	1,84	2552

No gráfico presente na Figura 5.27 é perceptível a linearidade do sensor com base dos resultados da Tabela 5.4, apresentado um ganho próximo dos 41,6 mV/A presente no

datasheet do sensor. A título de exemplificação do teste realizado, são apresentados apenas os resultados obtidos para um sensor, sendo que os restantes apresentam uma resposta semelhante.

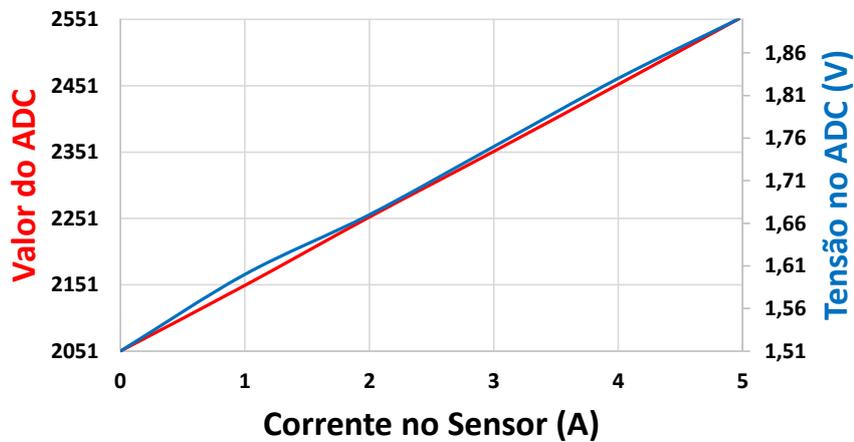


Figura 5.27 - Comparação entre a linearidade da tensão à entrada do ADC e do valor da conversão do ADC com a variação da corrente à entrada do sensor de corrente.

5.3.6. Sensor de Tensão

De uma forma dual relativamente aos sensores de corrente, a medição das diferentes tensões do sistema (V_{in} , V_{Bat} , V_{CC} , v_{rede}), é um aspeto crucial para o correto funcionamento de todo o sistema, sendo especialmente verdade para o correto sincronismo do microinversor com a rede elétrica.

Para essa função, foram utilizados 4 sensores de tensão de efeito de *Hall* disponibilizados pelo GEPE, cujo modelo é o *CYHVS025A* fabricados pela empresa *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG* [117]. Estes permitem medir tensões, de uma forma isolada, até valores de 1000 V de pico com uma precisão de $\pm 0,5\%$. Na Figura 5.28 é apresentado o encapsulamento e respetivo esquema de ligação recomendado do sensor de tensão.

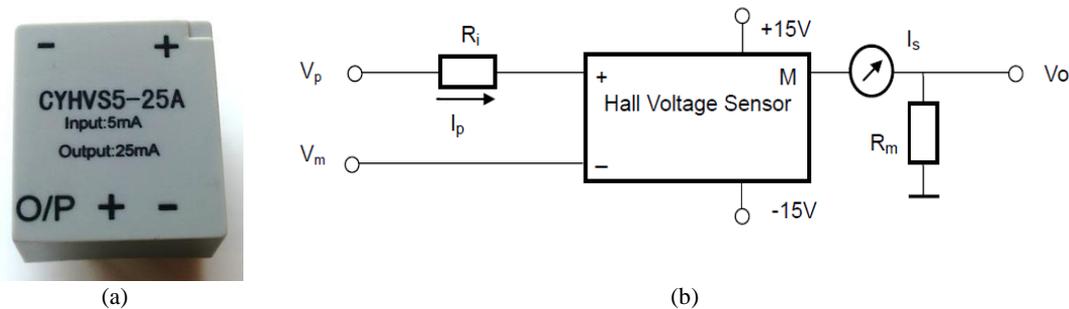


Figura 5.28 - Sensor de tensão CYHVS025A: (a) Encapsulamento; (b) Esquema elétrico [117].

Este sensor de efeito *Hall* possui um princípio de funcionamento semelhante a um transformador com uma razão de transformação 5000:1000. Assim, para uma corrente

nominal de entrada I_p de 5 mA, irá obter-se na saída uma corrente I_s de 25 mA. Na Figura 5.28 (b) pode constatar-se que a saída do sensor é em corrente, necessitando por isso uma resistência de medida, R_m , para converter a saída em tensão e, assim, ser possível a leitura pelo ADC. O dimensionamento da resistência R_m é dado pela equação (5.11), sendo V_{ADC_MAX} o máximo valor da tensão de entrada permitido pelo ADC.

$$R_M = \frac{V_{ADC_MAX}}{I_S} \quad (5.11)$$

Adicionalmente, será necessário o dimensionamento da resistência de entrada R_i , com base na equação (5.12), mediante o valor eficaz da tensão que se pretende medir. Onde V_{MAX} representa o máximo valor da tensão de entrada e I_p é a corrente do primário do sensor ($I_p = 10$ mA).

$$R_i = \frac{V_{MAX}}{I_p} \quad (5.12)$$

Na Tabela 5.5 estão representados os valores das resistências utilizadas para cada sensor de tensão. Relativamente à resistência R_m , o fabricante recomenda um valor mínimo de 100 Ω . Desta forma, inseriu-se uma resistência auxiliar, R_{aux} , em série com a resistência de medida, R_m .

Tabela 5.5 - Valores das resistências de medida utilizadas nos sensores de tensão.

Local de medição	V_{MAX}	R_i	R_m
Módulo Fotovoltaico	47 V	9,4 k Ω (2 x 4,7 k Ω)	120 Ω
Baterias	47 V	9,4 k Ω (2 x 4,7 k Ω)	120 Ω
Barramento CC	470 V	94 k Ω (2 x 47 k Ω)	120 Ω
Rede	270 V	54 k Ω (2 x 27 k Ω)	40 Ω

Na Figura 5.29 apresenta-se um exemplo de uma placa de adaptação, desenvolvida pelo GEPE, para os sensores de tensão. Neste caso, apenas foi necessário o dimensionamento da resistência R_i e soldar os componentes que a constituem.



Figura 5.29 - Placa de adaptação para o sensor de tensão.

De uma forma semelhante à placa desenvolvida para o sensor de corrente, no conector laranja estão presentes os sinais de alimentação (+15 V, -15 V e GND) e a saída do sinal medido, sendo que o conector verde deve ser ligado aos pontos onde se pretende medir a tensão.

Uma vez mais, foram realizados alguns testes experimentais para cada sensor de tensão de forma a perceber a linearidade do sinal adquirido pelo DSC. Neste caso, e uma vez limitado pela tensão que a fonte de alimentação de bancada conseguia fornecer, procedeu-se apenas ao teste dos sensores do módulo solar fotovoltaico e das baterias uma vez que foram dimensionados para gamas de tensão próximas. O teste consiste na variação da tensão de entrada no sensor, adquirindo os valores de tensão à entrada do porto do ADC assim como o valor da variável que continha o valor da conversão do ADC para posterior apreciação dos resultados. Na Tabela 5.6 estão presentes os resultados obtidos.

Tabela 5.6 - Resultados do teste efetuado ao sensor de tensão.

Tensão de entrada do sensor (V)	Valor à entrada do ADC (V)	Valor lido pelo ADC
5	0,284	390
10	0,600	805
15	0,893	1201
20	1,19	1607
25	1,47	2002
30	1,78	2409

No gráfico presente na Figura 5.30 é perceptível a linearidade do sensor com base dos resultados da Tabela 5.6.

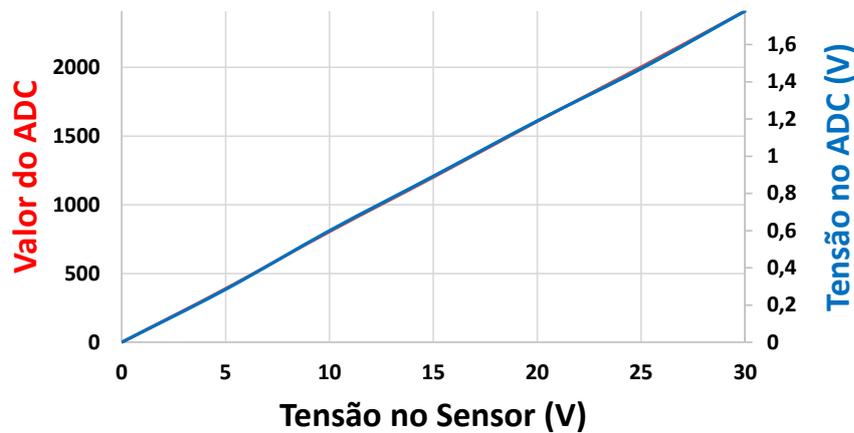


Figura 5.30 - Comparação entre a linearidade da tensão à entrada do ADC e do valor da conversão do ADC com a variação da tensão à entrada do sensor de tensão.

5.4. Conclusões

Neste capítulo foi realizada uma descrição da implementação de todo o hardware que constitui o microinversor com armazenamento local de energia proposto, evidenciando dois grandes blocos: o hardware que constitui os circuitos de potência e o hardware constituinte do sistema de controlo.

Relativamente ao circuito de potência, foram descritos todos os componentes que constituem os conversores de potência implementados, enumerando as placas de circuito impresso e o transformador de alta frequência que constituem o conversor CC-CC. Adicionalmente, foi apresentado o dimensionamento do transformador de alta frequência.

Quanto ao hardware do sistema de controlo, foram descritas todas as placas de circuito impresso desenvolvidas assim como o dimensionamento dos elementos passivos que as constituem. Nesta parte, foram tidas em conta algumas considerações como o isolamento dos sinais de forma a prevenir possíveis danos durante a fase de testes.

De realçar, uma vez mais, que todo o hardware desenvolvido tinha como o objetivo principal a validação experimental da topologia proposta para o microinversor sendo que, uma vez que foi realizada uma implementação modular e genérica, o reaproveitamento do hardware é assim conseguido para o desenvolvimento de outros trabalhos futuros. Adicionalmente, cada PCB desenvolvida foi testada individualmente, tendo sido aferido o seu correto funcionamento.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos nos ensaios experimentais ao microinversor. Inicialmente são expostos os resultados obtidos com o algoritmo de PLL, com a finalidade de confirmar a correta sincronização com a componente fundamental da rede elétrica.

Os resultados posteriores estão divididos em dois grupos: numa primeira fase é testada, de uma forma isolada, a nova topologia proposta para o conversor CC-CC, procedendo-se posteriormente aos ensaios do conversor CC-CA também de forma isolada. Assim sendo, focou-se inicialmente nos modos de operação do conversor CC-CC, obtendo-se as formas de onda das tensões e das correntes durante a alimentação de uma determinada carga e, adicionalmente, durante os modos de carregamento de uma bateria eletroquímica. Posteriormente, foram realizados ensaios experimentais ao conversor CC-CA de forma a validar corretamente o seu funcionamento. Numa primeira fase, foram testados dois algoritmos de controlo de corrente com uma carga resistiva de modo a perceber o comportamento do conversor com diferentes algoritmos. Uma vez adquiridos resultados experimentais satisfatórios, procedeu-se à injeção de energia na rede elétrica, sendo os resultados obtidos igualmente apresentados.

Por fim, e uma vez comprovado o correto funcionamento de cada conversor de eletrónica de potência, tornou-se essencial a integração por forma a validar todo o sistema. Com esse intuito, foram realizados alguns ensaios em bancada de todo o sistema, com especial enfoque no algoritmo de regulação do barramento CC.

6.2. Resultados Experimentais do Algoritmo de PLL

Como referido ao longo deste documento, a geração de um sinal corretamente sincronizado com a componente fundamental da rede elétrica é um requisito extremamente importante para o correto funcionamento do microinversor, nomeadamente, na injeção de energia na rede elétrica. Assim sendo, na Figura 6.1 está evidenciado o sincronismo do sinal de PLL com a rede elétrica, baseado no algoritmo

utilizado nas simulações computacionais. De salientar que, o sinal de PLL apresentado corresponde ao sinal gerado pelo DAC resultante dos cálculos efetuados pelo DSC, tendo uma extensão máxima de 0 V a +3 V, e um valor médio de 1,5 V. O sinal v_{Rede} representa a tensão da rede elétrica no laboratório do GEPE.

De uma forma semelhante aos resultados obtidos em simulação, assim que o algoritmo de PLL é iniciado, neste caso quando o sensor de tensão é conectado à rede, o algoritmo rapidamente sincroniza a fase sendo a amplitude da onda gradualmente ajustada. Adicionalmente, pode constatar-se que o resultado do algoritmo implementado no DSC tem um comportamento semelhante ao obtido nas simulações, determinando a amplitude e a fase da componente fundamental da rede elétrica no final de 6 ciclos.

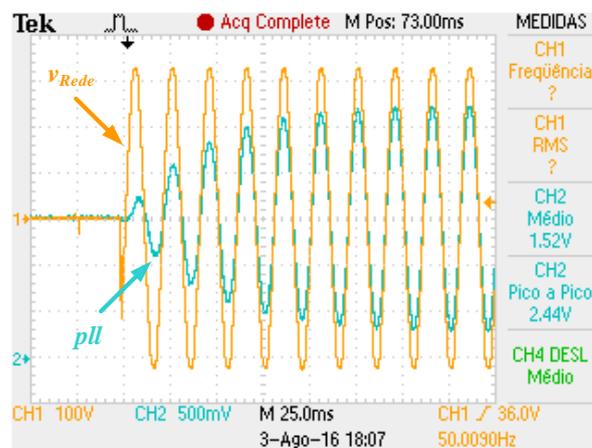


Figura 6.1 – Resultado experimental do sincronismo da PLL com a tensão da rede elétrica.

Após a análise dos resultados obtidos com o algoritmo de PLL pode concluir-se que o código implementado é capaz de gerar um sinal de referência sinusoidal e em fase com a componente fundamental da tensão da rede, independentemente da sua distorção harmónica. Adicionalmente, apesar de possuir uma constante de tempo de 6 ciclos de modo a entrar em regime permanente, pode afirmar-se que não terá grande influência no funcionamento do microinversor. É um facto que, assim que o microinversor iniciar a injeção de energia na rede elétrica, e enquanto as condições climatéricas o permitirem, o algoritmo de PLL apenas será inicializado uma vez, operando em regime permanente ao longo do dia. Deste modo, os 6 ciclos necessários para a entrada em regime permanente apresentam um valor residual da energia não injetada quando comparada com o dia todo.

6.3. Resultados Experimentais do Conversor CC-CC

O contributo mais inovador neste projeto de dissertação encontra-se no conversor CC-CC isolado de alta-frequência, em que se pretende fazer a interface com um banco de baterias e com o barramento CC do conversor CC-CA, apenas com dois semicondutores de potência. Deste modo, os ensaios iniciais foram focados neste conversor com o intuito de comprovar experimentalmente o conceito previamente apresentado.

Assim, na Figura 6.2 está representado o esquema do circuito de potência utilizado para testar o funcionamento do conversor CC-CC isolado proposto. Em paralelo com o barramento CC foi colocada uma resistência, R , de 680Ω , com o propósito de simular a energia injeção de energia na rede elétrica.

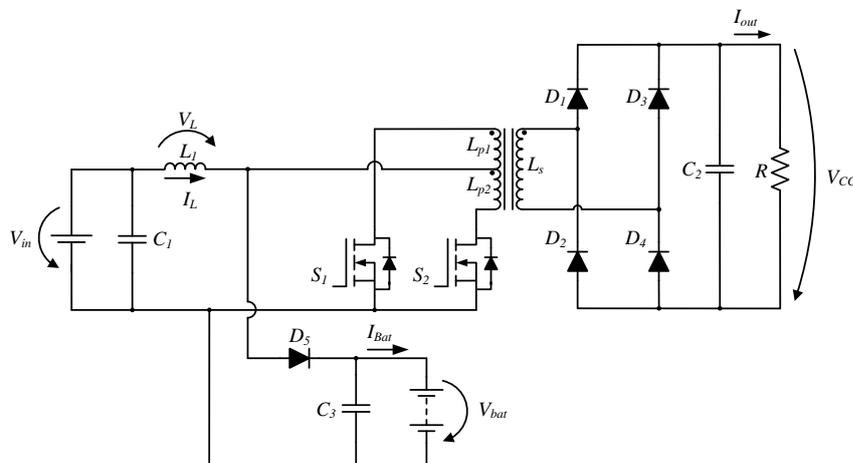


Figura 6.2 - Esquema do circuito implementado para testar o funcionamento do conversor CC-CC proposto.

Nesta fase inicial, procedeu-se ao ensaio experimental do conversor em malha aberta. Com auxílio de uma comunicação série com o DSC, foi possível alterar em tempo real o valor das variáveis que gerem o funcionamento do conversor, nomeadamente, a energia armazenada na bobina, com o ajuste da variável de δ_{MPPT} , e a energia enviada para as baterias, com a variação de δ_{Bat} . Deste modo, foi possível perceber, de uma forma experimental, o comportamento do conversor em diversos pontos de operação, precavendo possíveis erros quer de manuseamento quer de configurações ao nível de software.

Na Figura 6.3 estão representadas as diversas formas de onda das tensões representativas do funcionamento do conversor CC-CC isolado, Nomeadamente a tensão à entrada do conversor, V_{in} , a tensão no lado secundário do transformador, v_s , a tensão no barramento CC, V_{CC} , que é partilhada com a tensão presente aos terminais da carga e a tensão no banco de baterias, V_{Bat} .

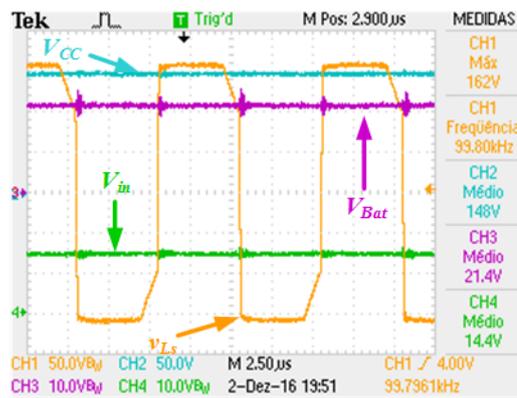


Figura 6.3 - Formas de onda da tensão de entrada, V_{in} , do banco de baterias, V_{Bat} , do barramento CC, V_{CC} , e do enrolamento secundário, L_s , do conversor *push-pull* a operar como fonte de corrente.

Tal como esperado, quando aplicado dois pulsos, com um desfasamento de 180° e com um *duty-cycle* de 50%, às *gates* dos MOSFETs, a tensão induzida no secundário do transformador de alta-frequência possui uma forma de onda quadrada, cuja amplitude é n vezes superior à soma das tensões presentes na entrada, V_{in} , e na bobina, V_L . Como neste caso específico, o tempo da energia armazenada na bobina é nula, δ_{MPPT} é zero, apenas a tensão de entrada, V_{in} , irá influenciar na amplitude da tensão induzida no secundário do transformador. Assim, comprova-se o correto funcionamento do conversor neste modo de operação, obtendo-se uma tensão de saída 10 vezes superior à tensão de entrada, validando uma vez mais a razão de transformação do transformador de alta frequência desenvolvido.

O passo seguinte consistiu na verificação da variação das formas de onda quando é criado o curto-circuito magnético aos enrolamentos primários do transformador, de modo a armazenar energia na bobina de entrada, L_I . Os resultados experimentais obtidos encontram-se expostos na Figura 6.4, sendo expectável que quanto maior o valor de δ_{MPPT} , mais energia será armazenada na bobina que, conseqüentemente, irá influenciar a forma de onda da tensão no secundário do transformador.

Tal como esperado, quanto maior o valor de δ_{MPPT} , mais energia é armazenada na bobina L_I . Assim, aquando da condução de um dos MOSFETs, a tensão do secundário do transformador é influenciada diretamente pela tensão de entrada, V_{in} , e pela tensão aos terminais da bobina, V_{L_I} .

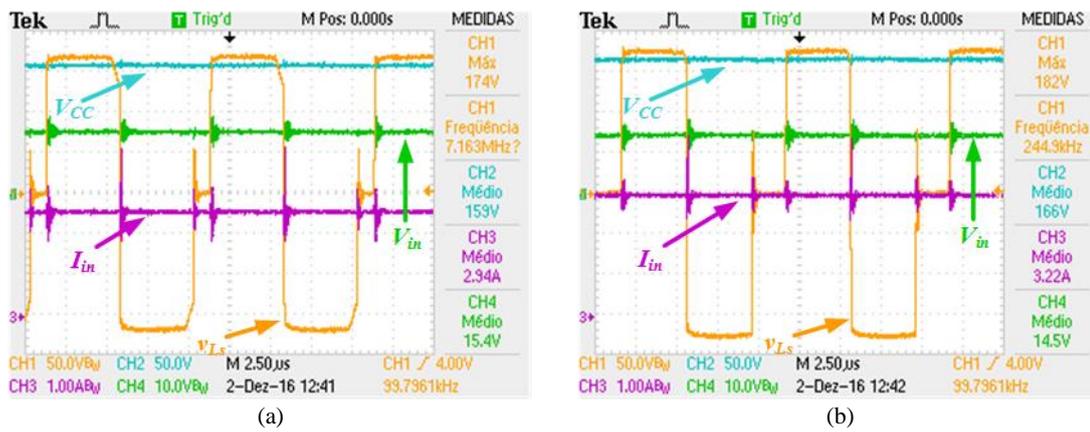


Figura 6.4 - Formas de onda no conversor *push-pull* como fonte de corrente.

De acordo com o estudo teórico, e dependendo do ponto de operação do conversor, os MOSFETs podem operar com uma tensão *drain-source* quatro vezes superior à tensão de entrada, V_{in} . Deste modo, quanto maior o tempo de armazenamento de energia na bobina, maior será a tensão aos terminais dos MOSFETs. Essa influência pode ser observada na Figura 6.5.

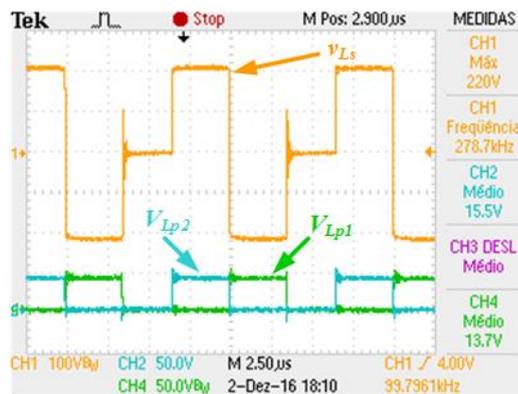


Figura 6.5 - Influência da variável δ_{MPPT} na tensão *drain-source* de cada MOSFET e na tensão de saída, v_{Ls} , do transformador de alta-frequência.

Em conformidade com o estudo teórico durante os ensaios experimentais (Figura 6.5), confirmou-se a existência de uma tensão *drain-source* em cada MOSFET bem superior ao valor da tensão de entrada do conversor. Neste caso específico, e mantendo uma tensão de entrada de 15 V, a variável δ_{MPPT} continha um valor representativo de 30% do valor do período de comutação, obtendo-se uma tensão *drain-source* em cada MOSFET quase 3 vezes superior à de entrada, V_{in} . Adicionalmente, pode constatar-se um aumento da tensão de saída, perfazendo uma amplitude de 220 V (50% superior à amplitude com um δ_{MPPT} nulo). Torna-se assim evidente que, dependendo da zona de operação, o conversor pode atingir tensões elevadas o que acarreta um manuseamento mais minucioso.

Uma vez finalizado os ensaios em malha aberta ao conversor CC-CC para a variável de controlo, δ_{MPPT} , que rege a energia armazenada na bobina, resta o ensaio do conversor com o algoritmo de extração da máxima potência do módulo solar fotovoltaico. Contudo, devido à inexistência de um módulo fotovoltaico no laboratório do GEPE, o ensaio em bancada foi realizado com um reóstato em série com uma fonte de alimentação CC, para obter um comportamento semelhante ao do módulo solar fotovoltaico. Relativamente a este sistema de emulação representado na Figura 6.6, pode afirma-se que a variação da resistência do reóstato, $R_{Reóstato}$, replica a variação da corrente produzida pelo módulo e, consequentemente, origina uma variação na potência do módulo solar fotovoltaico.

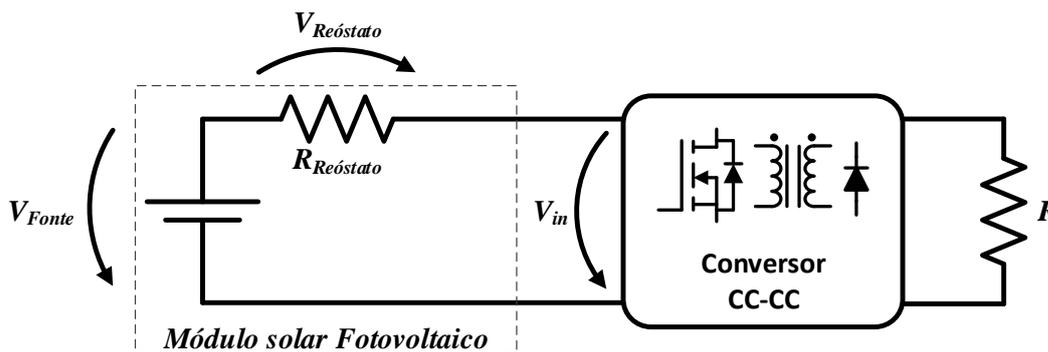


Figura 6.6 - Esquema do sistema implementado para replicar o comportamento de um módulo solar fotovoltaico.

Pela teoria da máxima transferência de potência, quando a tensão à entrada do microinversor, V_{in} , for igual à tensão aos terminais do reóstato, $V_{Reóstato}$, ou seja, metade da tensão da fonte, V_{Fonte} , o sistema está a operar no ponto de máxima potência. Desta forma, o algoritmo de MPPT implementado irá ajustar de uma forma contínua os parâmetros de operação do microinversor com a finalidade de garante a operação no ponto de máxima potência.

Para o ensaio realizado, e mantendo a mesma gama de tensões de operação, utilizou-se uma fonte de alimentação, V_{Fonte} , de 30 V, de modo a obter uma tensão de entrada, V_{in} , próxima à utilizada nos testes em malha aberta, 15 V, no momento que o conversor CC-CC se encontra a operar no ponto de máxima potência.

Durante a validação experimental do algoritmo de MPPT de condutância incremental implementado, surgiram algumas dificuldades originadas pelo ruído das comutações dos MOSFETs. Por conseguinte, foi necessário o ajuste de diversos parâmetros do algoritmo de MPPT, tais como, a gama de incremento e a frequência de amostragem de modo a providenciar uma melhor resposta ao sistema.

Após alguns ensaios preliminares, foi possível obter alguns resultados experimentais do conversor a operar na máxima potência, estando dois resultados obtidos

expostos na Figura 6.7. Sucintamente, o ensaio consiste na inicialização do sistema ($t = 0$ s) com um *soft start* de modo ao conversor entrar no modo de fonte de corrente ($t = 1$ s). O conversor é mantido com um *duty-cycle* de 50% durante 1 segundo, procedido da inicialização do algoritmo de MPPT.

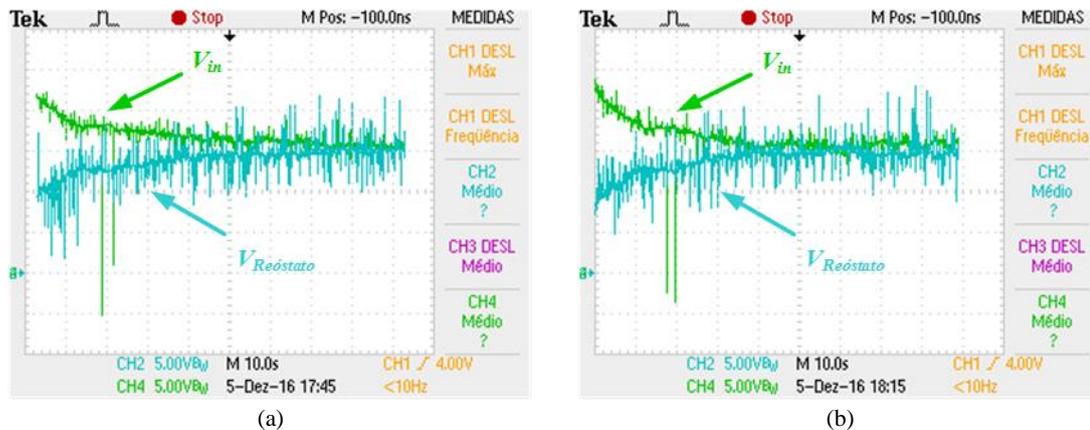


Figura 6.7 - Resultados experimentais obtidos com o algoritmo de MPPT condutância incremental: (a) com um incremento unitário; (b) com um incremento 7 vezes superior.

Tal como é perceptível, os dois resultados possuem respostas diferentes. No primeiro resultado apresentado, Figura 6.7 (a), o algoritmo de MPPT é inicializado aos 2 segundos da janela do osciloscópio, sendo possível visualizar a convergência das tensões no reóstato, $V_{Reostato}$, e à entrada do conversor, V_{in} , após 6 segundos. Por outro lado, na Figura 6.7 (b), é possível ver o mesmo ensaio experimental mas com um incremento 7 vezes superior. Por conseguinte, possui um tempo de convergência bastante inferior, cerca de 2 segundos. Contudo, e tal como referido no item 3.5.4, o uso de um incremento demasiado elevado, provoca uma oscilação do ponto de operação do sistema em torno do MPP.

Uma vez concluído o ensaio do conversor para diferentes condições de operação da variável δ_{MPPT} , torna-se necessária a junção da variável δ_{Bat} com o intuito de iniciar o carregamento do banco de baterias e, consequentemente, validar a topologia e o algoritmo de controlo propostos. Assim, para este ensaio foram utilizadas duas baterias de chumbo-ácido de 12V em série e um valor de δ_{MPPT} fixo. Pela variação da variável δ_{Bat} foi possível variar a potência de carga das baterias. As formas de onda das tensões e das correntes representativas dos ensaios realizados neste modo de operação encontram-se expostas na Figura 6.8. Nessa figura, é apresentada a tensão, V_{Bat} , e a corrente, I_{Bat} , nas baterias, a tensão do barramento CC, V_{CC} , e a tensão aos terminais do enrolamento secundário do transformador, v_{LS} .

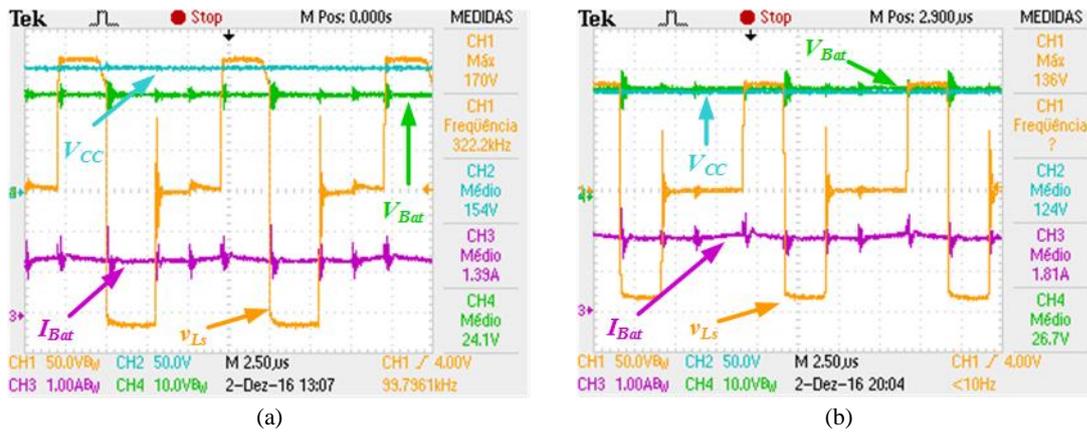


Figura 6.8 – Tensões e correntes no conversor *push-pull* como fonte de corrente a carregar o banco de baterias: (a) influência da variável δ_{Bat} , nas formas de onda do conversor CC-CC, com um valor de 20% do período de comutação; (b) influência da variável δ_{Bat} , nas formas de onda do conversor CC-CC, com um valor de 30% do período de comutação.

Tal como seria expectável, o valor médio da corrente de carregamento do banco de baterias é influenciado pela variável δ_{Bat} que controla a potência de carga das baterias. Na Figura 6.9 apresenta-se, com maior ênfase, a evolução da corrente e das tensões exibidas na Figura 6.8. Torna-se mais perceptível a influência do algoritmo de controlo utilizado.

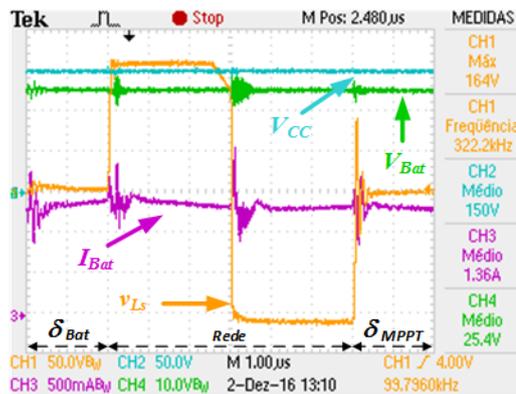


Figura 6.9 – Detalhe das tensões e da corrente no conversor *push-pull* como fonte de corrente a carregar o banco de baterias.

Na Figura 6.9 encontram-se evidentes os 4 estados de operação, explicados no capítulo 4.2 e ilustrados na Figura 4.7, dos MOSFETs que constituem o conversor CC-CC. Seguindo a sequência de estados evidentes na Figura 6.9, inicialmente, ambos os MOSFETs se encontram ao corte, fazendo com que a corrente no banco de baterias, I_{Bat} , suba linearmente, enquanto a tensão induzida no lado secundário do transformador é nula. De seguida, o MOSFET S_1 é acionado, o que origina uma tensão, V_{Ls} , induzida no lado do secundário do transformador, procedendo-se ao envio de energia para a “rede”. No estado seguinte, o MOSFET S_2 entra em condução enquanto o MOSFET S_1 fica ao corte, obtendo um resultado simétrico. Durante estes dois últimos estados de operação a energia é enviada para a rede elétrica. Por fim, ambos os MOSFETs entram em condução, criando

um curto-circuito magnético nos enrolamentos primários do transformador, armazenando energia na bobina. Nestes últimos três estados de operação, a corrente de carregamento do banco de baterias, I_{Bat} , vai decrescendo, sendo os condensadores que se encontram ligados em paralelo com a bateria a providenciar-lhes uma corrente de carga aproximadamente constante.

Uma vez replicado experimentalmente o princípio teórico de operação do conversor CC-CC proposto, foi possível aferir o seu correto funcionamento durante os modos de operação desejados. Assim, o passo seguinte consiste na validação experimental do conversor em malha fechada, forçando a extração da máxima potência à entrada em conjunto com um algoritmo de carregamento apropriado para a tecnologia de baterias utilizada.

De uma forma semelhante ao realizado nas simulações computacionais, foi implementado um algoritmo de controlo de corrente constante seguido por tensão constante para o carregamento de baterias, sendo os resultados experimentais obtidos apresentados na Figura 6.10.

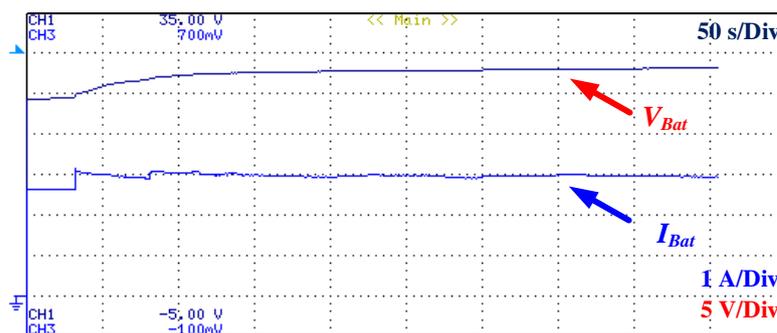


Figura 6.10 - Resultados experimentais do carregamento da bateria.

Tal como expectável, o sistema de controlo inicializa o algoritmo de corrente constante, com um valor de 3 A, previamente definido como referência. Adicionalmente, é perceptível o aumento suave da tensão aos terminais da bateria durante os primeiros 450 segundos de carregamento.

6.4. Resultados Experimentais do Conversor CC-CA

Por fim, para validar o correto funcionamento do conversor CC-CA, procedeu-se à montagem representada na Figura 6.11, sendo aplicada uma tensão à entrada, V_{in} , de 20 V. Considerou-se boa prática para os ensaios do conversor CC-CA, nomeadamente no acoplamento com a rede elétrica, a utilização de uma ponte retificadora em série com a fonte de alimentação, V_{in} , de modo a evitar qualquer possível fluxo de potência da rede elétrica para a fonte, o que poderia danificar esse equipamento. Nesta fase inicial, o ensaio

foi realizado em malha aberta, utilizando uma carga resistiva, R , de $9\ \Omega$ à saída do inversor.

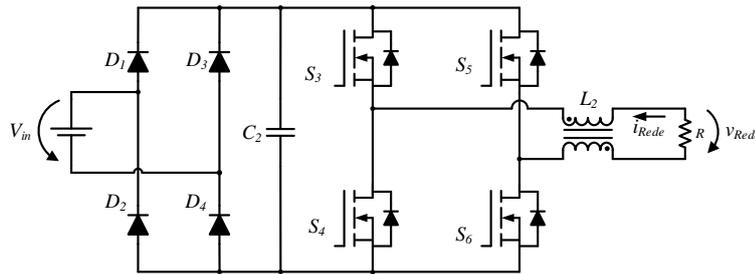


Figura 6.11 - Esquema elétrico utilizado nos primeiros ensaios experimentais ao conversor CC-CA.

Uma vez concluída a montagem do esquema elétrico apresentado, configurou-se o periférico de PWM responsável por gerar os sinais de acionamento dos MOSFETs que constituem o conversor CC-CA. De salientar que esta topologia possui MOSFETs de tipo- n em série em cada braço, sendo necessária a implementação de “tempos mortos” de modo a evitar curto circuitos do lado da fonte, V_{in} . Para tal, recorreu-se ao *datasheet* do fabricante dos MOSFETs de modo a determinar o “tempo morto” mínimo para evitar a condução simultânea dos dois MOSFETs do mesmo braço. Adicionalmente, foi utilizada uma modulação SPWM unipolar para sintetizar uma corrente sinusoidal, i_{Rede} , à saída do conversor CC-CA. Numa primeira instância, o conversor foi testado em malha aberta para validar o funcionamento dos circuitos, apresentando as formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na Figura 6.12.

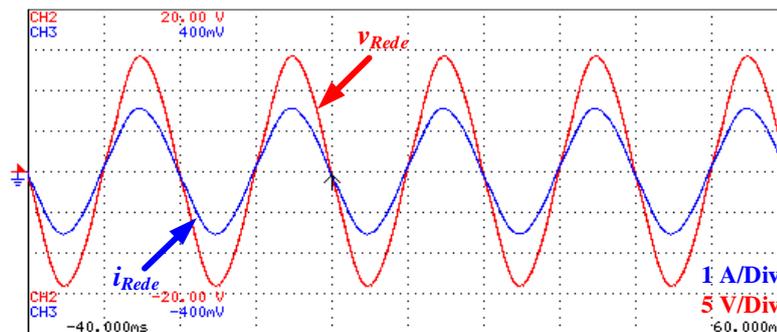


Figura 6.12 - Resultados experimentais obtidos do conversor CC-CA em malha aberta.

Uma vez comprovado o correto funcionamento do conversor CC-CA, procedeu-se à implementação dos algoritmos de controlo de corrente preditivo e PI, de forma a avaliar o comportamento dos mesmos. Inicialmente, realizou-se o ensaio com o algoritmo de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM, para uma corrente de referência com 1 A de pico.

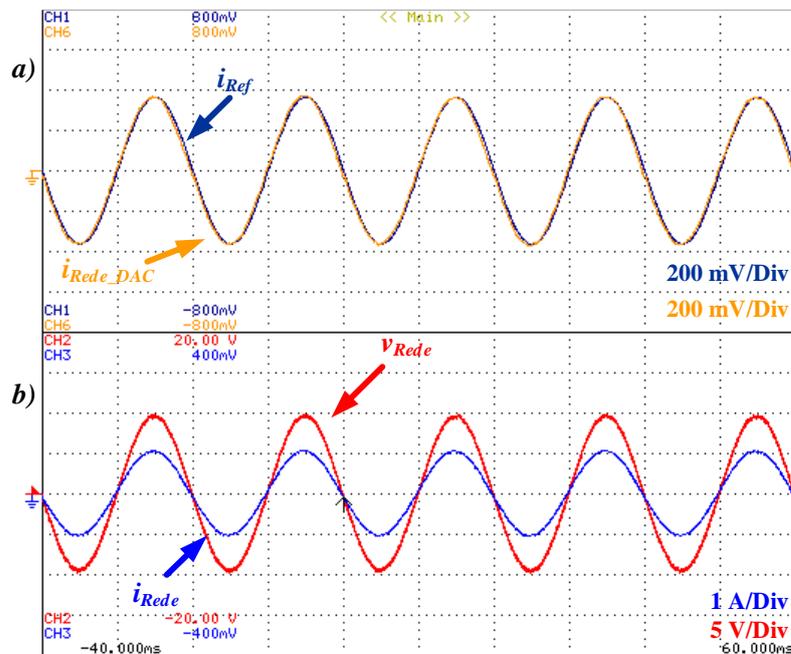


Figura 6.13 - Resultados experimentais do controlo de corrente preditivo com modulação SPWM unipolar a alimentar uma carga resistiva de 9Ω : (a) corrente de referência calculada (i_{Ref}) e corrente na carga lida pelo DSC (i_{ReDe_DAC}); (b) tensão aos terminais da carga (v_{ReDe}) e corrente na carga (i_{ReDe}).

Tal como esperado, é possível visualizar o correto funcionamento do algoritmo de controlo implementado, alimentando a carga resistiva com uma corrente sinusoidal com 1 A de pico (i_{ReDe}). Mais pormenorizadamente, pode equiparar-se a corrente de referência, i_{Ref} , com a corrente sintetizada, i_{ReDe_DAC} , sendo esta última variável representativa do valor da corrente instantânea lida pelo ADC e, posteriormente, enviada para um canal do DAC para efeitos de comparação.

De uma forma semelhante, foi realizado o mesmo ensaio experimental mas para o algoritmo de controlo de corrente PI estacionário, sendo os resultados obtidos apresentados na Figura 6.14.

Uma vez mais, pode comprovar-se o correto funcionamento do algoritmo de controlo de corrente PI estacionário com modulação SPWM, sintetizando uma corrente sinusoidal com 1 A de pico em fase com a tensão. Adicionalmente, verifica-se a tendência da corrente sintetizada em acompanhar a corrente de referência, existindo, contudo, um certo atraso característico deste tipo de controlo, já referenciado no item 3.8.3.

Como anteriormente mencionado, devido à complexidade das simulações computacionais e ao tempo de processamento requerido, não foi possível a obtenção de resultados de simulação, de todo o sistema, com o algoritmo de controlo de corrente PI. Contudo, para a correta implementação prática do algoritmo preditivo, existem certas condições que necessitam de ser consideradas e que na simulação foram desprezadas. Exemplo disso é a não linearidade de alguns componentes, nomeadamente da bobina de

acoplamento com a rede elétrica, necessitando assim alguns ajustes no valor da bobina, L , que no modelo matemático do sistema.

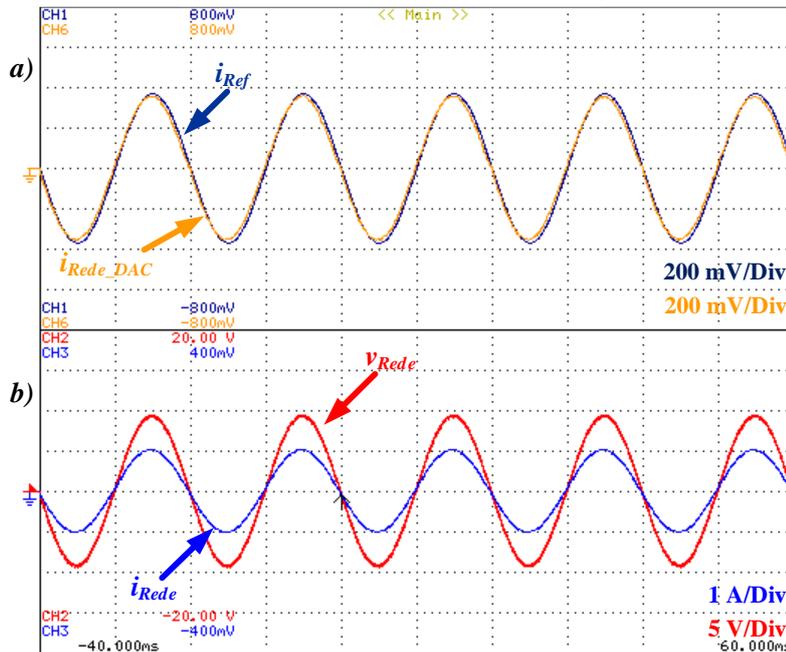


Figura 6.14 - Resultado experimental do controlo de corrente PI estacionário com modulação SPWM unipolar a alimentar uma carga resistiva de 9Ω : (a) corrente de referência calculada (i_{Ref}); corrente na carga lida pelo DSC (i_{Rede_DAC}); (b) tensão aos terminais da carga (v_{Rede}) e corrente na carga (i_{Rede}).

Deste modo, para o ensaio inicial da injeção de energia na rede elétrica optou-se pela implementação do algoritmo de controlo de corrente por PI estacionário com modulação SPWM. Após alguns testes preliminares, com tensões baixas e com alguns melhoramentos no código implementado de modo a obter uma resposta transitória mais suave, durante o início da injeção de energia na rede elétrica, foi possível obter resultados próximos dos desejados. O esquema elétrico para o acoplamento do conversor CC-CA com a rede elétrica encontra-se representado na Figura 6.15.

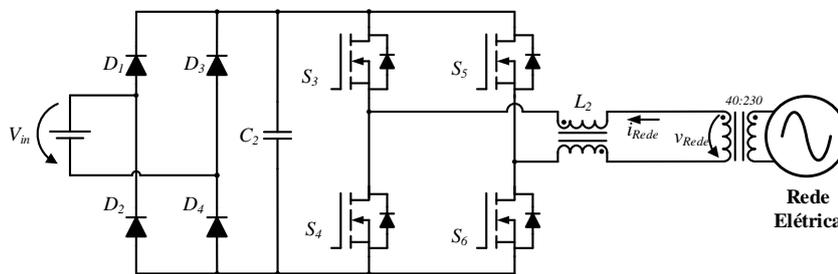


Figura 6.15 - Esquema elétrico utilizado para os ensaios experimentais do conversor CC-CA ligado à rede elétrica.

A Figura 6.16 expõe um dos ensaios realizados ao conversor CC-CA aquando da injeção de energia na rede elétrica. Neste ensaio, impôs-se uma tensão de 90 V no barramento CC, sendo o valor eficaz da tensão da rede de 40 V (56 V de pico).

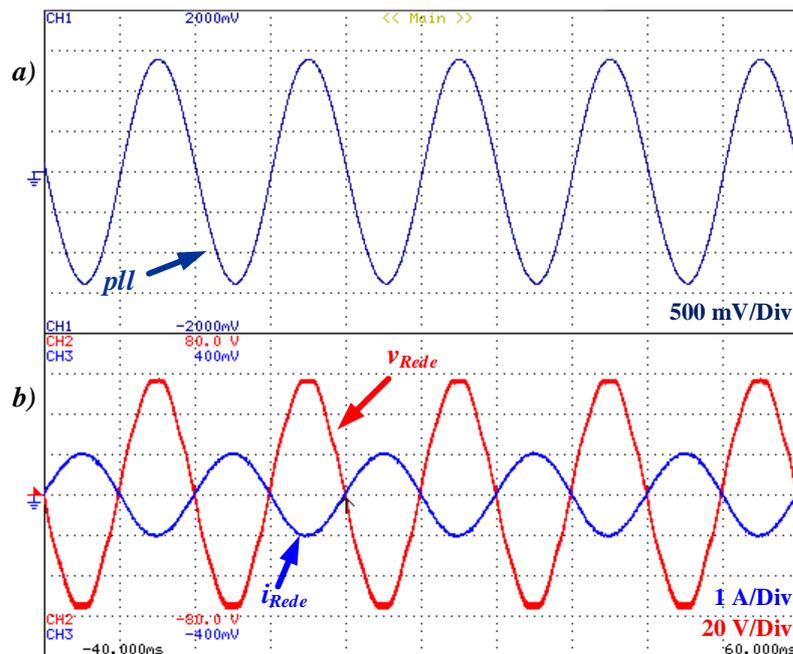


Figura 6.16 - Resultado experimental do controlo de corrente PI com modulação SPWM unipolar, com injeção de energia na rede elétrica: (a) sinal de sincronismo gerado pelo algoritmo de pll (*pll*); (b) tensão da rede elétrica (*v_{Rede}*) e corrente de saída do microinversor (*i_{Rede}*).

Pode constatar-se o correto sincronismo do sinal de *pll* com a tensão da rede elétrica, *v_{Rede}*, assim como a sintetização de uma corrente sinusoidal, em oposição de fase com a tensão da rede elétrica, e com 1 A de pico

6.5. Resultados Experimentais do Microinversor

Uma vez concluídos os ensaios a cada conversor e aos algoritmos de controlo implementados, resta a realização do ensaio ao microinversor (sistema completo). De forma a validar a correta sequência de processamento e o correto funcionamento dos algoritmos de controlo, os ensaios foram realizados com uma carga resistiva acoplada à saída do inversor, ao invés da rede elétrica. Com esse intuito, o conversor CC-CC e o conversor CC-CA foram conectados, partilhando o mesmo barramento CC. Deste modo, o conversor CC-CC fica encarregue de extrair a máxima potência proveniente dos módulos solares fotovoltaicos, sendo o conversor CC-CA responsável pela regulação e sintetização de uma corrente sinusoidal, pelo que o esquema elétrico da montagem deste ensaio experimental apresentado na Figura 6.17.

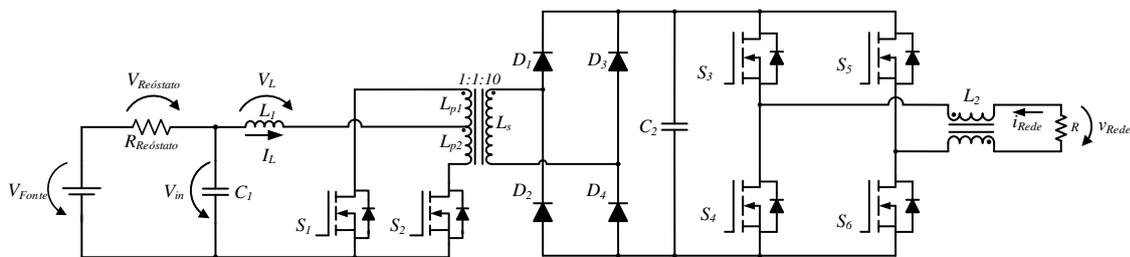


Figura 6.17 - Esquema elétrico para o ensaio do microinversor.

De ressaltar que neste ensaio não foi ativado o carregamento de baterias, sendo deste modo toda a energia extraída encaminhada para o barramento CC e para a alimentação da carga, R , de 54Ω . Nesta situação, o sistema de controlo do microinversor deve enviar para a carga, R , toda a energia extraída dos módulos solares fotovoltaicos. Para que isso aconteça, é necessário que o algoritmo de MPPT e o algoritmo de regulação do barramento CC estejam a operar corretamente. Com o intuito de emular o comportamento do módulo solar fotovoltaico, durante a realização dos ensaios foi uma vez mais, utilizado um reóstato, $R_{Reóstato}$, com uma resistência de 3Ω entre a fonte de alimentação de 18 V , V_{Fonte} , e o barramento de entrada, V_{in} , do microinversor.

Neste ensaio, pretende-se que quando o sistema de controlo é inicializado, o algoritmo de MPPT entre em funcionamento, procurando o ponto de operação de máxima potência. Quando a tensão no barramento CC atingir um valor de 70 V , os algoritmos de controlo para o conversor CC-CA são acionados, sintetizando de uma corrente sinusoidal na carga, R , sendo a tensão do barramento CC regulada 80 V . Os resultados destes ensaios experimentais são apresentados na Figura 6.18.

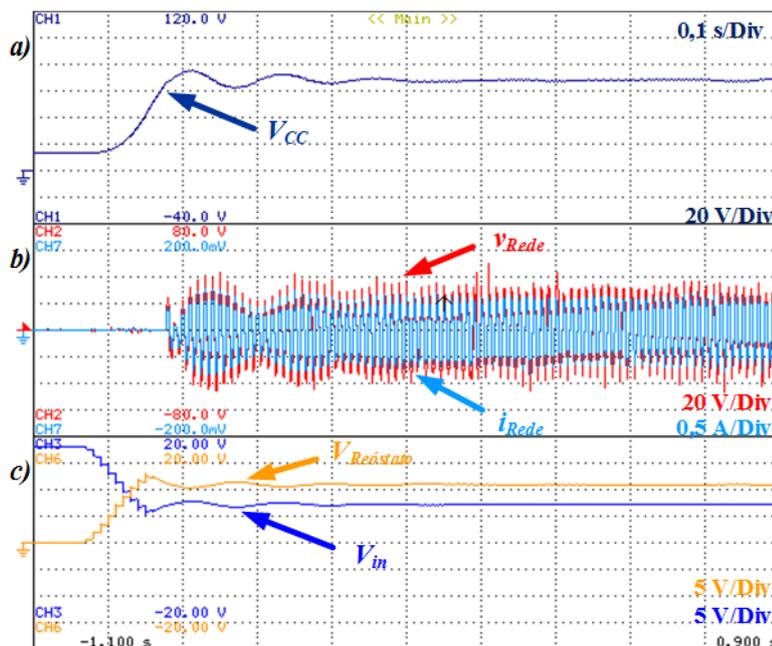


Figura 6.18 - Resultados dos ensaios experimentais ao microinversor no instante de entrada em funcionamento: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R ; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in} .

Através da Figura 6.18 é possível constatar que, inicialmente, a tensão à entrada do microinversor, V_{in} , é igual à tensão da fonte de alimentação, V_{Fonte} , uma vez que os MOSFETs que constituem o conversor CC-CC se encontram ao corte. De seguida, o algoritmo de MPPT é ativado, sendo perceptível a influência do mesmo na tensão aos terminais do reóstato, $V_{Reóstato}$, e à entrada do microinversor, V_{in} , procurando de imediato o ponto de operação da máxima potência do microinversor. Paralelamente, e com auxílio de um algoritmo de *soft-start*, o barramento CC é lentamente carregado tal como desejado. Uma vez atingida uma tensão de 70 V, o conversor CC-CA entra em funcionamento, enviando a energia para a carga, tal como pretendido.

De uma forma mais detalhada, na Figura 6.19 pode constatar-se a influência dos algoritmos de controlo na operação do microinversor em regime permanente. Torna-se evidente uma maior aproximação do ponto de operação do microinversor ao ponto de MPP e, conseqüentemente, um barramento, V_{CC} , regulável em 80 V. A influência do algoritmo de regulação da tensão do barramento CC, V_{CC} , é igualmente refletida na amplitude da corrente, i_{Rede} , sintetizada para a carga R .

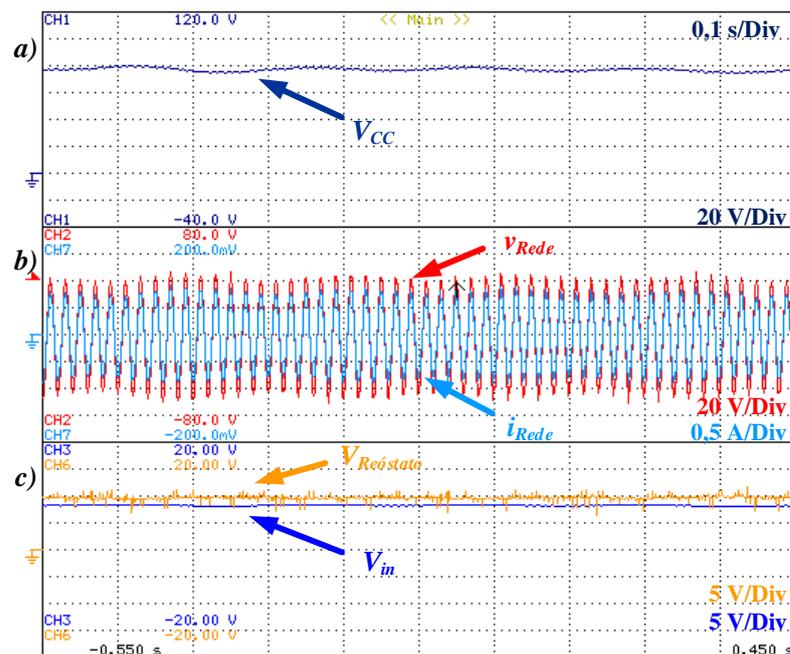


Figura 6.19 - Resultados dos ensaios experimentais do microinversor em regime permanente: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R ; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in} .

Procedendo-se a uma verificação mais detalhada, utilizando uma base de tempo inferior no osciloscópio, é possível constatar com auxílio da Figura 6.20 a sintetização de uma corrente sinusoidal, com a frequência da componente fundamental da rede elétrica (50 Hz) e cuja amplitude é determinada pelo algoritmo de regulação do barramento CC.

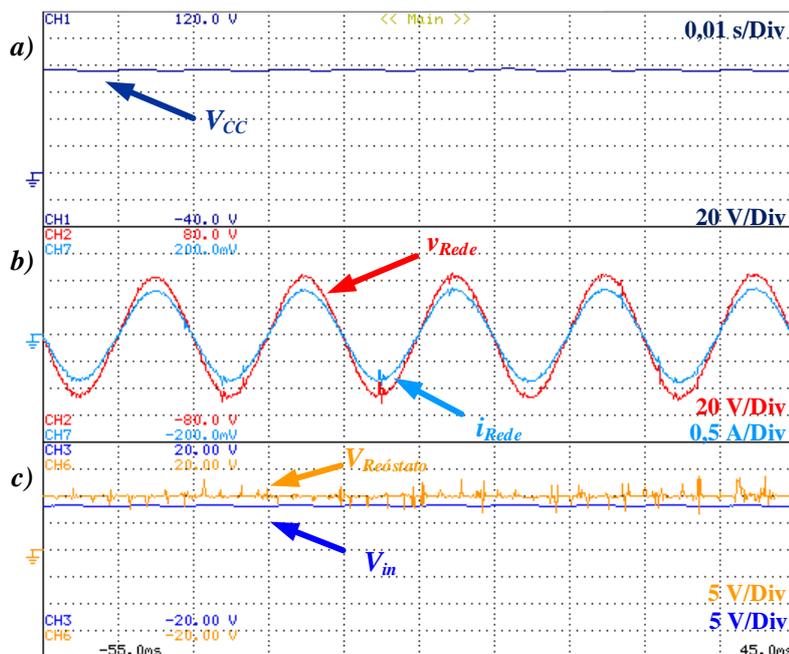


Figura 6.20 - Resultado detalhado de 5 ciclos da corrente na carga, i_{Rede} , do ensaio experimental do microinversor em regime permanente: (a) tensão do barramento CC, V_{CC} ; (b) formas de onda da tensão, v_{Rede} , e da corrente, i_{Rede} , na carga, R ; (c) formas de onda da tensão no reóstato, $V_{Reóstato}$, e na entrada do microinversor, V_{in} .

Pelos resultados experimentais obtidos foi possível aferir o correto funcionamento de todo o sistema em conjunto, validando não só os algoritmos de controlo implementados, mas também todo o hardware desenvolvido para este trabalho de dissertação.

6.6. Conclusões

Neste capítulo foram descritos todos os ensaios realizados ao conversor CC-CC, ao conversor CC-CA e aos algoritmos de controlo implementados. De uma forma semelhante ao realizado no Capítulo 4, foi inicialmente apresentada a sincronização da variável proveniente do algoritmo de PLL com a tensão da rede elétrica, obtendo um resultado experimental bastante semelhante ao resultado obtido em simulação computacional.

Posteriormente, os testes realizados tinham como objetivo a validação da topologia proposta para o conversor CC-CC. Deste modo, implementou-se o conversor CC-CC assim como todos os componentes que permitem a interface com o sistema de controlo, visualizando inicialmente as principais formas de onda da tensão e da corrente do conversor a operar em malha aberta. Uma vez verificado o correto funcionamento de todo o sistema, procedeu-se à validação experimental dos algoritmos de controlo outrora implementados nos modelos de simulação computacional. Começando pelo algoritmo de MPPT, constatou-se um desafio acrescido na afinação dos parâmetros de operação muito

devido ao facto da existência de ruído provocado pelas comutações dos MOSFETs nos sinais de adquiridos pelo DSC. Contudo, após algumas afinações, pode comprovar-se o seu correto funcionamento, fator que viria a ter um papel preponderante quer no carregamento das baterias quer aquando da implementação de todo o sistema de controlo. Assim, e ainda nos ensaios ao conversor CC-CA, procedeu-se à validação experimental do algoritmo de carregamento das baterias, que possibilita a carga das mesmas com uma corrente constante previamente definida. Contudo, devido às limitações dos aparelhos de medição utilizados, cuja janela de visualização temporal máxima é de 8 minutos, não foi possível registar o carregamento completo das baterias, uma vez que este processo é bastante demorado. Durante este modo de operação, foi possível registar a influência dos algoritmos de MPPT e de Carregamento das Baterias na tensão do lado do secundário do transformador, sendo obtidos os resultados expectáveis tal como foi explicado na descrição do princípio de funcionamento desta topologia.

Procedendo-se com a validação experimental, foi possível comprovar o correto funcionamento do conversor CC-CA com dois algoritmos de controlo por corrente diferentes. O algoritmo de controlo de corrente preditivo apresentou-se como algo desafiante, devido a tolerâncias e à não linearidade dos componentes eletrónicos utilizados. Por essa razão, recorreu-se à implementação do algoritmo de controlo de corrente por PI estacionário, obtendo-se resultados experimentais bastante satisfatórios. Contudo, e após alguma insistência foi possível obter também bons resultados com o algoritmo preditivo. No entanto, procedeu-se ao resto da implementação com o algoritmo PI estacionário. O ensaio final ao conversor CC-CA consistiu na sua ligação à rede elétrica de modo a possibilitar a injeção de energia na mesma, sintetizando uma corrente sinusoidal, com baixo conteúdo harmónico, e em oposição de fase com a tensão da rede elétrica.

Uma vez concluídos os ensaios a cada um dos conversores de eletrónica de potência e aos respetivos algoritmos de controlo que os constituem, iniciou-se a validação experimental do sistema completo: o microinversor. Nesta fase, optou-se pela ligação do microinversor a uma carga resistiva, que iria emular a rede elétrica. De ressaltar que inicialmente pretendia-se a verificação e respetiva validação do funcionamento do sistema de controlo: extração da máxima potência; deteção da tensão mínima de barramento CC para o início do controlo do conversor CC-CA; regulação da tensão do barramento CC e sintetização de uma corrente sinusoidal. Por essa razão, optou-se por uma abordagem mais cautelosa, sendo a ligação do microinversor à rede elétrica um passo desejoso que não foi possível concretizar devido à escassez de tempo.

CAPÍTULO 7

Conclusões

7.1. Conclusões

Neste trabalho de dissertação de mestrado foi apresentado o desenvolvimento de uma nova topologia para a implementação de um microinversor. Pretendeu-se inovar o conceito de microinversor, permitindo assim não só injetar na rede energia proveniente de fontes renováveis assim como fazer interface com um banco de baterias de forma a permitir o armazenamento local de energia.

No Capítulo 1 foi abordado o problema energético atual, com o intuito de enquadrar não só a importância da utilização das energias renováveis, como é o caso da energia solar fotovoltaica, mas também a necessidade de desenvolver sistemas que permitam tirar partido das virtudes destas fontes de energia. Procedeu-se a uma revisão da evolução dos sistemas solares fotovoltaicos no mundo e em Portugal, e da inclusão dos mesmos na rede elétrica. Consequentemente, foi apresentada a mudança de paradigma da produção centralizada, com origem nos combustíveis fósseis, que gradualmente tem vindo a sofrer alterações de modo a possibilitar a integração de sistemas de produção de energia limpa e renovável. Deste modo, as entidades reguladoras têm vindo a implementar medidas de incentivo para a exploração destas energias. No caso português, a atual legislação incentiva o autoconsumo, podendo o utilizador tirar algum proveito financeiro. Deste modo, torna-se evidente essa mudança de paradigma sendo que as tecnologias armazenadoras de energia irão desempenhar um papel preponderante neste novo sistema, possibilitando uma gestão do consumo local. O capítulo prossegue com a explicação do conceito de “microinversor”, expondo o seu princípio de funcionamento, aplicações, custos e a necessidade de atualizar este conceito para um novo paradigma que se torna cada vez mais evidente. Comprova-se, desta forma, a necessidade de inovar as topologias de conversão que integram um microinversor com vista a possibilitar a integração de um estágio para armazenamento local de energia.

Uma vez introduzido o problema e a ideia a implementar, o Capítulo 2 retrata as tecnologias de sistemas solares fotovoltaicos existentes no mercado, evidenciando as vantagens e desvantagens de cada uma. São igualmente introduzidas tecnologias que se

encontram em fase embrionária, mas que apresentam características promissoras para a integração nestes sistemas num futuro não muito distante. De uma forma análoga, são introduzidas tecnologias de armazenamento de energia, sendo as baterias eletroquímicas as mais comuns em sistemas solares fotovoltaicas. Foi realizado um levantamento das tecnologias de baterias mais utilizadas pelas empresas instaladoras destes sistemas, salientando as vantagens, desvantagens e algumas características intrínsecas das mesmas. De um modo geral, quer nas células solares fotovoltaicas quer nas baterias, foi evidenciada a necessidade de conhecer o modelo que rege o comportamento de cada tecnologia. No caso específico das células solares fotovoltaicas, foi demonstrada a influência de fatores externos como a radiação, temperatura e sombras que podem influenciar na geração de energia, apresentando os microinversores como possíveis soluções para mitigar estes problemas.

O cerne do estado da arte está presente no Capítulo 3, expondo várias topologias de conversores de eletrónica de potência que possam integrar o sistema a implementar. Concluiu-se que os conversores sem isolamento apresentam características interessantes para interface de dois sistemas com níveis de tensão próximos, como é o caso dos módulos solares fotovoltaicos com um banco de baterias de baixa tensão. Por outro lado, os conversores com isolamento galvânico são mais adequados para aplicações onde os níveis de tensão são mais díspares, como é o caso de um módulo solar fotovoltaico com a rede elétrica. De um modo geral, os conversores de alta frequência são bastante atrativos para a eletrónica de potência moderna, uma vez que tiram partido de uma gama de frequências não audíveis ao ouvido humano. A par disso, estes possibilitam a implementação de um sistema mais compacto e barato. Neste capítulo são apresentados de uma forma complementar os algoritmos de controlo como o MPPT e o de carregamento de baterias, vitais para o correto funcionamento de todo o sistema. De uma maneira semelhante, foram explicadas as técnicas de modulação e de controlo por corrente para o conversor CC-CA, com a finalidade deste sintetizar uma corrente sinusoidal para posterior injeção de energia na rede elétrica.

No Capítulo 4 foi realizada uma descrição pormenorizada da topologia proposta para a implementação do microinversor. Primeiramente foram expostos os modos de operação permitidos com a topologia proposta, procedendo-se à explicação do princípio de funcionamento da mesma. Para uma melhor aproximação à realidade, foi dimensionado um banco de baterias para alimentar uma dada carga durante um certo período de tempo. Posto isto, procedeu-se à descrição das simulações computacionais realizadas com a finalidade de validar a topologia e os algoritmos selecionados para a

implementação do microinversor. Primeiramente foram apresentados os resultados do algoritmo de PLL para diferentes condições de operação por parte da rede elétrica, comprovando o seu correto funcionamento. Seguidamente, encontram-se representados os resultados obtidos de três modos de operação: inicialmente a potência disponível é utilizada única e exclusivamente para o carregamento do banco de baterias; quando a potência disponível é superior à necessária, o excedente é injetado na rede elétrica; uma vez finalizado o carregamento das baterias, toda a energia é injetada na rede elétrica. Paralelamente é possível constatar o correto funcionamento dos algoritmos de controlo, realçando a regulação dinâmica do barramento CC, o carregamento das baterias com o algoritmo pretendido (Corrente Constante seguido por Tensão Constante) e a produção de uma corrente com baixo conteúdo harmónico para injetar a energia na rede elétrica. O capítulo é finalizado com a descrição dos ensaios do algoritmo de MPPT ao variar fatores como a radiação e a temperatura que, como anteriormente mencionado, influenciam na potência gerada pelo módulo solar fotovoltaico comprovando-se, uma vez mais, o correto funcionamento de todo o sistema independentemente das condições extremas de operação. De todos os tópicos desenvolvidos, este foi o que apresentou desafios acrescidos devido à complexidade dos algoritmos de controlo que necessitavam de tempos de simulação extensos, o que dificultou o ajuste de alguns ganhos dos algoritmos implementados.

Finalizado o estudo teórico e a validação de todo o sistema em simulações computacionais, procedeu-se à implementação prática exposta no Capítulo 5. Neste capítulo foram descritos todos os elementos utilizados para a implementação do protótipo laboratorial do microinversor, evidenciando os limites de operação do sistema com o intuito de dimensionar corretamente os componentes a utilizar. Posteriormente foi descrito o dimensionamento do transformador de alta frequência e consequente implementação do mesmo. De evidenciar que, nesta fase inicial, se pretendeu validar a topologia proposta, sendo que a escolha de muitos dos elementos utilizados para a integração do sistema se deveu à sua existência no laboratório do GEPE. Este capítulo finaliza com a apresentação de todos os circuitos de condicionamento de sinal desenvolvidos, assim como das placas de circuito impresso complementares necessárias para o correto funcionamento do sistema.

Por fim, no Capítulo 6, foram apresentados os resultados experimentais, obtidos em bancada, do conversor CC-CC e do conversor CC-CA. Primeiramente, foram expostos os resultados provenientes do algoritmo de PLL, através dos quais foi possível encontrar semelhanças com os resultados obtidos em simulação computacional. Procedeu-se à

validação prática da topologia proposta para o conversor CC-CC, obtendo-se resultados próximos do esperado. O conversor implementado permitiu comprovar os modos de operação propostos, realçando o modo de operação em que carrega a bateria e, paralelamente, alimenta uma carga que neste ensaio emulava a energia enviada para a rede elétrica. Uma vez concluídos os ensaios em malha aberta, procedeu-se à implementação dos algoritmos de controlo referentes ao conversor CC-CC, validando não só o algoritmo de MPPT, que ajusta de uma forma contínua os parâmetros de operação de modo a que o conversor trabalhe sempre no ponto de máxima potência, mas também o algoritmo de carregamento de baterias, impondo um carregamento com uma corrente constante próxima da referência. Com a mesma finalidade, procedeu-se ao ensaio do conversor CC-CA a alimentar uma carga elétrica com diferentes técnicas de controlo de corrente. Comprovou-se o correto funcionamento do conversor CC-CA, não só com a técnica de controlo de corrente por PI estacionário, mas também com a técnica de controlo preditivo. Uma vez verificado o correto funcionamento do conversor CC-CA e do algoritmo de PLL, procedeu-se à injeção de energia na rede elétrica com a técnica de controlo de corrente por PI estacionário, validando assim, o funcionamento do conversor e dos algoritmos de controlo. O capítulo 6 finaliza com os ensaios experimentais ao microinversor, realçando o correto funcionamento dos algoritmos de controlo implementados, o que permitiu a operação do microinversor na potência máxima disponibilizada pela fonte de alimentação, a correta regulação do barramento CC e a correta sintetização de uma corrente sinusoidal.

De uma forma geral, constatou-se que o transformador de alta frequência induzia ruído de alta frequência nas pontas de prova e nos sensores de efeito de *Hall* utilizados, sendo necessário o recurso de filtros passa-baixo para atenuar um pouco os ruídos presentes nas medições. Adicionalmente, devido ao atraso da entrega de um componente crucial para a implementação deste projeto, o DSC, não foi possível testar os conversores com o módulo solar fotovoltaico a injetar energia na rede elétrica de 230 V.

Pode concluir-se que foi um trabalho desafiante e que permitiu o amadurecimento de vários conhecimentos adquiridos ao longo do curso. Mais concretamente ao nível das simulações computacionais, a necessidade de um *time step* muito reduzido apresentou-se como um desafio acrescido devido à complexidade de todo o sistema, necessitando de tempo e de processamento acrescido, o que dificultou, em certa parte, o ajustamento de ganhos e a implementação de outros algoritmos de controlo em virtude de melhorar os resultados obtidos.

7.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Com os resultados obtidos durante a execução deste trabalho foi possível validar o correto funcionamento da topologia proposta assim como os algoritmos de controlo implementados. Contudo, no decorrer da dissertação foram detetados diversos aspetos que poderiam ser melhorados. Deste modo, para trabalho futuro sugere-se:

- O melhoramento dos algoritmos de controlo ao nível das simulações, com o intuito de melhorar alguns transitórios, com especial foco no algoritmo de regulação do barramento CC, de modo a diminuir o valor dos condensadores utilizados, e no algoritmo de controlo de corrente, de modo a diminuir a bobina de acoplamento à rede;
- O redimensionamento dos MOSFETs utilizados no conversor CC-CC, uma vez que não foi tida em conta a operação do sistema temperaturas reduzidas. Ou seja, uma vez que o aumento da temperatura provoca uma diminuição na tensão de MPP, o processo inverso também é verdade. Neste caso, na operação com temperaturas reduzidas ou até mesmo negativas, a tensão de MPP sobe ligeiramente, podendo atingir valores insuportáveis pelos MOSFETs. De lembrar que a tensão *drain-source* em cada MOSFET pode ser quatro vezes superior à tensão do módulo solar fotovoltaico presente na entrada do conversor;
- O ensaio de todo o sistema isolado da rede elétrica e a alimentar uma carga prioritária, uma vez que devido à escassez de tempo e à prioridade de validar a nova topologia não foi possível testar este modo de operação;
- A implementação de um algoritmo de deteção da máxima potência disponibilizada pelos módulos solares fotovoltaicos e, com isso, determinar a corrente de carregamento das baterias. No caso de os módulos conseguirem debitar uma corrente superior à recomendada pelo fabricante para o carregamento, então as baterias são carregadas com essa corrente, sendo a restante energia disponível enviada para a rede elétrica. Caso contrário, toda a corrente disponibilizada pelos painéis solares fotovoltaicos será canalizada para as baterias, estando o inversor desativado e desconectado da rede;
- O desenvolvimento de uma PCB compacta, com os sinais de potência devidamente isolados dos de controlo. Adicionalmente, implementar um sistema de alimentação oriundo dos módulos solares para todos os

componentes eletrónicos que necessitam de ser alimentados, permitindo uma integração simples;

- A inclusão de um sensor de corrente adicional do lado da rede elétrica de modo a monitorizar e impor que toda a energia extraída dos módulos solares fotovoltaicos seja consumida diretamente no local de consumo ou enviada para a bateria;
- A reutilização do microinversor para funcionar como filtro ativo paralelo. Desta forma, o sistema de controlo irá calcular as correntes necessárias para cancelar os harmónicos das cargas de modo a obter correntes sinusoidais do lado da rede elétrica.

Referências Bibliográficas

- [1] I. E. Agency, “Energy Policies of IEA Countries Portugal 2016,” 2016.
- [2] European Commission, *World Energy Technology Outlook - 2050*. 2006.
- [3] K. Mertens, *Photovoltaics: Fundamentals, Technology and Practice*. 2014.
- [4] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, Second Edi. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2010. doi: 10.1002/9780470974704.
- [5] B. A. Bulzico and E. B. Gomes, “Desenvolvimento sustentável e direito humano ao meio ambiente,” *Catalana Dret Ambient.*, vol. I, pp. 1–22, 2010.
- [6] BP, “BP Statistical Review of World Energy - Full report,” no. June, pp. 1–48, 2016.
- [7] L. G. Franquelo, J. I. Leon, and S. Vazquez, *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. 2014. doi: 10.1002/9781118755525.
- [8] Enerdata, “Global Energy Statistical Yearbook 2016.” [Online]. Available: <https://yearbook.enerdata.net>. [04-Nov-2016].
- [9] United Nations Development Programme (UNDP), *Human Development Report 2015 Work for Human Development*. 2015.
- [10] U. Europeia, “Directiva 2010/31/UE,” *J. Of. da União Eur.*, pp. 13–35, 2010. doi: 10.3000/17252601.L_2010.153.por.
- [11] European Commission, “Solar radiation and photovoltaic electricity potential country and regional maps for Europe.” [Online]. Available: <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/cmmaps/eur.htm#Europe>. [04-Nov-2016].
- [12] A. J. Sangster, “Solar Photovoltaics,” *Green Energy Technol.*, vol. 194, no. 4, pp. 145–172, 2014. doi: 10.1007/978-3-319-08512-8_7, ISSN: 18653537.
- [13] EPIA, “Global Market Outlook for Solar Power / 2016 - 2020,” no. February, p. 40, 2016. doi: 10.1787/key_energ_stat-2014-en, ISSN: 03014215.
- [14] I. E. Agency, “PVPS: annual report 2015,” 2015.
- [15] G. Krajačić, N. Duić, and M. da G. Carvalho, “How to achieve a 100% RES electricity supply for Portugal?,” *Appl. Energy*, vol. 88, no. 2, pp. 508–517, 2011.

- doi: 10.1016/j.apenergy.2010.09.006, ISSN: 03062619.
- [16] V. C. Gungor, D. Sahin, T. Kocak, S. Ergut, C. Buccella, C. Cecati, and G. P. Hancke, “Smart Grid Technologies: Communication Technologies and Standards,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 7, no. 4, pp. 529–539, Nov. 2011. doi: 10.1109/TII.2011.2166794, ISSN: 1551-3203.
- [17] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004. doi: 10.1109/TPEL.2004.833453, ISSN: 08858993.
- [18] ETP SmartGrids, *European technology platform smart grids: vision and strategy for Europe’s electricity networks of the future*, vol. 19, no. 3. 2006. doi: 10.2165/00124363-200519030-00003, ISSN: 13649027.
- [19] M. do A. do Ordenamento do Território e da Energia, “Diário da República,” pp. 5298–5311, 2014.
- [20] M. do A. do Ordenamento do Território e da Energia, “Enquadramento do novo regime de Produção Distribuída,” pp. 1–29, 2014.
- [21] J. Farrell, “Why we should democratize the electricity system — part one.” [Online]. Available: <http://grist.org/article/2011-08-23-why-we-should-democratize-the-electricity-system-part-1/>. [18-Oct-2016].
- [22] S. M. Technology, “Grid-tied microinverter with intelligent networking and monitoring systems: APsystems YC500i.”
- [23] DMSolar, “ABB Microinverter: Microinverter 250 to 300 W.”
- [24] Enphase Energy, “Enphase M215 Microinverter Datasheet,” 2015.
- [25] E. Enables, “Enecsys Enables OPTIMAL SOLAR intelligent reliable power Enecsys Micro Inverters Enecsys Micro Inverters,” vol. 33, no. 8, pp. 2–3.
- [26] G. Specifications and O. Models, “Micro-0.25-i micro-0.3-i.”
- [27] O. Manual, *Siemens Microinverter Model SMIINV215R60XX*. .
- [28] D. Controlled, S. Micro, and I. Design, “using C2000 Piccolo Microcontroller User ’ s Guide,” no. October, 2014.
- [29] ---, “Grid-Tied Solar Power System.” [Online]. Available: <http://larvierinehart.com/solar/gridtied.html>. [04-Nov-2016].
- [30] Enphase Energy, “Enphase Module Level Monitor.” [Online]. Available:

- <http://www.homepower.com/enphase-module-level-monitor>. [04-Nov-2016].
- [31] J. T. Pinho and M. A. Galdino, *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*, vol. 1, no. 11. 2014.
- [32] B. Burger, K. Kiefer, C. Kost, S. Nold, S. Philipps, R. Preu, J. Rentsch, T. Schlegl, G. Stryi-Hipp, G. Willeke, H. Wirth, I. Brucker, A. Häberle, and W. Warmuth, “Photovoltaics Report,” *Presentation*, vol. 1, no. June 2016, pp. 1–43, 2015. doi: 26.05.2014, ISSN: 09218009.
- [33] H. Häberlin, *Photovoltaics: System Design and Practice*, vol. 1. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. doi: 10.1002/9781119976998.
- [34] “Onyx Solar.” [Online]. Available: <http://www.onyxsolar.com>. [21-Dec-2016].
- [35] S. Aazou and E. M. Assaid, “Modelling real photovoltaic solar cell using Maple,” *Proc. Int. Conf. Microelectron. ICM*, no. 6, pp. 394–397, 2009. doi: 10.1109/ICM.2009.5418600.
- [36] 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.
- [37] 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,” in *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, 2014, pp. 461–465. doi: 10.1109/EPEPEMC.2014.6980535.
- [38] 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. doi: 10.1109/TEC.2007.914308, ISSN: 08858969.
- [39] M. A. Ionescu, S. S. Iliescu, N. Arghira, and I. Fagarasan, “PV module behavior model for different external factors conditions,” in *2016 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR)*, 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/AQTR.2016.7501328.
- [40] 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. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175798.

- [41] E. Roman, P. Ibanez, S. Elorduizapatarietxe, R. Alonso, D. Goitia, and I. M. De Alegria, “Intelligent PV module for grid-connected PV systems,” *30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2004. IECON 2004*, vol. 3, no. 4, pp. 1066–1073, 2004. doi: 10.1109/IECON.2004.1432304, ISSN: 02780046.
- [42] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Third Edit. Butterworth-Heinemann, 2011.
- [43] L. Sharkawi and M. Hassan, “Photovoltaic systems analysis taking into consideration the shadows effect,” *2015 IEEE 8th GCC Conf. Exhib. GCCCE 2015*, pp. 1–4, 2015. doi: 10.1109/IEEEGCC.2015.7060074.
- [44] T. Esum 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. doi: 10.1109/TEC.2006.874230, ISSN: 0885-8969.
- [45] 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. doi: 54, ISSN: 1944-9925.
- [46] A. Nourai, “Large-Scale Electricity Storage Technologies for Energy Management,” *Power Eng. Soc. Summer Meet. 2002 IEEE*, p. 6, 2002. doi: 10.1109/PESS.2002.1043240.
- [47] 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. doi: 10.1016/j.pnsc.2008.07.014, ISSN: 10020071.
- [48] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*, 3rd Editio. 2002.
- [49] Shah, *Energy Storage - Technologies and Applications*. InTech, 2013. doi: 10.5772/2550.
- [50] V. Pop, *Battery Management Systems Accurate SoC*. 2008. doi: 10.1007/978-1-4020-6945-1.
- [51] “Krannich The Global PV Experts.” [Online]. Available: <http://pt.krannich-solar.com/>. [21-Dec-2016].
- [52] “Damia Solar.” [Online]. Available: www.damiasolar.com. [21-Dec-2016].
- [53] “Victron Energy.” [Online]. Available: <https://www.victronenergy.pt/>. [21-Dec-2016].
- [54] “Sun Energy.” [Online]. Available: <http://www.sunenergy.pt>. [21-Dec-2016].

- [55] 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. doi: 10.1109/TENCON.2009.5395831, ISSN: 03787788.
- [56] a Joseph and M. Shahidehpour, “Battery storage systems in electric power systems,” *Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2006. doi: 10.1109/PES.2006.1709235.
- [57] ---, “Battery University.” [Online]. Available: <http://batteryuniversity.com>. [11-Oct-2016].
- [58] 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, 2012. doi: 10.1016/j.rser.2012.01.029, ISSN: 13640321.
- [59] B. Roberts, “Capturing grid power,” *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 32–41, 2009. doi: 10.1109/MPE.2009.932876, ISSN: 15407977.
- [60] A. Khaligh and Z. Li, “Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010. doi: 10.1109/TVT.2010.2047877, ISSN: 00189545.
- [61] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, “Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, 2010. doi: 10.1109/TIE.2010.2076414, ISSN: 0278-0046.
- [62] S. Vazquez, S. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, J. M. Carrasco, and J. I. Leon, “Recent advances on Energy Storage Systems,” *IECON 2011 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 4636–4640, 2011. doi: 10.1109/IECON.2011.6120075, ISSN: 1553-572X.
- [63] M. Chen, S. Member, and G. A. Rinc, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I – V Performance,” vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006. doi: 10.1109/TEC.2006.874229, ISSN: 08858969.
- [64] M. Cacciato, G. Nobile, G. Scarcella, and G. Scelba, “Real-time model-based estimation of SOC and SOH for energy storage systems,” *2015 IEEE 6th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2015*, vol. 8993, no. c, 2015.

- doi: 10.1109/PEDG.2015.7223028, ISSN: 0885-8993.
- [65] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Boston, MA: Springer US, 2001. doi: 10.1007/0-306-48048-4_4.
- [66] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, “Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 5934–5939, 2013. doi: 10.1109/IECON.2013.6700108, ISSN: 1553-572X.
- [67] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, R. Almeida, J. C. Ferreira, A. A. N. Melendez, and J. L. Afonso, “On-board electric vehicle battery charger with enhanced V2H operation mode,” *Proceedings, IECON 2014 - 40th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 1636–1642, 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7048722.
- [68] D. A. Ruiz-Caballero and I. Barbi, “A new flyback-current-fed push-pull DC-DC converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1056–1064, 1999. doi: 10.1109/63.803399, ISSN: 08858993.
- [69] G. V. T. Bascope and I. Barbi, ““Isolated Flyback-Current-Fed,” pp. 1184–1190, 1996.
- [70] C. Felgemacher, J. Philipp, A. Kobeissi, J. Pfeiffer, D. Wiegand, W. Kruschel, B. Dombert, S. V. Ara, and P. Zacharias, “Design of Photovoltaic Microinverter for Off-Grid and Grid-Parallel Applications,” vol. 8, pp. 25–27, 2014.
- [71] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics converters, applications and design*. 1997. doi: 10.1016/S0026-2692(97)87859-7, ISSN: 00262692.
- [72] Fang Lin Luo and Hong Ye, *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*. 2013.
- [73] D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, “Optimized Maximum Power Point Tracker for fast changing environmental conditions,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2401–2407, 2008. doi: 10.1109/ISIE.2008.4677275, ISSN: 0278-0046.
- [74] 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, 2011. doi: 10.1109/TPEL.2011.2106221, ISSN: 08858993.

- [75] F. Fangrui Liu, S. Shanxu Duan, F. Fei Liu, B. Bangyin Liu, and Y. Yong Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2622–2628, 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.920550, ISSN: 0278-0046.
- [76] 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, 2005. doi: 10.1109/TPEL.2005.850975, ISSN: 0885-8993.
- [77] S. Q. Li, B. Zhang, T. J. Xu, and J. Yang, "A new MPPT control method of photovoltaic grid-connected inverter system," *26th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2014*, pp. 2753–2757, 2014. doi: 10.1109/CCDC.2014.6852640.
- [78] I. Buchmann, *Batteries in a Portable World*, vol. 2. Cadex Electronics, 2001.
- [79] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters-a survey," *Proc. IECON '93 - 19th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, pp. 670–675, 1993. doi: 10.1109/IECON.1993.339000.
- [80] J. W. Dixon, M. Sebastian Tepper, and T. Luis Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2, pp. 894–900, 1994.
- [81] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998. doi: 10.1109/41.720328, ISSN: 0278-0046.
- [82] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 24, no. 3, pp. 654–664, 2009. doi: 10.1109/TPEL.2009.2012527, ISSN: 0885-8993.
- [83] Q. Yao and D. G. Holmes, "A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency," *Conf. Rec. 1993 IEEE Ind. Appl. Conf. Twenty-Eighth IAS Annu. Meet.*, pp. 1122–1129, 1993. doi: 10.1109/IAS.1993.299038, ISSN: 01608592.
- [84] L. Malesani and P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 88–92, 1990. doi: 10.1109/28.52678, ISSN: 19399367.

- [85] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325, ISSN: 02780046.
- [86] 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. doi: 10.1109/TIE.2008.2007480, ISSN: 02780046.
- [87] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Gonçalves, and J. L. Afonso, “Onboard reconfigurable battery charger for electric vehicles with traction-to-auxiliary mode,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 3, pp. 1104–1116, 2014. doi: 10.1109/TVT.2013.2283531, ISSN: 00189545.
- [88] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, “Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 3, pp. 1007–1020, 2016. doi: 10.1109/TVT.2015.2481005, ISSN: 00189545.
- [89] B. Exposto, R. Rodrigues, J. G. Pinto, V. Monteiro, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, “Predictive control of a current-source inverter for solar photovoltaic grid interface,” *Proc. - 2015 9th Int. Conf. Compat. Power Electron. CPE 2015*, pp. 113–118, 2015. doi: 10.1109/CPE.2015.7231058.
- [90] T. Markvart and L. Castañer, *Practical Handbook of Photovoltaics: Fundamentals and Applications*. 2003. doi: 10.1016/B978-0-12-385934-1.X0001-3.
- [91] Kyocera, “Datasheet: High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module KC200GHT-2.”
- [92] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, “A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, 2004. doi: 10.1109/TPWRS.2004.831280, ISSN: 08858950.
- [93] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, 2012. doi: 10.1109/TPEL.2011.2159242, ISSN: 08858993.

- [94] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation,” *IEEE 36th Conf. Power Electron. Spec. 2005.*, pp. 2474–2481. doi: 10.1109/PESC.2005.1581980.
- [95] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006. doi: 10.1109/TIE.2006.881997, ISSN: 02780046.
- [96] H. Carneiro, B. Exposto, and J. L. Afonso, “Evaluation of two fundamental Positive-Sequence Detectors for highly distorted and unbalanced systems,” *Proceeding Int. Conf. Electr. Power Qual. Util. EPQU*, pp. 745–750, 2011. doi: 10.1109/EPQU.2011.6128883, ISSN: 21506647.
- [97] H. Carneiro, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, “Comparisons between synchronizing circuits to control algorithms for single-phase active converters,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 3229–3234, 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5415214, ISSN: 1553-572X.
- [98] L. G. B. Rolim, D. R. Da Costa, and M. Aredes, “Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006. doi: 10.1109/TIE.2006.885483, ISSN: 02780046.
- [99] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–6. doi: 10.1109/PESC.2006.1711988, ISSN: 0275-9306.
- [100] H. Zhang, C. Dai, and S. Wu, “Research on Single-Phase PLL for the Synchronization of Thyristor Controlled Series Capacitor,” *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf.*, pp. 1–5, 2012. doi: 10.1109/APPEEC.2012.6307295, ISSN: 2157-4839.
- [101] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and J. Cabaleiro, “Robust phase locked loops optimized for DSP implementation in power quality applications,” in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 3052–3057. doi: 10.1109/IECON.2008.4758447, ISSN: 1553-572X.
- [102] G. Scelba, M. Cacciato, G. Scarcella, N. Bartoli, R. Attanasio, and G. Scuderi,

- “Performance comparison of phase looked loop algorithms applied to micro-inverters for distributed photovoltaic generation,” *2013 15th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2013*, 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6634728.
- [103] ---, “Parte E: Regulamento de Qualidade de Serviço do Setor Elétrico Com,” *Diário da República, 2ª Série*, pp. 34814 – 34900, 2011.
- [104] Infineon, “Datasheet: OptiMOS IPB530N15N3 G, IPD530N15N3 G, IPI530N15N3 G, IPP530N15N3 G,” pp. 1–12, 2013.
- [105] Vishay, “Datasheet: Dual Common Cathode Schottky Rectifier FEP16xT, FEPP16xT, FEPB16xT,” pp. 15–18.
- [106] NXP, “Byc8-600: Hyperfast power diode,” no. May, 2013.
- [107] M. Ceraolo and Davide Poli, *Fundamentals of Electric Power Engineering: From Electromagnetics to Power Systems*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2014. doi: 10.1002/9781118922583.
- [108] W. T. McLyman and C. W. M. T. Mcllyman, *Transformer and inductor design handbook*. 2004. doi: 10.1201/b10865-8, ISSN: 0033-8362.
- [109] Infineon, “Datasheet: CoolMOS IPx50R190CE,” pp. 1–16, 2011.
- [110] M. I. of Technology, “Chapter 11: Inductance and Magnetic Energy.”
- [111] T. Instruments, “Datasheet: TMS320F2837xS Delfino™ Microcontrollers,” 2014.
- [112] T. Instruments, “Datasheet: xx555 Precision Timers PACKAGE,” 2014.
- [113] T. Instruments, “Datasheet: Sn54hct32, sn74hct32 quadruple 2-input positive-or gates,” no. November 1988, 2003.
- [114] A. Devices, “Datasheet: Isolated Precision Half-Bridge Driver ADUM 3223,” *Change*, pp. 1–12, 2007.
- [115] T. Power, “Datasheet: DC / DC Converter,” *Traco Power*, pp. 24–26.
- [116] LEM, “Datasheet: Current Transducer LTSR 15-NP,” *Components*, pp. 4–5, 2001.
- [117] ChenYang, “Datasheet: Hall Effect Voltage Sensor CYHVS025A,” vol. 49, no. 0, pp. 2574100–2574102.