



Universidade do Minho  
Escola de Engenharia

Daniel Jorge Dourado Pereira

Interface Entre um  
Painel Fotovoltaico e a Rede Elétrica

Daniel Jorge Dourado Pereira  
Interface Entre um  
Painel Fotovoltaico e a Rede Elétrica

UMinho | 2013

dezembro de 2013





Universidade do Minho  
Escola de Engenharia

Daniel Jorge Dourado Pereira

Interface Entre um  
Painel Fotovoltaico e a Rede Elétrica

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

Trabalho efetuado sob a orientação do  
Professor Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita de  
Freitas

## DECLARAÇÃO

Daniel Jorge Dourado Pereira

Endereço eletrónico: a52685@alunos.uminho.pt

Telefone: 964603762

Número do Bilhete de Identidade: 13567324

Título da Tese:

**Interface entre um Painel Solar Fotovoltaico e a Rede Elétrica**

Orientador:

Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita Freitas

Ano de conclusão: 2013

Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de:

Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

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

Universidade do Minho, \_\_\_/\_\_\_/\_\_\_\_\_

**Assinatura:** \_\_\_\_\_

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço ao meu orientador Professor Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita de Freitas pela disponibilidade, apoio científico e incentivos prestados ao longo deste trabalho.

Agradeço aos meus colegas de laboratório, Bruno Duarte, Federico Pereira, Bruno Alves e Cátia Chamusca pela ajuda e apoio prestados durante todo este tempo de convivência.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Electrónica Industrial, D. Ângela Macedo, Sr. Carlos Torres e Sr. Joel Almeida pela disponibilidade, apoio e simpatia prestados.

Ao grupo Areal, Bruno Moreira, Pedro Moreira, João Beiramar, Vítor Soares, José Silva, Pedro Mendes, Miguel Carneiro, Luís Magalhães, Ana Catarina Gomes e Renato Mussa pela amizade, momentos de descontração e diversão proporcionados.

Aos meus amigos e colegas de curso Pedro Carvalho, Hélder Barbosa, Daniel Ferreira, Aníbal Pinheiro, Ricardo Silva, José Carlos Gonçalves, Filipe Serra Alves, Sandro Pinto, Vítor Veiga, Carlos Teixeira pela amizade, ajuda e companheirismo ao longo destes anos.

À minha irmã, Ana Dourado, e ao meu cunhado, Ricardo Fernandes, pelas mais diversas brincadeiras, pela ajuda e por todo o carinho.

À minha namorada, Diana Pereira, pelo amor, carinho e compreensão nos bons e maus momentos; por fazer parte da minha vida e pela capacidade de tornar as situações mais árduas em momentos agradáveis, conseguindo com isto que este projeto fosse possível.

Por fim, um agradecimento muito especial aos meus pais pelo amor, apoio e transmissão de valores, ficando-lhes eternamente grato por fazerem de mim a pessoa que sou hoje.



# Resumo

Existe, a nível mundial, uma enorme dependência dos combustíveis fósseis para a obtenção de energia elétrica. Esta é obtida através da queima dos mesmos contribuindo para uma emissão de CO<sub>2</sub> para a atmosfera, provocando um grande impacto ambiental. Com isto, e aliado às preocupações económicas mundiais e à escassez dos combustíveis fósseis, tem-se apostado na obtenção de energia elétrica através de energias renováveis, como por exemplo a energia solar fotovoltaica, devido ao facto de estas serem inesgotáveis e não possuírem um grande impacto ambiental.

Os sistemas solares fotovoltaicos têm sido bastante utilizados devido principalmente à grande disponibilidade da sua fonte de energia, o sol, mas também devido ao seu tempo de vida útil elevado e à melhoria nos últimos anos da eficiência destes sistemas. O problema destes incide sobre a potência instantânea de um painel solar fotovoltaico estar constantemente a alterar-se devido às variações da radiação ao longo do dia e da temperatura do módulo. Para obter uma maior eficiência destes sistemas é necessário implementar um algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) para que seja sempre extraída a potência máxima do painel solar fotovoltaico.

Esta dissertação consiste num estudo bibliográfico, implementação e desenvolvimento de um Interface entre um Painel Solar Fotovoltaico e a Rede Elétrica. Para tal, foi necessário desenvolver um conversor CC-CC do tipo *boost*, controlado pelo algoritmo de controlo MPPT Perturbação e Observação, capaz de acompanhar dinamicamente a potência máxima disponibilizada pelo painel solar fotovoltaico para as diferentes condições de radiação, extraíndo assim a potência máxima do mesmo. Posto isto, foi desenvolvido um inversor monofásico em ponte completa, controlado através da técnica de PWM (*Pulse-Width modulation*) unipolar, para a conversão da tensão contínua proveniente do conversor CC-CC numa tensão alternada de valor eficaz 230 V e frequência de 50 Hz. Para o controlo de todo o sistema foi utilizado o microcontrolador TMS320F28027 fabricado pela empresa *Texas Instruments*, programado através da linguagem C.

Nesta dissertação são apresentados os resultados das simulações computacionais realizadas, a escolha de todo o hardware do sistema e, por último, são mostrados todos os resultados experimentais obtidos, comprovando o funcionamento do sistema.

**Palavras-Chave:** Energias Renováveis, Sistemas solares fotovoltaicos, Conversor CC-CC *boost*, MPPT, Inversor monofásico em ponte completa.



# Abstract

There is a worldwide dependence on fossil fuels to obtain electrical power. This process requires the burning of the fossil fuels, therefore contributing to the emission of CO<sub>2</sub> to the atmosphere and causing a significant environmental impact. Furthermore, the global economic issues and the scarcity of fossil fuels contributed to the increasing interest in the generation of electricity using renewable energies, such as solar photovoltaic, due to the fact that these are inexhaustible and do not have a big environmental impact.

Solar photovoltaic systems have been widely used mainly due to the great availability of its energy source, the sun, but also due to its long life time and to the efficiency improvement of these systems in the latest years. The solar photovoltaic systems' main issues are the continuous variations of its instantaneous power, due to radiation alterations throughout the day and temperature of the panel. In order to improve to efficiency of these systems it is necessary to implement a MPPT (Maximum Power Point Tracker) algorithm so that the maximum power of the photovoltaic solar panel is always extracted.

The present thesis consists in a literature review and in the development and implementation of an interface between a Photovoltaic Solar Panel and the Power Grid. In order to achieve this, it was necessary to develop a boost DC-DC converter, controlled by the perturbation and observation MPPT control algorithm, which is able to dynamically track the maximum power available from the photovoltaic solar panel having in account the different radiation conditions. Afterwards, a single-phase full-bridge inverter was developed, controlled by the PWM (*Pulse-Width modulation*) unipolar technique, to convert the DC voltage from the DC-DC converter into an alternating voltage of 230 V and a frequency of 50 Hz. For the whole system control, a TMS320F28027 microcontroller manufactured by Texas Instruments was used, programmed in C language.

In the current thesis, the results of computer simulations, as well as the entire system hardware selection are presented. Finally, the experimental results are shown, validating the proposed system.

**Keywords:** Renewable energies, Solar photovoltaic systems, boost type DC-DC converter, MPPT, single-phase full-bridge inverter.



# Índice

<b>Agradecimentos</b> .....	<b>iii</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>v</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>vii</b>
<b>Índice</b> .....	<b>ix</b>
<b>Lista de Figuras</b> .....	<b>xi</b>
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>xv</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos</b> .....	<b>xvii</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1. Enquadramento .....	1
1.2. Motivações .....	2
1.3. Objetivos .....	2
1.4. Organização e Estrutura da Dissertação .....	3
<b>CAPÍTULO 2 Estado da Arte</b> .....	<b>5</b>
2.1. Sistemas Solares Fotovoltaicos .....	5
2.1.1. Sistemas Isolados.....	6
2.1.2. Sistemas Híbridos .....	8
2.1.3. Sistemas Ligados à Rede Elétrica .....	9
2.2. <i>Maximum Power Point Tracker</i> .....	10
2.2.1. Perturbação e Observação (P&O).....	11
2.2.2. Condutância Incremental (IncCond).....	13
2.3. Conversor CC-CC .....	14
2.3.1. Controlo dos conversores CC-CC.....	15
2.3.2. Conversor <i>Boost</i> .....	17
2.4. Conversor CC-CA .....	24
2.4.1. Inversores <i>Half-bridge</i> .....	25
2.4.2. Inversores <i>Full-bridge</i> .....	25
2.4.3. Controlo por PWM .....	26
<b>CAPÍTULO 3 Dimensionamento e Simulações Computacionais</b> .....	<b>31</b>
3.1. Painel Solar Fotovoltaico .....	31
3.2. Conversor <i>Boost</i> .....	33
3.2.1. Simulação do conversor <i>boost</i> .....	35
3.2.2. Validação do algoritmo de MPPT .....	37
3.3. Conversor CC-CA .....	39
3.4. Simulação do projeto integrado.....	45
<b>CAPÍTULO 4 Implementação</b> .....	<b>51</b>

---

4.1.	Conversor <i>boost</i> .....	51
4.1.1.	Bobina.....	52
4.1.2.	Condensador .....	53
4.1.3.	Díodo .....	54
4.1.4.	Semicondutor de potência.....	54
4.1.5.	Driver do MOSFET .....	55
4.1.6.	Circuito de <i>Snubber</i> .....	57
4.2.	Inversor.....	59
4.2.1.	Semicondutor de potência.....	60
4.2.2.	Driver do MOSFET .....	60
4.2.3.	Filtro LC passa-baixo.....	60
4.3.	Unidade de Controlo.....	61
4.3.1.	Sensor de efeito <i>Hall</i> de tensão.....	62
4.3.2.	Sensor de efeito <i>Hall</i> de corrente .....	64
4.3.3.	Microcontrolador .....	66
<b>CAPÍTULO 5 Resultados Experimentais .....</b>		<b>69</b>
5.1.	Painel Solar Fotovoltaico .....	69
5.2.	Conversor CC-CC .....	70
5.2.1.	Teste em Malha Aberta .....	71
5.2.2.	Validação do algoritmo de MPPT .....	73
5.3.	Inversor Monofásico em ponte completa .....	78
<b>CAPÍTULO 6 Conclusões e Trabalho Futuro .....</b>		<b>83</b>
6.1.	Conclusões.....	83
6.2.	Trabalho Futuro .....	85
<b>Referências Bibliográficas.....</b>		<b>87</b>

# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Exemplo de um sistema solar isolado com ligação direta [8].	7
Figura 2.2 - Sistema isolado com armazenamento de energia [8].	7
Figura 2.3 - Sistema Híbrido com gerador a <i>diesel</i> [8].	8
Figura 2.4 - Sistema solar fotovoltaico com ligação à rede elétrica [8].	9
Figura 2.5 - Curva de Potência de um Módulo Fotovoltaico [13].	11
Figura 2.6 - Fluxograma do método <i>P&amp;O</i> [11].	12
Figura 2.7 - Divergência do MPP no método do <i>P&amp;O</i> [13].	12
Figura 2.8 - Fluxograma do método <i>IncCond</i> [13].	14
Figura 2.9 - Dependência do valor médio da tensão de saída em relação $t_{on}$ e ao $t_{off}$ [16].	15
Figura 2.10 - Esquema sobre a obtenção do sinal de controlo [16].	16
Figura 2.11 - Comparaçãõ da tensão de controlo e a onda dente de serra [16].	16
Figura 2.12 - Conversor <i>Boost</i> .	17
Figura 2.13 - Circuito equivalente do <i>boost</i> com o interruptor ligado [16].	18
Figura 2.14 - Circuito equivalente do <i>boost</i> com o interruptor desligado [16].	18
Figura 2.15 - Formas de onda do <i>boost</i> no modo contínuo [16].	18
Figura 2.16 - Limite entre o modo de condução contínua e descontínua [16].	19
Figura 2.17 - Formas de onda do modo de condução descontínua [16].	21
Figura 2.18 - Comportamento de um conversor <i>boost</i> para varios valores de $V_{out}/V_{in}$ [16].	22
Figura 2.19 - <i>Ripple</i> da tensão de saída do conversor <i>boost</i> [16].	23
Figura 2.20 - Inversor monofásico em meia ponte [19].	25
Figura 2.21 - Inversor em Ponte Completa [19].	26
Figura 2.22 - Modulação por largura de impulsos [16].	27
Figura 2.23 - PWM com tensão de comutação bipolar [16].	28
Figura 2.24 - Formas de onda do controlo de PWM unipolar. (a) sinais de controlo sinusoidais e onda triangular; (b) sinal lógico do semiconductor S1+ (c) sinal lógico do semiconductor S2+; (d) Tensão de saída do inversor em ponte completa com PWM unipolar. [19].	30
Figura 3.1- “ <i>Solar Module (physical model)</i> ”	32
Figura 3.2 - Atributos e Desenho gráfico do painel no ambiente de simulação.	33
Figura 3.3 –Conversor <i>boost</i> .	35
Figura 3.4 - Teste o conversor em malha aberta.	35
Figura 3.5 - Tensão e Corrente no painel solar fotovoltaico.	36
Figura 3.6 - Tensão de entrada e tensão de saída do conversor.	36
Figura 3.7 - Ampliação da forma de onda da tensão de saída do conversor.	37
Figura 3.8 - Corrente na bobina.	37
Figura 3.9 - Tensão <i>drain - source</i> do MOSFET.	37
Figura 3.10 - Conversor <i>boost</i> com malha fechada.	38
Figura 3.11 - Radiação aplicada ao painel solar fotovoltaico.	38
Figura 3.12 - Variação da potência de saída do conversor conforme a radiação.	39
Figura 3.13 - Inversor monofásico com controlo unipolar.	40
Figura 3.14 - Sinais de controlo sinusoidais e onda triangular.	40

Figura 3.15 - Zoom dos sinais de controlo sinusoidais e da onda triangular .....	40
Figura 3.16 – Tensão $V_{ds}$ dos MOSFET S1 e S4.....	42
Figura 3.17 – Tensão $V_{ds}$ dos MOSFET S3 e S2.....	42
Figura 3.18 - Corrente no <i>drain</i> dos MOSFET S1 e S4.....	42
Figura 3.19 – <i>Zoom</i> da corrente no <i>drain</i> dos MOSFET S1 e S4.....	42
Figura 3.20 - Corrente no <i>drain</i> dos MOSFET S3 e S2.....	43
Figura 3.21 - <i>Zoom</i> da corrente no <i>drain</i> dos MOSFET S3 e S2.....	43
Figura 3.22 - Forma de onda da tensão de saída do inversor sem filtro LC.....	43
Figura 3.23 – <i>Zoom</i> à forma de onda da tensão de saída do inversor sem filtro LC.....	44
Figura 3.24 - Tensão de saída do inversor em ponte completa com filtro LC.....	44
Figura 3.25 - Corrente de saída do inversor em ponte completa com filtro LC.....	45
Figura 3.26 - Simulação do conversor <i>boost</i> e do inversor em conjunto.....	45
Figura 3.27 - Tensão de saída do conversor e do inversor.....	46
Figura 3.28 - Corrente de saída do conversor <i>boost</i> e do inversor.....	46
Figura 3.29 - <i>Zoom</i> à corrente de saída do conversor <i>boost</i> e do inversor.....	46
Figura 3.30 - Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.....	47
Figura 3.31 - Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.....	47
Figura 3.32 - <i>Zoom</i> da tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.....	47
Figura 3.33 - Potência extraída do painel ( $P_{\text{painel}}$ ), potência máxima teórica( $P_{\text{max}}$ ), Tensão de saída do inversor com filtro LC ( $V_{\text{out\_inversor}}$ ).....	48
Figura 3.34 - Tensão e corrente de saída do <i>boost</i> e do inversor para uma variação mais brusca da radiação.....	48
Figura 3.35 - Tensão e corrente de saída do <i>boost</i> e do inversor para uma variação mais brusca da radiação .....	49
Figura 3.36 - <i>Zoom</i> da tensão e corrente de saída do <i>boost</i> e do inversor para uma variação mais brusca da radiação.....	49
Figura 3.37 - Potência extraída do painel ( $P_{\text{painel}}$ ), potência máxima teórica( $P_{\text{max}}$ ), Tensão de saída do inversor com filtro LC ( $V_{\text{out\_inversor}}$ ).....	49
Figura 4.1 - Esquema de ligações elétricas do conversor <i>boost</i> implementado.....	52
Figura 4.2 - Conversor <i>boost</i> implementado.....	52
Figura 4.3 - bobina do conversor <i>boost</i> .....	53
Figura 4.4 - Desenho do condensador de saída do <i>boost</i> [23].....	54
Figura 4.5- Representação e encapsulamento do diodo utilizado [24].....	54
Figura 4.6 - Representação e encapsulamento do MOSFET utilizado [25].....	55
Figura 4.7 - Circuito implementado para proteção do MOSFET.....	55
Figura 4.8 -Esquema do circuito de driver implementado.....	56
Figura 4.9 – Fonte de tensão CC de 5V.....	56
Figura 4.10 – Fonte de tensão CC de 16V.....	57
Figura 4.11 - Placa de circuito impresso do HCPL-3120.....	57
Figura 4.12 – Esquema de ligações elétricas do circuito <i>Snubber</i> .....	58
Figura 4.13 -Circuito <i>Snubber</i> implementado em <i>veroboard</i> .....	58
Figura 4.14 - Esquema elétrico do inversor monofásico em ponte completa implementado.....	59

Figura 4.15 - Inversor em ponte completa implementado .....	59
Figura 4.16 - MOSFET STF23NM50N (a) Encapsulamento (b) Esquema interno [27]. .....	60
Figura 4.17 - Filtro LC passa-baixo. ....	61
Figura 4.18 - Unidade de controlo .....	62
Figura 4.19 - Sensor LV 55-P [28]. ....	62
Figura 4.20 - Esquema elétrico implementado. ....	63
Figura 4.21 - Placa de circuito impresso do sensor LV 25-P. ....	64
Figura 4.22 - Sensor LA 55-P [29]. ....	64
Figura 4.23 - Circuito implementado do sensor LA 55P. ....	64
Figura 4.24 - Placa de circuito impresso do sensor LA 55-P .....	65
Figura 4.25 - Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027 [31] .....	67
Figura 5.1 - Conjunto utilizado para substituir o painel solar fotovoltaico. ....	69
Figura 5.2 - Tensão de saída do Conjunto constituído pelo retificador e pelo VARIAC. ....	70
Figura 5.3 - Formas de onda da tensão de entrada e de saída do conversor <i>boost</i> em malha aberta. ....	71
Figura 5.4 - Forma de onda da tensão <i>drain-source</i> do MOSFET. ....	72
Figura 5.5 - Tensão <i>drain-source</i> do semiconductor de potência com o circuito <i>snubber</i> . ....	73
Figura 5.6 - Circuito equivalente de uma fonte de tensão CC. ....	74
Figura 5.7 - Modelo implementado para a validação do algoritmo de MPPT. ....	75
Figura 5.8 - Formas de onda e valores das variáveis do ensaio 1, respetivamente. ....	76
Figura 5.9 - Formas de onda e valores das variáveis para o ensaio 2, respetivamente. ....	77
Figura 5.10 - Formas de onda e valor das variáveis para o ensaio 3, respetivamente. ....	78
Figura 5.11 - Forma de onda da tensão de saída do inversor. ....	79
Figura 5.12 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com filtro LC passa-baixo. ....	80
Figura 5.13 - Forma de onda da tensão de saída do inversor .....	80



## Lista de Tabelas

TABELA 3.1 – ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO MÓDULO FOTOVOLTAICO NAS STC. [20] .....	32
TABELA 3.2 - CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR <i>BOOST</i> .....	34
TABELA 4.1 - DIMENSÕES DO CONDENSADOR DE SAÍDA DO CONVERSOR <i>BOOST</i> [23].....	54
TABELA 4.2 - CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO MICROCONTROLADOR TMS320F28027 [30] .....	66
TABELA 5.1 - VARIÁVEIS DO SISTEMA .....	72
TABELA 5.2 - VALORES TEÓRICOS PARA OS ENSAIOS DE VALIDAÇÃO DO ALGORITMO DE MPPT. ....	75



## Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IncCond	Condutância Incremental
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
P&O	Perturbação e Observação
STC	<i>Standard Test Condition</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>



# CAPÍTULO 1

## Introdução

Neste capítulo abordar-se-á o enquadramento da dissertação, os objetivos pretendidos e por último a organização e estrutura da mesma. Com isto pretende-se fazer uma introdução ao tema, apresentando a ideia, o assunto, a motivação e o trabalho que se pretende elaborar.

### 1.1. Enquadramento

O grande impacto ambiental provocado pela produção de energia, através dos combustíveis fósseis, acrescentando a subida descontrolada dos preços dos mesmos e a sua escassez, desperta um maior interesse na área das energias renováveis. Com isto, face à situação económica mundial e ao agravamento do aquecimento global, surge uma enorme necessidade de obtenção de energia através de fontes de energias renováveis, visto que estas são inesgotáveis e possuem um menor impacto ambiental [1].

Nos dias de hoje, os sistemas solares fotovoltaicos são largamente utilizados devido à baixa manutenção que necessitam, ao reduzido impacto ambiental, a utilizarem uma fonte inesgotável, ao seu tempo de vida útil elevado, ao facto de serem silenciosos e à sua vasta e fácil aplicabilidade [2]. Dentro desta aplicabilidade, destacam-se as seguintes aplicações: carregamento de baterias, bombeamento de água e fontes de energia doméstica. Contudo, a grande desvantagem destes sistemas é o seu custo inicial consideravelmente elevado [2] [3].

No ponto de vista das aplicações autónomas, há já muitos anos que os sistemas solares fotovoltaicos são a melhor solução para inúmeras aplicações de baixa potência, estando inclusive bastante consolidados no mercado. Para aplicações de média potência em locais isolados, como por exemplo, aldeias situadas nas montanhas, são há algum tempo uma solução bastante viável, tanto a nível monetário como a nível ambiental [4] [5].

Para um melhor aproveitamento da energia solar, os painéis solares fotovoltaicos devem operar no seu ponto de máxima potência. O grande problema é que, devido a condições ambientais como sombras ou pouca radiação solar, a potência instantânea está constantemente a alterar-se e, por conseguinte, o seu ponto de máxima potência também [6] [7]. Assim, para uma obtenção de energia solar fotovoltaica mais eficiente, utiliza-se um algoritmo designado por MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), fazendo

com que os painéis operem no seu ponto máximo de potência. Normalmente o circuito eletrónico de potência onde este algoritmo de controlo atua é um conversor CC-CC (Corrente Contínua – Corrente Contínua), sendo possível a integração de um conversor CC-CA (Corrente Contínua – Corrente Alternada) para o caso do sistema ser ligado à rede elétrica ou alimentar uma carga de corrente alternada [2].

## **1.2. Motivações**

A grande motivação na escolha desta dissertação deveu-se ao facto de se tratar de produção de energia através de fontes de energias renováveis, nomeadamente o sol, pois estas apresentam grandes vantagens a nível ambiental, económico e social. Ao longo dos últimos anos, tem havido um maior incentivo e aposta nas energias renováveis de maneira a combater a grande dependência do mundo perante os combustíveis fósseis. Os sistemas solares fotovoltaicos têm tomado um papel preponderante na produção de energia renovável, sendo dos sistemas mais instalados no mundo.

Os sistemas solares fotovoltaicos com ligação à rede elétrica são os mais vantajosos de todos os sistemas que aproveitam a energia solar devido ao facto de terem energia permanentemente disponível, pois quando a energia elétrica produzida pelo sistema não é suficiente para alimentar a carga, é a rede elétrica que desempenha esse papel.

Desta forma, as energias renováveis, nomeadamente a energia solar fotovoltaica, aliadas com o desenvolvimento do interface entre um painel solar fotovoltaico e a rede elétrica representam as principais motivações para a realização desta dissertação de Mestrado.

Por fim, o carácter multidisciplinar do tema, pois requer conhecimentos nas diversas áreas de eletrónica, nomeadamente, eletrónica de potência, controlo digital, programação de microcontroladores e desenho de placas de circuito impresso, também contribuiu para que este fosse o tema escolhido para esta dissertação.

## **1.3. Objetivos**

O título desta dissertação clarifica o objetivo principal da mesma, que será realizar o interface entre um painel solar fotovoltaico e a rede elétrica. Assim sendo, esta dissertação tem como objetivos:

- Estudo bibliográfico de sistemas solares fotovoltaicos, algoritmos de controlo MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) e conversores eletrónicos de potência;
- Realização de simulações computacionais de todo o sistema, nomeadamente, módulos solares fotovoltaicos, conversores eletrónicos de potência e os algoritmos de controlo MPPT;
- Dimensionamento e seleção dos circuitos de potência e de controlo;
- Implementação de todo o hardware em placas de circuito impresso;
- Testar os diversos circuitos implementados, tendo como objetivo validar o funcionamento de cada um.

#### **1.4. Organização e Estrutura da Dissertação**

Esta dissertação encontra-se dividida em seis capítulos estruturados da seguinte forma:

No capítulo 1 encontra-se um enquadramento teórico ao tema da dissertação, de forma a contextualizar o leitor, apresentam-se as motivações que levaram à realização deste projeto assim como os objetivos do mesmo.

No segundo capítulo elabora-se um estado da arte do assunto abordado pela dissertação, isto é, apresentam-se os fundamentos teóricos essenciais à realização da mesma.

No capítulo 3 são efetuados todos os dimensionamentos, com base no capítulo anterior, e as simulações computacionais através do software PSIM para a validação da solução proposta nesta dissertação.

No quarto capítulo são descritos todos os elementos do hardware, assim como toda a sua implementação em placas de circuito impresso.

No penúltimo capítulo são apresentados todos os resultados práticos conseguidos, de maneira a validar o funcionamento do sistema implementado.

Por ultimo, o capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho realizado nesta dissertação, assim como as sugestões de trabalho futuro para uma melhoria e valorização do trabalho.



# CAPÍTULO 2

## Estado da Arte

Este capítulo será constituído por vários subcapítulos em que se descreverão os diferentes sistemas solares fotovoltaicos, o sistema adotado nesta dissertação e também os constituintes do mesmo. Com isto pretende-se mostrar o que existe e onde se incidirá neste projeto.

### 2.1. Sistemas Solares Fotovoltaicos

Estes tipos de sistemas aproveitam a radiação proveniente do sol para produzir energia elétrica. A energia solar surge de várias formas, como por exemplo, energia solar fotovoltaica e energia solar térmica [8].

A energia solar fotovoltaica consiste em converter a radiação da luz, através de painéis com células fotovoltaicas, em energia elétrica. Não sendo necessário muita radiação solar para a conversão ser efetuada, quanto maior a quantidade de raios solares incidirem no painel, maior será o seu aproveitamento e mais energia elétrica será produzida. Os painéis solares fotovoltaicos produzem energia em forma de corrente contínua, podendo ser utilizados para aplicações de corrente alternada usando um conversor CC-CA [8].

O outro tipo de energia solar é designada por energia solar térmica e consiste em produzir calor através da radiação proveniente do sol para o aquecimento de fluidos, como por exemplo, água ou ar. Os painéis utilizados para o aproveitamento deste tipo de energia são constituídos por superfícies que absorvem calor, como folhas de metal preto. A energia calorífica obtida é principalmente usada para o aquecimento de água em habitações. Estes sistemas foram muito implementados nos últimos anos graças aos incentivos financeiros dos governos de alguns países, em maioria por países com grande exposição solar [8].

Após uma melhor compreensão da diferença entre a energia solar térmica e energia solar fotovoltaica, abordar-se-á com mais interesse a energia solar fotovoltaica devido ao tema desta dissertação. Assim sendo, pode-se afirmar que existem três grandes tipos de sistemas solares fotovoltaicos: sistemas isolados, sistemas híbridos e sistemas ligados à rede elétrica [8]. Este último será de maior interesse e será dado mais ênfase visto que vai de encontro com o âmbito desta dissertação, não desprezando a importância dos restantes.

### 2.1.1. Sistemas Isolados

Este tipo de sistemas são os mais antigos e começaram por ser utilizados nos anos 70 do século XX com a montagem de painéis solares fotovoltaicos em satélites, mas rapidamente foram introduzidos em diversas aplicações, como por exemplo, no bombeamento de água (Figura 2.1) e em aplicações domésticas e industriais. Posteriormente foram também aplicados em habitações e indústrias de países desenvolvidos. Eles são atualmente utilizados em moradias isoladas, comunidades insulares e instalações profissionais isoladas (como por exemplo, instalações de telecomunicação). Os sistemas isolados podem ser divididos em dois tipos distintos: sistemas isolados com ligação direta e sistemas isolados com baterias [8].

Os sistemas isolados com ligação direta são os mais simples destes sistemas mas os menos utilizados devido a algumas desvantagens, como por exemplo, não cumprirem os requisitos da maior parte das aplicações. Estes são capazes de produzir energia e alimentar a aplicação em simultâneo, porém a aplicação apenas funciona quando houver radiação solar suficiente que permita ao sistema alimentar a mesma. Assim sendo, o sistema terá de ser desenvolvido de maneira a que consiga produzir energia suficiente para que a aplicação funcione no pior caso de radiação solar. Com isto, é de fácil observação que quando houver uma boa radiação solar, a aplicação funcionará mas a energia produzida em excesso não será aproveitada devido ao facto de não haver armazenamento da mesma. Este tipo de instalação é de grande interesse para aplicações em que o seu funcionamento coincida com a presença de luz solar.

A calculadora de bolso é o melhor exemplo para este tipo de aplicação tendo sido uma das primeiras aplicações de sucesso do uso da energia solar fotovoltaica [5]. Apenas é usado um condensador a funcionar como *buffer* para regular a corrente de arranque dos circuitos e para guardar a informação na ausência momentânea de luz. Outro bom exemplo, e também muito utilizado, é o ventilador com alimentação direta dos painéis solares. Quando está calor, é necessário uma ventilação mais elevada e com este tipo de ventilador consegue-se que a ventoinha funcione mais rápido quanto maior for a incidência de luz solar no painel [8].

O funcionamento dos sistemas isolados com baterias assemelha-se ao anteriormente descrito com a grande diferença de integrar um elemento acumulador de energia. Com a ausência de outra fonte de energia, torna-se essencial armazenar a energia produzida durante o dia para o caso de haver consumo da mesma durante a noite. Este tipo de sistema consiste num conjunto de módulos solares fotovoltaicos que

gera energia elétrica, uma bateria capaz de fornecer a energia requerida pela aplicação e um controlador responsável pela ligação entre o armazenador de energia e a aplicação, como mostra a Figura 2.2. A bateria consegue receber uma corrente de carga a qualquer altura e permite fornecer uma corrente de descarga de valor diferente. Quando esta atinge o seu valor máximo de carga, o controlador desliga a bateria do sistema para evitar a sobrecarga e a consequente deterioração da mesma [8].

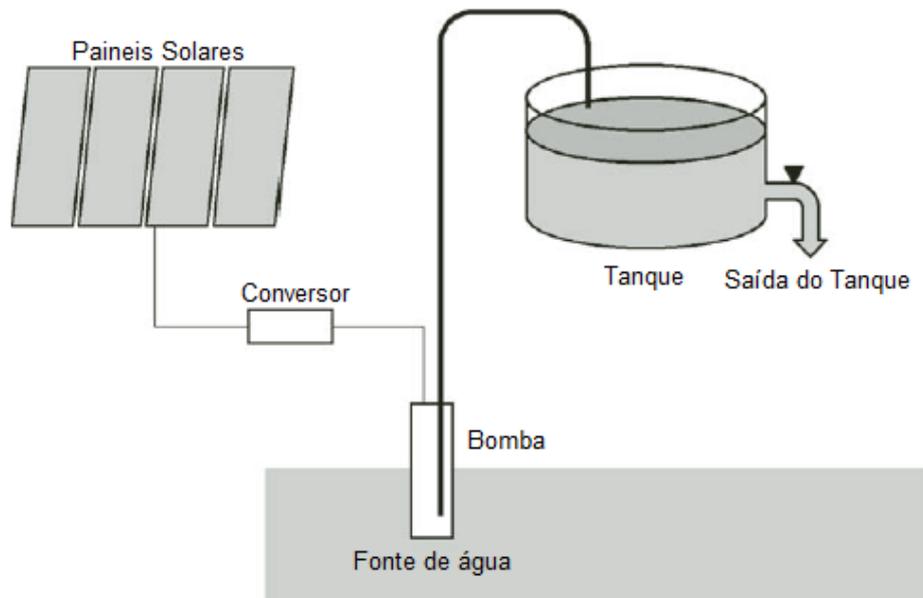


Figura 2.1 - Exemplo de um sistema solar isolado com ligação direta [8].

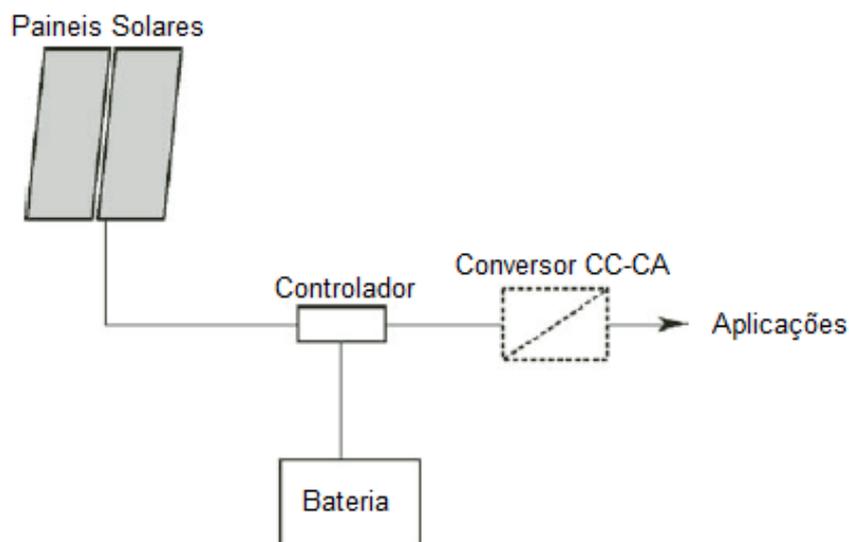


Figura 2.2 - Sistema isolado com armazenamento de energia [8].

O armazenamento de energia é responsável por cerca de 20-30% do investimento inicial mas na vida útil do sistema, por volta dos 20 anos, é responsável por cerca de

70% do investimento total [8]. A bateria torna-se, portanto, o elemento mais importante do sistema e é fulcral tentar aumentar a sua vida útil. Esta é reduzida significativamente com altas temperaturas, sobrecargas, excesso de corrente de carga e descarga. As baterias mais utilizadas nestes casos são as de ácido-chumbo, devido principalmente ao seu custo reduzido comparativamente com outras, à sua capacidade e à sua vida útil [8].

Os controladores destes sistemas têm também uma grande importância, apesar de só representarem cerca de 5% do investimento total, pois a sua qualidade e a qualidade do seu controlo irão contribuir para uma maior vida útil dos elementos armazenadores. A sua função incide sobre o controlo do fluxo de energia, isto é, proteger a bateria contra a sobrecarga do painel solar e a descarga excessiva do consumidor [8].

### 2.1.2. Sistemas Híbridos

Os sistemas híbridos têm um funcionamento muito similar aos sistemas descritos anteriormente, com a diferença da produção de energia elétrica não ser apenas proveniente dos painéis solares fotovoltaicos mas também de outra fonte de energia. Com isto, consegue-se uma produção de energia menos dependente do sol, visto que a segunda fonte de energia complementa os painéis solares. Esta segunda fonte de energia pode ser um gerador a *diesel* ou uma turbina eólica. No caso da turbina, esta torna-se fiável caso a velocidade do vento seja considerável, especialmente na altura do ano em que o sol é mais escasso. Por outro lado, se houver a possibilidade de uma solução a *diesel*, um pequeno gerador é melhor solução pois pode ser ligado quando necessário. Se possível pode também ser ligado às baterias para efetuar o seu carregamento, como é representado na Figura 2.3. [5] [8].

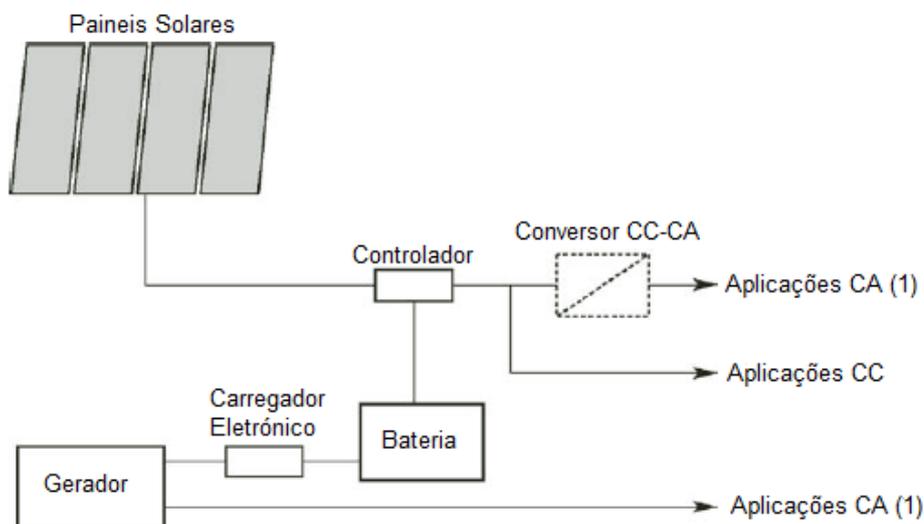


Figura 2.3 - Sistema Híbrido com gerador a *diesel* [8].

As desvantagens da utilização de um gerador a *diesel* passam pelo enorme ruído e poluição que produz, ser economicamente dispendioso para funcionar permanentemente e, como funciona a *diesel*, por vezes pode ser difícil abastecê-lo em localizações isoladas [8]

### 2.1.3. Sistemas Ligados à Rede Elétrica

Ao contrário dos sistemas supracitados, este tipo de sistemas não fornece energia diretamente a um recetor nem a acumula em baterias, em vez disso são ligados à rede elétrica como mostra a Figura 2.4. A grande vantagem destes sistemas é que a rede elétrica permite ter energia permanentemente disponível, isto é, quando o sistema não é capaz de produzir energia suficiente para alimentar a carga, é a rede elétrica que desempenha esse papel [9]. Baterias e controladores de carga não são necessários, contudo será preciso um inversor. A energia elétrica é gerada em CC, por isso o inversor encarrega-se de converter a energia produzida dos painéis em CA, de acordo com algumas normas impostas pela companhia que gere a rede elétrica. Quando o local da produção de energia é o mesmo do consumidor, duas possibilidades são possíveis: toda a potência produzida é vendida e o consumo será feito à rede elétrica e da responsabilidade da companhia de eletricidade, ou então apenas a potência produzida em excesso será vendida [9]. Na maioria dos casos, a primeira hipótese é a mais viável para o dono do sistema fotovoltaico pois a tarifa da venda é normalmente superior à tarifa de compra [5] [8].

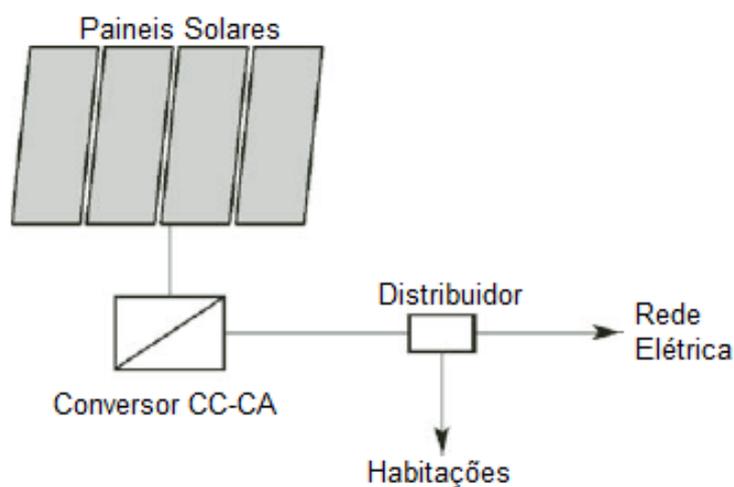


Figura 2.4 - Sistema solar fotovoltaico com ligação à rede elétrica [8].

Se se comparar este tipo de solução com os sistemas isolados, surgem algumas vantagens tais como [8]:

- Toda a energia produzida é injetada na rede, logo não há energia desperdiçada;
- O custo do investimento é cerca de 40% mais baixo devido ao facto de não necessitar de baterias e a manutenção ser praticamente inexistente;
- Maior vida útil do sistema.

Contudo, estes sistemas também possuem algumas desvantagens. Para fornecer energia à rede elétrica é preciso satisfazer algumas condições, como por exemplo, é necessário que a energia seja em corrente alternada, sinusoidal com frequência e amplitude iguais à rede elétrica, que esteja em fase e sem componente harmónica. Na escolha do conversor é preciso ter certos cuidados, como por exemplo, ter incorporado a tecnologia de controlo MPPT, que será explicada mais à frente neste capítulo, será necessário que se desconecte da rede automaticamente aquando de uma falha da mesma, a distorção harmónica abaixo do limite legal e que possua um sistema de sincronização com a rede elétrica [8] [10].

## 2.2. *Maximum Power Point Tracker*

A saída de um painel solar fotovoltaico não é linear, é bastante afetado pela radiação solar e pela temperatura. Como cada curva de saída tem um *Maximum Power Point* (MPP), sendo este o ponto ideal de funcionamento do sistema solar fotovoltaico, é de enorme relevância que exista um algoritmo de *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) [11]. Este monitoriza a tensão e a corrente do módulo fotovoltaico e calcula a melhor combinação. Assim, e mediante as condições climatéricas, ele controla o conversor para que este obtenha sempre o máximo de potência possível [12].

Ao longo do tempo foram investigados e implementados inúmeros algoritmos de MPPT, tendo estes todos a mesma funcionalidade mas sendo todos distintos. Estes diferenciam-se em vários aspetos, dentro dos quais se sobressaem: complexidade, número de sensores, tempo de convergência, eficiência, facilidade de implementação e popularidade [13] [14]. Sendo estes os aspetos a ter em conta aquando da escolha do algoritmo de MPPT a utilizar, salientam-se dois: Perturbação e Observação (P&O) e Condutância Incremental (IncCond), uma vez que são os mais referenciados em artigos científicos e, também, os mais utilizados.

Na Figura 2.5 é representada a curva de potência de um painel solar fotovoltaico e através desta é possível verificar que do lado esquerdo do MPP, o aumento da tensão

provoca um aumento na potência, enquanto do lado direito do mesmo, o acréscimo da tensão diminuirá a potência.

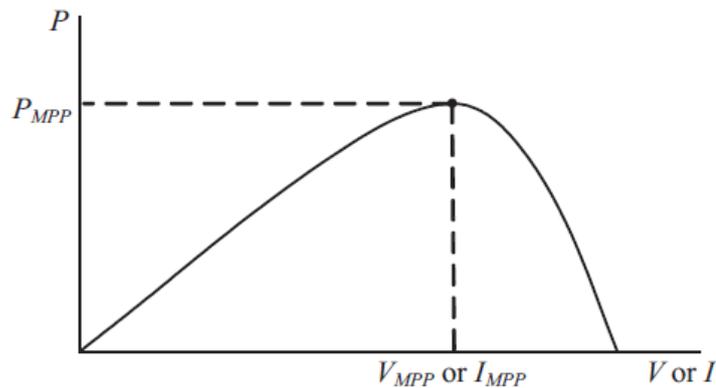


Figura 2.5 - Curva de Potência de um Módulo Fotovoltaico [13].

### 2.2.1. Perturbação e Observação (P&O)

Em muitos artigos científicos descrevem-se os métodos de *Hill Climbing* e P&O. O primeiro usa uma perturbação no *duty-cycle* do conversor de potência, enquanto o segundo utiliza a perturbação na tensão do conjunto de módulos solares fotovoltaicos. Isto torna os dois métodos distintos, mas quando o painel, ou conjunto destes, se encontra ligado ao conversor, uma perturbação no *duty-cycle* afeta a corrente do módulo que, por conseguinte, afeta a tensão do mesmo. Em suma, neste caso específico, referir os métodos *Hill climbing* e P&O são maneiras diferentes de referir o mesmo algoritmo de MPPT [13] [15].

No método de P&O, cujo algoritmo se encontra representado na Figura 2.6, lê-se inicialmente a tensão e a corrente provenientes do painel solar fotovoltaico. De seguida, verifica-se se houve uma alteração na potência extraída. Caso não se tenha alterado, não é introduzida nenhuma perturbação na tensão de referência, mas no caso de existir uma alteração da potência verifica-se se essa é positiva ou negativa. No caso desta diferença ser positiva mantém-se o sentido da perturbação. Se a diferença for negativa inverte-se o sentido da perturbação [13].

Com isto, o sistema tende a oscilar em torno do ponto de máxima potência. Essa oscilação poderá ser reduzida através da diminuição da variação introduzida no sistema. Contudo, uma perturbação demasiado pequena impede que o MPP seja encontrado rapidamente. A solução normalmente utilizada passa por usar uma perturbação variável, isto é, quanto mais perto do objetivo mais pequena será [13] [15].

Este método de encontrar o ponto de máxima potência é dos mais utilizados devido à sua simplicidade de implementação, de necessitar de pouco processamento,

utilização de um controlo digital ou analógico e de usar apenas dois sensores [14]. Porém, tem como desvantagem o funcionamento do sistema oscilar em torno do MPP e poder confundir o ponto de máxima potência quando as condições climáticas sofrerem uma alteração mais brusca, como é representado na Figura 2.7. Se o sistema estiver a funcionar no ponto A e as condições climáticas se mantiverem constantes, a perturbação influencia o sistema para que funcione no ponto B. Mas se no espaço de um período de amostragem as condições climáticas forçarem o sistema a funcionar em  $P_2$ , o ponto de operação do sistema mudará de A para C. Como houve um aumento de potência, é mantido o sentido da perturbação fazendo com que o sistema divirja do MPP [13] [14].

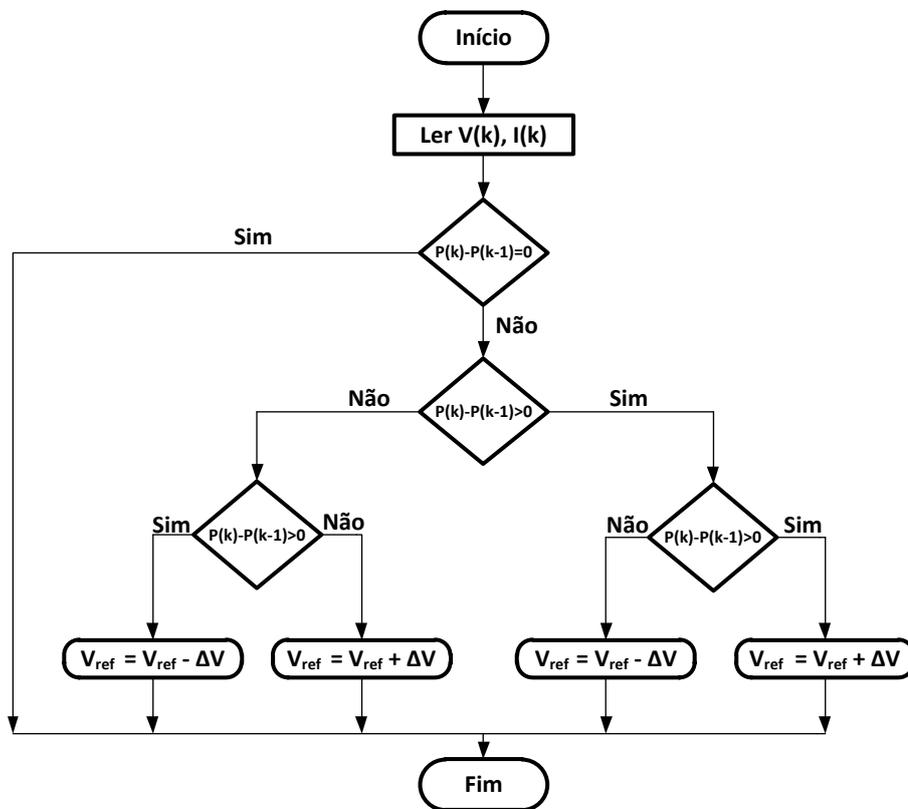


Figura 2.6 - Fluxograma do método P&O [11].

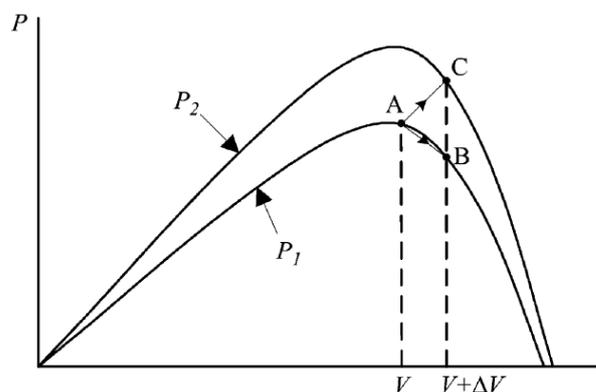


Figura 2.7 - Divergência do MPP no método do P&O [13].

### 2.2.2. Condutância Incremental (*IncCond*)

Este método tem por base o declive da curva característica dum módulo solar fotovoltaico (Figura 2.5). Portanto, sabendo que o declive no ponto de máxima potência tem o valor zero, positivo à sua esquerda e negativo à sua direita. Sabendo que o declive é dado por  $dP/dV$ , a condutância instantânea por  $I/V$  e a condutância incremental por  $\Delta I/\Delta V$ , pode-se afirmar que [13] [15]:

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dV} &= 0, \text{ no MPP} \\ \frac{dP}{dV} &> 0, \text{ à esquerda do MPP} \\ \frac{dP}{dV} &< 0, \text{ à direita do MPP} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Desde que:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2.2)$$

Pode-se reescrever como:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I}{\Delta V} &= -\frac{I}{V}, \text{ no MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} &> -\frac{I}{V}, \text{ à esquerda do MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} &< -\frac{I}{V}, \text{ à direita do MPP} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Para a obtenção do ponto de máxima potência compara-se a condutância instantânea com a incremental. Existe uma tensão de referência ( $V_{ref}$ ) em que o sistema é forçado a funcionar e, no MPP, é igual à  $V_{mpp}$ . Uma vez encontrado o MPP, o sistema funciona nesse ponto até que haja uma alteração climatérica, ou seja, uma variação em  $\Delta I$ . Isto provoca um novo ponto de máxima potência e, para a sua determinação, o sistema incrementa ou decrementa  $V_{ref}$  até que seja encontrado [13], como mostra a Figura 2.8.

O valor do incremento determina a velocidade a que o MPP é encontrado. Este é rapidamente descoberto com um grande incremento, mas assim o sistema pode não operar no ponto exato de potência máxima e oscilar à sua volta. Em alguns artigos científicos, é proposta uma solução mista. Numa primeira fase descobre-se um ponto

próximo do MPP e na segunda fase utiliza-se o método *IncCond* para descobrir exatamente o ponto de máxima potência [13] [15].

Este método também é largamente utilizado pois consegue encontrar o exato MPP, possui boa performance quando existe uma alteração atmosférica mais brusca e apenas necessita de dois sensores. A grande desvantagem, e a razão de muitas vezes não ser adotado, é que este tipo de sistema requer uma maior capacidade de processamento. Isto implica um aumento no valor monetário do mesmo, uma maior complexidade de implementação e necessita de um microcontrolador com mais recursos [11] [13].

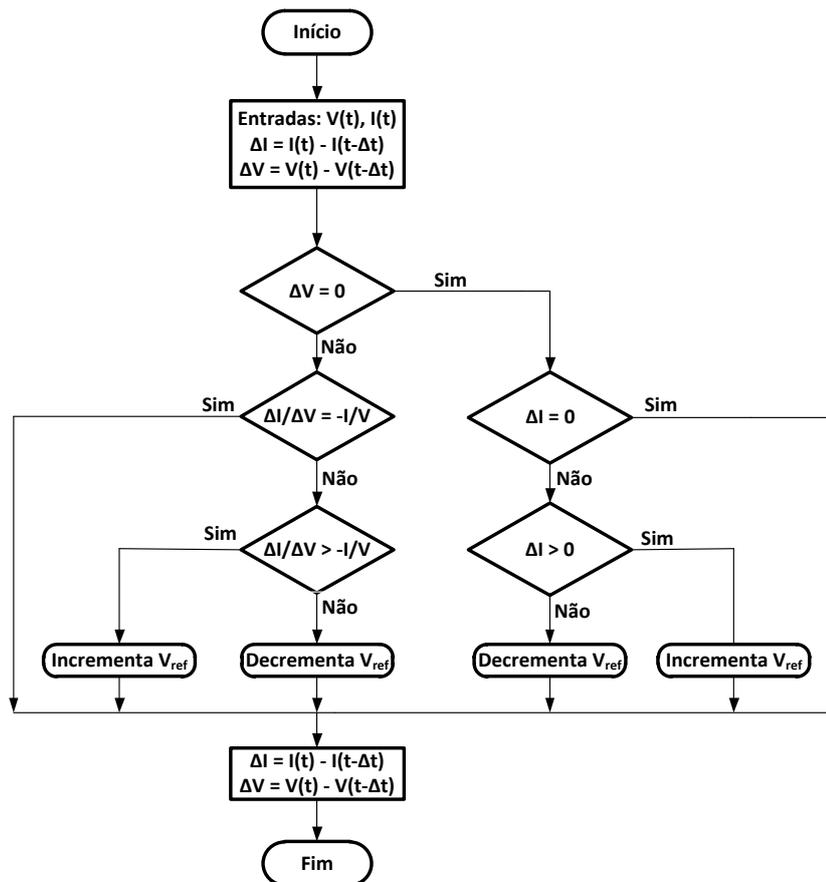


Figura 2.8 - Fluxograma do método *IncCond* [13].

### 2.3. Conversor CC-CC

Os conversores CC-CC são maioritariamente utilizados em fontes de alimentação comutadas ou em circuitos de acionamento de motores de corrente contínua. Como o próprio nome indica, a sua entrada e a sua saída são tensões contínuas. Na maior parte dos casos, a tensão de entrada é uma tensão não regulada, proveniente, por exemplo, de uma retificação da rede elétrica, enquanto a sua saída é uma tensão regulada de valor diferente. Em suma, o seu funcionamento consiste em regular uma tensão possibilitando a subida ou descida do seu valor [16] [17].

Dentro dos vários tipos de conversores existentes, evidenciam-se dois grandes grupos: conversores não isolados e conversores isolados. A diferença consiste na existência de um transformador responsável pelo isolamento elétrico entre a entrada e a saída [17].

- Conversores não isolados: *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*;
- Conversores isolados: *Flyback*, *Forward* e *Push-Pull*.

Na saída do conversor CC-CC, um filtro capacitivo é parte integrante do mesmo. No caso de se usar como fonte comutada, a carga pode ser representada por uma resistência [16].

De acordo com o âmbito desta dissertação, irá ser usado um conversor não isolado do tipo *Boost*. Devido à baixa tensão proveniente do conjunto de módulos solares fotovoltaicos é necessária esta abordagem, elevar a tensão, para posteriormente o conversor CC-CA, que será explicado mais à frente, conseguir uma onda sinusoidal com amplitude suficiente para a ligação à rede elétrica.

### 2.3.1. Controlo dos conversores CC-CC

A tensão média de saída de um conversor CC-CC é controlada de maneira a que atinja o valor desejado, independentemente das variações da tensão de entrada ou da carga à saída. Estes tipos de conversores utilizam elementos comutadores para elevar ou baixar a tensão contínua que se encontra na entrada. Assim, o controlo da tensão de saída consegue-se através do tempo em que o semiconductor de potência se encontra ligado e desligado, como mostra a Figura 2.9. Um dos métodos mais utilizados baseia-se numa frequência de comutação constante e do ajuste do *duty-cycle*. Este é a razão entre o  $t_{on}$  e o  $T_s$ , ou seja, determina o tempo em que o interruptor se encontra ligado de maneira a controlar o valor médio da tensão de saída. Este método é denominado por modulação de largura de impulso, PWM [16].

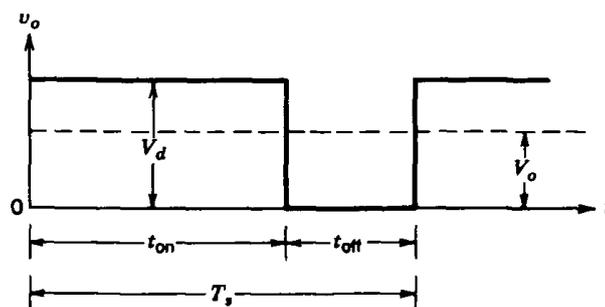


Figura 2.9 - Dependência do valor médio da tensão de saída em relação  $t_{on}$  e ao  $t_{off}$  [16].

O sinal de controlo é responsável pelo estado do elemento comutador, ou seja, se está ligado ou desligado. É obtido através da comparação entre uma forma de onda repetitiva e uma tensão de controlo,  $v_{control}$ , que por sua vez é resultante da diferença entre o valor médio da tensão atual e o valor pretendido [16], como mostra a Figura 2.10.

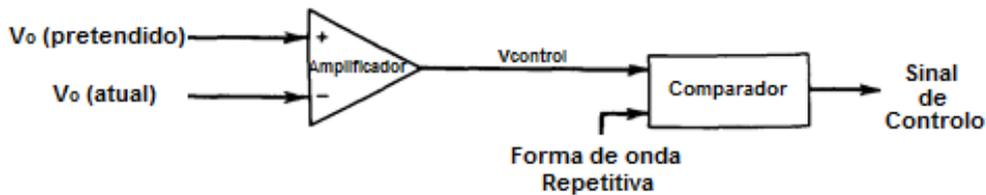


Figura 2.10 - Esquema sobre a obtenção do sinal de controlo [16]

A frequência de comutação é constante e determinada pela forma de onda repetitiva, sendo a dente de serra a mais utilizada. O intervalo de frequências escolhido é entre poucos kHz e poucas centenas de kHz. O sinal de controlo, gerado pela diferença entre a tensão de saída e o valor pretendido, varia lentamente quando comparado com a frequência da forma de onda repetitiva. Quando este é superior à onda dente de serra, o sinal de controlo fica no nível lógico alto, ou seja, o interruptor é ligado [16]. Caso contrário, este é desligado como é representado na Figura 2.11.

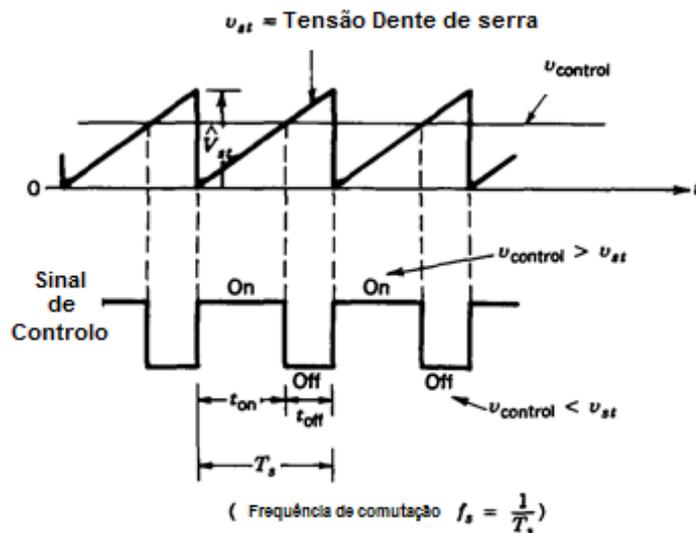


Figura 2.11 - Comparação da tensão de controlo e a onda dente de serra [16].

Relativamente à tensão de controlo e ao pico da forma de onda dente de serra, o *duty-cycle* pode ser expresso por [16]:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}} \quad (2.4)$$

Onde,

- $t_{on}$  – tempo em que o semicondutor se encontra ligado;
- $T_s$  – Período de comutação;
- $V_{control}$  – Sinal de controlo;
- $\hat{V}_{st}$  – Valor de pico da onda repetitiva.

Outro método consiste em variar a frequência de comutação e o tempo em que o interruptor se encontra ligado. Era utilizado em conversores com tiristores mas, com a variação da frequência de comutação, torna-se difícil controlar o *ripple* das formas de onda das tensões de entrada e saída [16].

O conversor utilizado nesta dissertação será um *boost* em que o elemento comutador será um MOSFET de potência e, por conseguinte, o método utilizado será o de comutação por PWM com frequência constante.

### 2.3.2. Conversor *Boost*

Este tipo de conversor, também conhecido por *Step-up*, é normalmente utilizado em fontes de alimentação comutadas e em sistemas de travagem regenerativa de motores elétricos. O seu funcionamento incide em elevar a tensão, ou seja, a tensão de saída é sempre superior à tensão de entrada [18]. Quando o interruptor está ligado, a entrada fornece energia à bobina. Quando o interruptor está desligado, a energia fornecida à saída é proveniente da entrada e da bobina [16]. O circuito do mesmo é representado pela Figura 2.12.

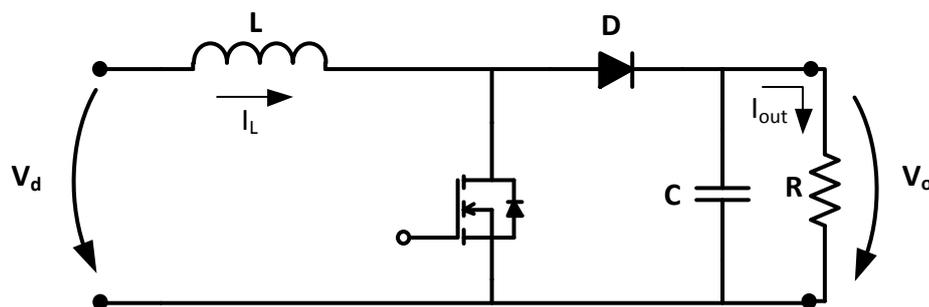


Figura 2.12 - Conversor *Boost*

A Figura 2.13 mostra o circuito equivalente quando o semicondutor de potência está em condução, enquanto a Figura 2.14 representa o circuito equivalente quando o elemento comutador está desligado.

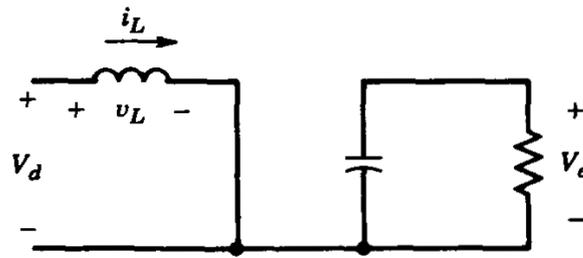


Figura 2.13 - Circuito equivalente do *boost* com o interruptor ligado [16].

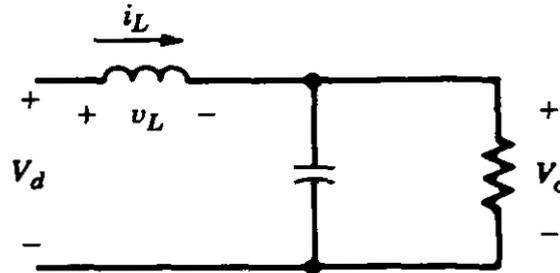


Figura 2.14 - Circuito equivalente do *boost* com o interruptor desligado [16].

Onde,

- $V_d$  - Tensão de entrada;
- $V_o$  - Tensão de saída;
- $T_s$  - Período de comutação;
- $t_{on}$  - Tempo em que o elemento comutador se encontra ligado;
- $t_{off}$  - Tempo em que o elemento comutador se encontra desligado;
- $i_L$  - Corrente na bobine.

### 2.3.2.1. Modo de condução contínua

A Figura 2.15 mostra as formas de onda em regime permanente no modo de condução contínua, onde a corrente no elemento indutor nunca atinge o valor zero.

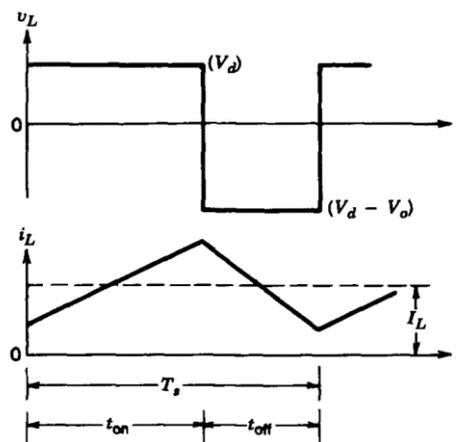


Figura 2.15 - Formas de onda do *boost* no modo contínuo [16].

Tendo por base a Figura 2.15 e sabendo que o integral da tensão na bobine ao fim de cada período é zero, pode-se afirmar que [16]:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (2.5)$$

Dividindo os dois lados da equação (2.5) pelo período de comutação e arranjando a equação [16]:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.6)$$

Onde,

- $D$  – duty-cycle

Desprezando as perdas do circuito, ou seja, a potência de entrada ( $P_d$ ) é igual à potência de saída ( $P_o$ ),  $P_d = P_o$ , [16]

$$V_d I_d = V_o I_o \quad (2.7)$$

E Com base na equação (2.6),

$$\frac{I_o}{I_d} = (1 - D) \quad (2.8)$$

### 2.3.2.2. Limite entre modo de condução contínua e descontínua

A condição que dita se um conversor se encontra em determinado modo é a corrente no elemento indutor. Neste caso, para se encontrar na fronteira entre os dois modos, a corrente ( $i_L$ ) terá de ser zero no fim do ciclo de comutação [16], como mostra a Figura 2.16.

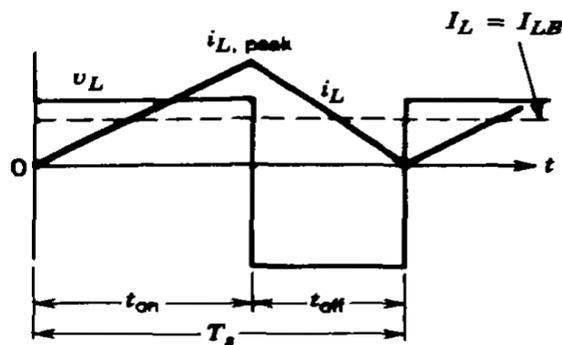


Figura 2.16 - Limite entre o modo de condução contínua e descontínua [16].

Observando a Figura 2.16, o valor médio da corrente no indutor,  $I_{LB}$ , pode ser expresso por [16]:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{Lmax} \quad (2.9)$$

Onde,

- $I_{Lmax}$  – Corrente máxima na bobina.

Sabendo que [16]:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} V_L dt = \frac{V_L}{L} * t_{on} \quad (2.10)$$

Onde,

- $\Delta i_L$  – Variação da corrente na bobina.

Como na fronteira entre o modo de condução contínua e descontínua, o valor mínimo de corrente no elemento indutor é zero,

$$\Delta i_L = i_{Lmax} + i_{Lmin} \Leftrightarrow \Delta i_L = i_{Lmax} \quad (2.11)$$

Pode-se afirmar que:

$$i_{Lmax} = \frac{V_d}{L} * t_{on} \quad (2.12)$$

Então, usando a equação (2.9), obtém-se [16]:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} * t_{on} \quad (2.13)$$

Rearranjando a equação (2.13) com a equação (2.6)

$$I_{LB} = \frac{T_S V_o}{2L} D(1 - D) \quad (2.14)$$

Sabendo que num conversor *boost* a corrente de entrada e a corrente no indutor são a mesma ( $I_d = I_L$ ), usando as equações (2.8) e (2.14), o valor médio da corrente de saída neste limite é dado por [16]:

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D)^2 \quad (2.15)$$

### 2.3.2.3. Modo de condução descontínua

Nos modos anteriormente discutidos foi visto que a corrente no elemento indutor ou nunca atingia o valor zero ou atingia-o exatamente no fim do ciclo de comutação. Neste caso, a corrente que atravessa o indutor anula-se durante um intervalo de tempo, permanecendo nesse valor até que o interruptor controlado volte a ligar-se. Na Figura 2.17 estão representadas as formas de onda no modo em estudo [16].

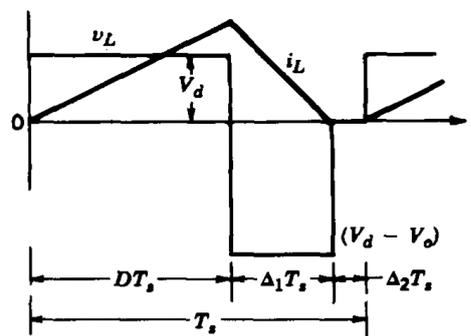


Figura 2.17 - Formas de onda do modo de condução descontínua [16]

Como se pode observar na Figura 2.17, existe um intervalo de tempo em que a corrente na bobina sobe, outro em que esta desce e, por último, um que permanece no valor zero. O primeiro ocorre quando o interruptor está ligado, o segundo quando o mesmo está desligado e o último quando a bobina já esgotou a energia armazenada, não sendo capaz de fornecer corrente [16].

Para uma melhor compreensão do presente modo, assume-se que aquando de uma diminuição da potência de saída, a tensão de entrada e o *duty-cycle* se mantêm constantes [16].

Apesar da relação entre a tensão de entrada e saída dos modos de condução contínua e descontínua serem diferentes, em qualquer dos casos o integral da tensão no elemento indutor ao fim de um ciclo é igual a zero. Assim, a relação do modo em causa pode ser expressa por [16]:

$$V_d DT_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2.16)$$

Onde,

- $\Delta_1$  – Razão do período de comutação para a descida de  $i_L$ .

E desprezando as perdas, ou seja, a potência de saída ser igual à potência de entrada [16]:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2.17)$$

Observando a Figura 2.17 e sabendo que o valor médio da corrente de entrada é igual à corrente na bobine, pode-se afirmar que [16]:

$$I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s(D + \Delta_1) \quad (2.18)$$

Usando a equação (2.17), obtém-se [16]:

$$I_o = \left( \frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1 \quad (2.19)$$

A Figura 2.18 mostra a resposta de um conversor *boost* de acordo com o valor de *duty-cycle* e a relação entre a corrente de saída e a corrente de saída máxima para que opere nos vários modos de operação ( $I_o/I_{oBmax}$ ).

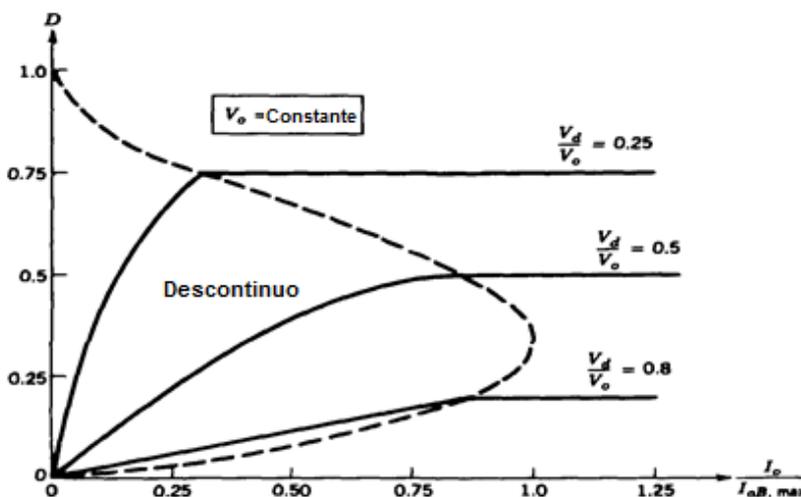


Figura 2.18 - Comportamento de um conversor *boost* para varios valores de  $V_{out}/V_{in}$  [16].

Segundo se pode verificar na Figura 2.18, estão representados vários valores da relação entre a entrada e a saída do conversor, ou seja, vários níveis de tensão

superiores. O limite do modo da condução contínua é representado pela linha a tracejado. Observa-se que para valores inferiores a um, da relação entre a corrente de saída e a corrente de saída máxima para que opere no modo contínuo, existe a possibilidade do conversor funcionar no modo descontinuo.

#### 2.3.2.4. Ripple da tensão de saída

O valor de pico-a-pico do *ripple* da tensão de saída pode ser calculado através das formas de onda representadas na Figura 2.19, para o modo de condução contínua. Assumindo que todo o *ripple* da corrente do diodo atravessa o condensador e o seu valor médio passa pela resistência de carga, a área preenchida na Figura 2.19 representa a carga  $\Delta Q$  [16].

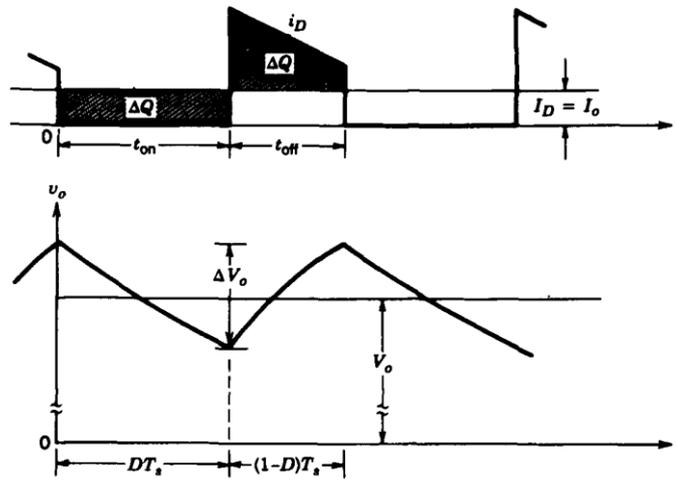


Figura 2.19 - Ripple da tensão de saída do conversor *boost* [16].

Assim pode-se afirmar que o valor de pico-a-pico do *ripple* da tensão de saída é dado por [16]:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{R C} \quad (2.20)$$

Rearranjando a equação anterior [19],

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (2.21)$$

Em que  $\tau$  é a constante de tempo igual a  $RC$ .

## 2.4. Conversor CC-CA

Para sistemas fotovoltaicos similares ao desta dissertação, a última fase do interface com a rede elétrica consiste na conversão da tensão contínua proveniente dos módulos numa tensão alternada, para que seja possível a injeção na rede elétrica. Para isso utiliza-se um conversor CC-CA, vulgarmente conhecido por inversor.

Os inversores têm como principal objetivo produzir uma tensão alternada com amplitude e frequência variáveis através de uma fonte de tensão de corrente contínua. Estes são utilizados em diversas aplicações, como por exemplo, no acionamento de motores de corrente alternada, em fontes de alimentação ininterruptas (UPS) e em filtros ativos de potência. Os inversores podem ser de dois tipos: VSI, *Voltage Source Inverter*, ou CSI, *Current Source Inverter*. No primeiro, o inversor sintetiza a forma de onda da tensão, ou seja, comporta-se como uma fonte de tensão alternada. Quanto ao segundo caso, é sintetizada a forma de onda da corrente, ou seja, o inversor comporta-se como uma fonte de corrente alternada. Em ambos os casos, os inversores ainda podem ser classificados por monofásicos, para alimentar sistemas e cargas monofásicas, ou trifásicos, para alimentar sistemas ou cargas trifásicas [16] [19].

Nesta dissertação utilizar-se-á um inversor monofásico do tipo VSI de modo a obter uma tensão alternada e sinusoidal de 230V e 50Hz. Este tipo de conversor CC-CA pode ser dividido em três grupos diferentes [16]:

- I. Inversor PWM: Tem como entrada uma tensão contínua. Este controla a frequência e magnitude da sua tensão de saída através da modulação de largura de impulso de maneira a conseguir uma onda alternada com determinado conteúdo harmónico. Será discutido mais pormenorizado ao longo deste capítulo.
- II. Inversor de onda quadrada: A tensão contínua na sua entrada deve ser controlada de modo a regular a amplitude da sua tensão alternada de saída, sendo o inversor apenas responsável pelo controlo da frequência da mesma.
- III. Inversor monofásico com cancelamento de tensão: Com este tipo de conversores torna-se possível controlar a magnitude e frequência da tensão de saída, mesmo que a tensão de entrada do inversor seja contínua constante e os interruptores não sejam acionados por PWM. A forma de onda da sua tensão de saída é uma onda quase quadrada. Em suma, este tipo de inversores combina as características dos dois tipos anteriores.

### 2.4.1. Inversores *Half-bridge*

Esta topologia de inversores, também conhecida por inversores em meia ponte, é utilizada para sistemas de baixa potência pois, comparativamente aos inversores *full-bridge* explicados mais à frente, apenas consegue fornecer metade da tensão à carga para a mesma tensão no barramento CC. Os inversores *half-bridge* são compostos por dois condensadores de igual capacidade, como mostra a Figura 2.20, para conseguir um ponto neutro N. Assim, estes condensadores mantêm uma tensão constante com metade do valor da tensão de entrada,  $v_d/2$ . O valor da sua capacidade precisa de ser elevada devido ao facto do inversor provocar harmónicos de corrente de ordem baixa. Além disso, este tipo de conversor é constituído por dois interruptores de potência e dois díodos. Independentemente do estado dos interruptores, a corrente de saída,  $i_o$ , divide-se de igual forma entre os dois condensadores. Quando o elemento comutador S+ é ligado, o mesmo ou o diódo D+ entram em condução dependendo do sentido da corrente. Similarmente, quando o elemento comutador S- é ligado, este ou o diódo D- entram em condução de acordo com o sentido da corrente. Como se pode concluir facilmente, os interruptores S+ e S- não podem estar ligados em simultâneo pois assim aconteceria um curto-circuito no barramento CC da entrada. De maneira a evitar este fenómeno, o sinal de controlo deve garantir um período, denominado como “tempo morto”, em que permita que um dos semicondutores desligue para que depois se possa ligar o outro, não correndo o risco de ter ambos em condução [16] [19].

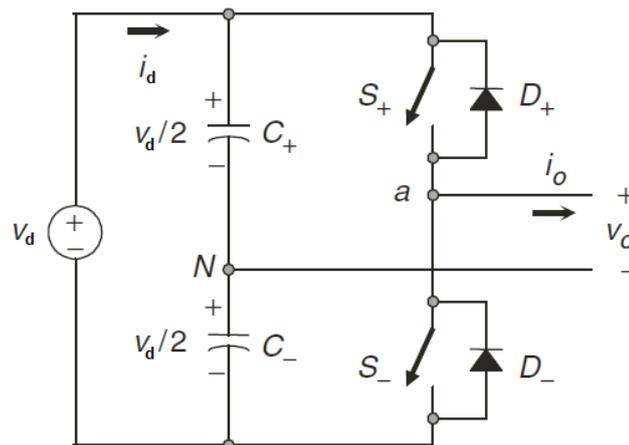


Figura 2.20 - Inversor monofásico em meia ponte [19].

### 2.4.2. Inversores *Full-bridge*

Basicamente, esta topologia consiste na junção de dois inversores da topologia supracitada. São também conhecidos por inversores em ponte completa e são os mais

indicados para potências mais elevadas devido ao facto da sua tensão de saída, para o mesmo barramento CC, ser o dobro da tensão de saída dos inversores em meia ponte. Isto implica que, para a mesma potência, tanto a corrente de saída como nos semicondutores de potência o seu valor seja metade comparativamente à topologia previamente abordada. Esta torna-se a grande vantagem dos inversores de ponte completa, pois assim é necessário menos dispositivos em paralelo [16] [19]. Na Figura 2.21 está representado um inversor em ponte completa.

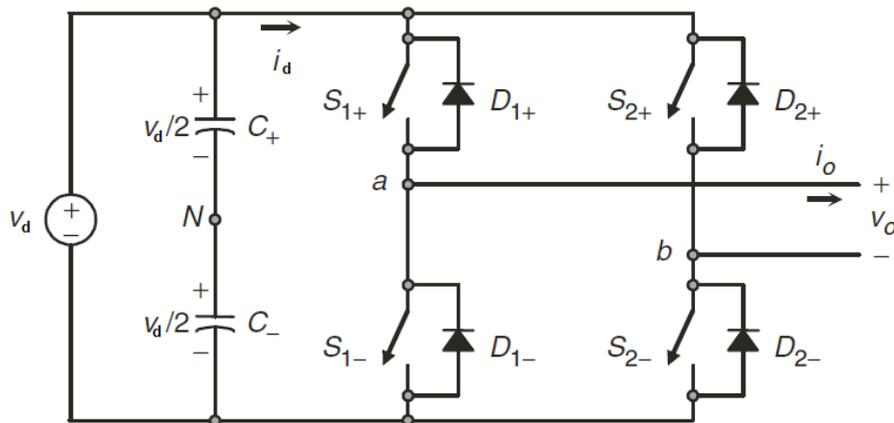


Figura 2.21 - Inversor em Ponte Completa [19].

O seu funcionamento é também muito similar a um inversor em meia ponte. Como esperado, os semicondutores S1+ e S1- (ou os S2+ e S2-) não podem estar ligados em simultâneo, caso contrário um curto-circuito ocorreria no barramento CC [16] [19].

### 2.4.3. Controlo por PWM

O objetivo principal de um inversor incide na conversão de um sinal contínuo numa onda alternada com determinado conteúdo harmónico. De maneira a atingir esse objetivo, o controlo dos semicondutores de potência é conseguido com o método de modulação de largura de impulso (PWM) [16] [19].

Os sinais de controlo dos interruptores do inversor monofásico são gerados através da comparação entre um sinal de controlo sinusoidal ( $V_{\text{control}}$ ) e uma onda triangular ( $V_{\text{tri}}$ ). O primeiro é responsável por modular a frequência de comutação e possui uma frequência  $f_1$  (também conhecida por frequência da onda moduladora), que é a frequência fundamental desejada da onda de saída do inversor. No caso da onda triangular (também conhecida por onda portadora), a sua frequência,  $f_s$ , determina a frequência de comutação dos semicondutores de potência do inversor e a sua amplitude é mantida constante. A onda de saída do inversor será então uma onda modulada com

amplitude igual á entrada e com duração variável. Com a aplicação de um filtro, é possível obter uma onda sinusoidal, contudo esta não será perfeita pois conterá componentes harmónicos na tensão. A razão de amplitude de modulação  $m_a$  é definida como [16] [19]:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.22)$$

Em que,  $\hat{V}_{control}$  é a amplitude máxima do sinal de controlo e o  $\hat{V}_{tri}$  é a amplitude da onda triangular, que geralmente se mantém constante.

Como mostra a Figura 2.22, o resultado da comparação entre o sinal de controlo e a onda triangular são impulsos de duração variável, que terão como componente fundamental um senoide [16], sendo explicada mais à frente a forma como surgem os impulsos.

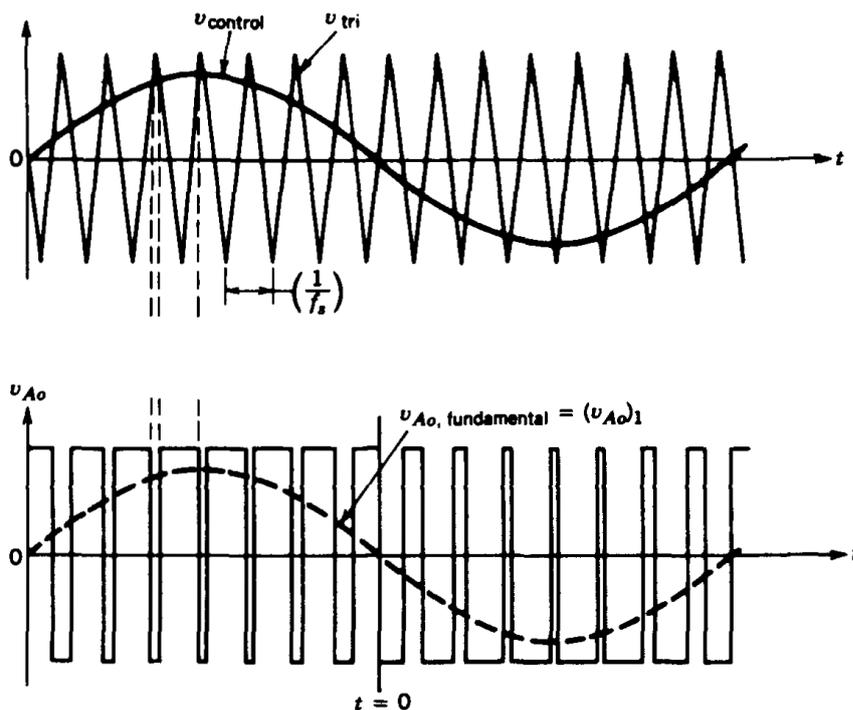


Figura 2.22 - Modulação por largura de impulsos [16].

#### 2.4.3.1. Controlo por PWM Bipolar

Num inversor em ponte completa controlado por PWM bipolar, os semicondutores de potência comutam aos pares, constituídos pelos diagonalmente opostos (S1+, S2- e S1-, S2+). Os elementos comutadores S1+ e S2- são ligados simultaneamente, ficando a carga com uma tensão no valor de  $V_d$ . Os semicondutores

S2+ e S1- também são ligados simultaneamente, ficando a carga sujeita a uma tensão de  $-V_d$ . De maneira a evitar o curto-circuito anteriormente explicado, é necessário um determinado tempo para que o primeiro grupo desligue e o segundo entre em condução, denominado “tempo morto”. Com este tipo de controlo, a forma de onda do braço A é equiparada à onda de saída de um inversor em meia ponte e obtida também através da comparação entre  $v_{control}$  e  $V_{tri}$ , como mostra a Figura 2.23a. Por exemplo, quando S1+ está em condução e  $V_{aN}$  é igual a  $\frac{1}{2}V_d$ , S2- está igualmente ligado e  $V_{aN} = -\frac{1}{2}V_d$  [16] [19]. Assim,

$$v_{bN}(t) = -v_{aN}(t) \tag{2.23}$$

Logo,

$$v_o(t) = v_{aN}(t) - v_{bN}(t) = 2v_{aN}(t) \tag{2.24}$$

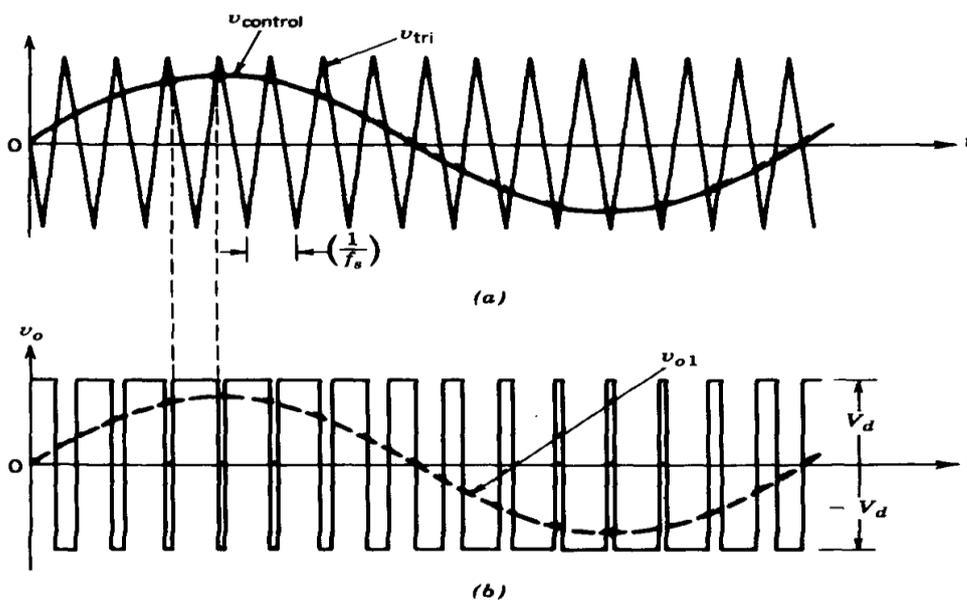


Figura 2.23 - PWM com tensão de comutação bipolar [16]

Assim, e observando a Figura 2.23a, da comparação entre  $v_{tri}$  e  $v_{control}$  resulta:

$$v_{control} > v_{tri}: S_{1+}, S_{2-} \text{ ligados e } v_o = V_d$$

$$v_{control} < v_{tri}: S_{1-}, S_{2+} \text{ ligados e } v_o = -V_d$$

### 2.4.3.2. Controlo por PWM unipolar

Contrariamente ao PWM descrito anteriormente, os semicondutores de potência dos dois braços do PWM unipolar não comutam simultaneamente. Estes são

controlados separadamente através da comparação entre a forma de onda triangular,  $v_{tri}$ , e os sinais de controlo sinusoidais,  $v_{control}$  e  $-v_{control}$  [16] [19], como representado na Figura 2.24a.

Assim, os semicondutores de potência do braço A são controlados com a resultante da comparação entre  $v_{tri}$  e  $v_{control}$ , obtendo os seguintes sinais lógicos [16]:

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri}: S_{1+} \text{ ligado e } v_{aN} &= V_d \\ v_{control} < v_{tri}: S_{1-} \text{ ligado e } v_{aN} &= 0 \end{aligned}$$

Para os semicondutores de potência do braço B, a mesma onda triangular é comparada com o segundo sinal sinusoidal de controlo,  $-v_{control}$ , formando os sinais lógicos [16].

$$\begin{aligned} -v_{control} > v_{tri}: S_{2+} \text{ ligado e } v_{bN} &= -V_d \\ -v_{control} < v_{tri}: S_{2-} \text{ ligado e } v_{bN} &= 0 \end{aligned}$$

Os sinais lógicos de ambos os braços do inversor em ponte completa podem ser visualizados na Figura 2.24b e Figura 2.24c.

Com base nas formas de onda representadas na Figura 2.24b e Figura 2.24c, existem quatro combinações de comutação dos elementos comutadores e as suas respetivas tensões [16]:

- $S_{1+}, S_{2-}$  ligados:  $v_{aN} = V_d$ ;  $v_{bN} = 0$ ;  $v_o = V_d$
- $S_{1-}, S_{2+}$  ligados:  $v_{aN} = 0$ ;  $v_{bN} = V_d$ ;  $v_o = -V_d$
- $S_{1+}, S_{2+}$  ligados:  $v_{aN} = V_d$ ;  $v_{bN} = V_d$ ;  $v_o = 0$
- $S_{1-}, S_{2-}$  ligados:  $v_{aN} = 0$ ;  $v_{bN} = 0$ ;  $v_o = 0$

(2.25)

Através das equações supracitadas, é de fácil compreensão que quando o conjunto superior ou inferior dos semicondutores de potência se encontram ligados simultaneamente, a tensão de saída do inversor em ponte completa é zero [16] [19].

A tensão de saída do inversor em ponte completa é obtida através da diferença entre  $v_{aN}$  e  $v_{bN}$  e com base nas equações (2.25) e na Figura 2.24d, verifica-se que esta varia entre  $V_d$ ,  $-V_d$  e 0.

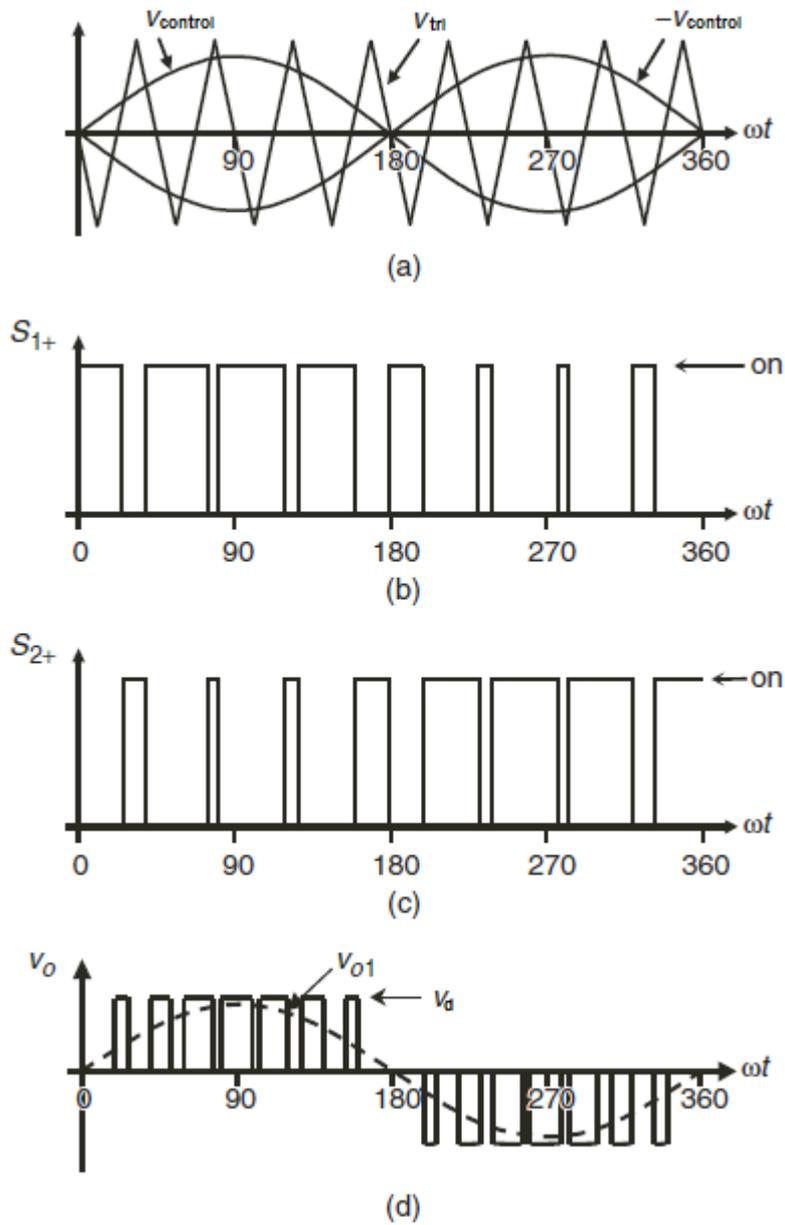


Figura 2.24 - Formas de onda do controlo de PWM unipolar. (a) sinais de controlo sinusoidais e onda triângular; (b) sinal lógico do semiconductor  $S_{1+}$  (c) sinal lógico do semiconductor  $S_{2+}$ ; (d) Tensão de saída do inversor em ponte completa com PWM unipolar. [19]

# CAPÍTULO 3

## Dimensionamento e Simulações Computacionais

Neste capítulo abordou-se as características do módulo solar fotovoltaico escolhido, o dimensionamento dos circuitos utilizados e as simulações computacionais necessárias para a realização desta dissertação.

A prévia simulação dos circuitos utilizados é uma fase de extrema importância, visto que permite testar e validar o funcionamento dos circuitos. Com isso, consegue-se aperfeiçoá-los e reduzir o tempo e os custos de implementação. É de igual importância aproximar a simulação à realidade, pois só assim se consegue validar o funcionamento do sistema.

Nos dias de hoje, existem vários softwares dedicados à simulação de circuitos. Para a realização desta dissertação, utilizou-se o PSIM desenvolvido pela empresa *PowerSim Inc.* A escolha recaiu principalmente sobre este software devido ao facto deste ser especialmente desenvolvido para circuitos de eletrónica de potência. Além disso, a experiência existente neste software e o seu interface simples foram fatores que também contribuíram para a sua utilização neste projeto.

### 3.1. Painel Solar Fotovoltaico

Apesar de não haver a possibilidade da utilização de um conjunto de módulos solares fotovoltaicos, isso não foi impedimento à realização desta dissertação. Para a simulação do mesmo, utilizou-se o modelo físico disponibilizado pelo software de simulação. Foi feita uma pesquisa tendo como objetivo a escolha de um módulo solar fotovoltaico, pois era necessário saber algumas especificações técnicas do mesmo.

O módulo solar fotovoltaico escolhido foi da marca *SolarWorld*, com 36 células de silício policristalino por módulo e com uma potência de 130W. As suas especificações técnicas nas *Standard Test Conditions* (STC), com um valor de radiação de  $1000 \text{ W/m}^2$  e a temperatura com um valor de  $25^\circ\text{C}$ , são apresentadas na Tabela 3.1. Como apenas um módulo deste painel fotovoltaico não era suficiente para satisfazer os requisitos do projeto, foi necessário ligar 11 módulos em série para obter uma maior tensão e potência aos terminais do conjunto dos módulos solares fotovoltaicos. Conseguiu-se, assim, que este fornecesse uma tensão de 191,4 V e uma potência de 1430 W.

Utilizou-se a ferramenta “Solar Module (physical model)” disponibilizada pelo software de simulação. Isto permite fazer uma simulação realista e detalhada de um painel solar fotovoltaico. Com esta ferramenta de simulação, é possível ajustar os parâmetros para que a mesma fique de acordo com o pretendido. Como é mostrado na Figura 3.1, os parâmetros disponibilizados pelo fabricante do painel solar fotovoltaico foram introduzidos na ferramenta de simulação, o que permitiu o ajuste da potência, tensão e corrente do modelo físico, ficando mais próximo do pretendido. Assim, foi possível obter as curvas I-V e P-V que são caracterizadoras do comportamento do módulo solar fotovoltaico, como também é mostrado na Figura 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações Técnicas do módulo fotovoltaico nas STC. [20]

<i>SolarWorld – Sunmodule SW 130 poly/R6A</i>	
<b>Potência máxima (<math>P_{max}</math>)</b>	130 W
<b>Tensão em curto aberto (<math>V_{oc}</math>)</b>	21,5 V
<b>Tensão de pico (<math>V_{mpp}</math>)</b>	17,4 V
<b>Corrente de curto-circuito (<math>I_{sc}</math>)</b>	7,99 A
<b>Corrente de pico (<math>I_{mpp}</math>)</b>	7,49 A

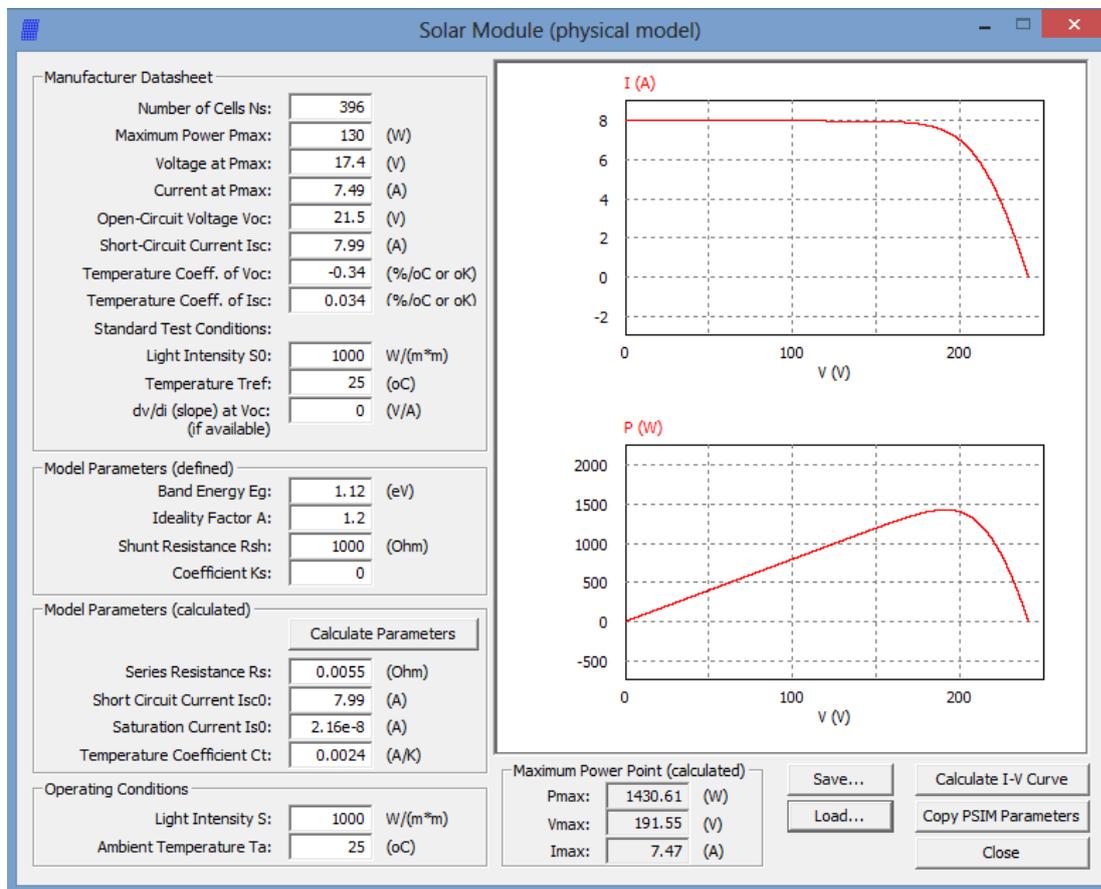


Figura 3.1- “Solar Module (physical model)”

A Figura 3.2 mostra o símbolo e os atributos do módulo solar fotovoltaico simulado. Como é representado na Figura 3.2, este tem duas entradas e duas saídas. Como entradas recebe a radiação,  $s$ , e a temperatura,  $T$ . Como saídas, possui uma positiva e outra negativa. Além disso, contém uma saída no topo do painel que indica qual a potência máxima teórica para as condições de radiação e temperatura aplicadas.

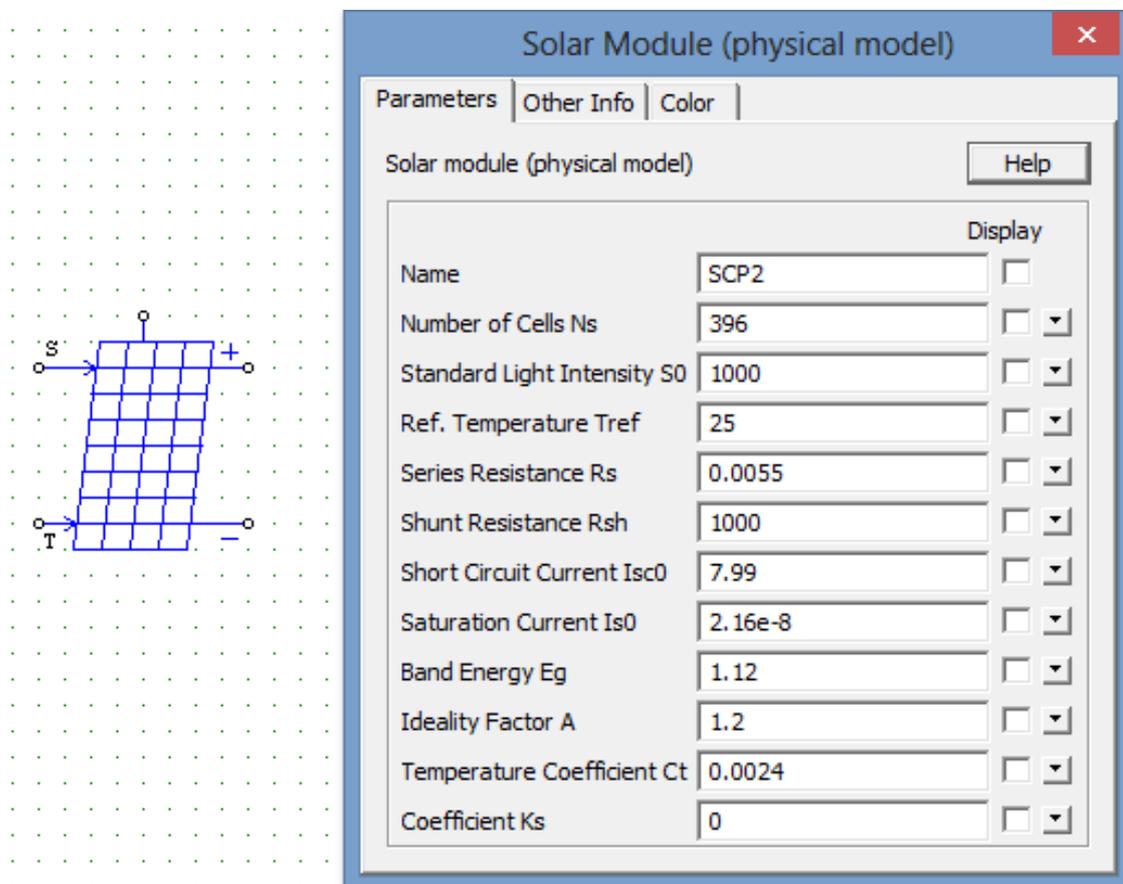


Figura 3.2 - Atributos e Desenho grafico do painel no ambiente de simulação

### 3.2. Conversor *Boost*

Para a realização do conversor foi necessário efetuar o dimensionamento dos seus elementos constituintes. Como visto na Figura 2.12, o conversor é constituído por uma bobina, um díodo, um semiconductor de potência e um condensador.

Neste caso, vai-se dimensionar um conversor elevador de tensão que servirá para elevar a tensão proveniente do conjunto solar fotovoltaico, como explicado anteriormente.

As características do conversor são apresentadas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Características do Conversor *boost*.

<b>Conversor Boost</b>	
<b>V<sub>in</sub></b>	191,4 V
<b>V<sub>out</sub></b>	400 V
<b>P<sub>in</sub></b>	1430 W
<b>f<sub>s</sub></b>	50 kHz
<b>ΔV<sub>o</sub></b>	2,5%

O *duty-cycle* é calculado pela relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor. Logo,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \Leftrightarrow \quad (3.1)$$

$$D = 0,5215$$

Desprezando as perdas, sabe-se que a potência de entrada é igual à potência de saída. Logo a carga é calculada através de:

$$P = \frac{V_{out}^2}{R} \Leftrightarrow \quad (3.2)$$

$$R = \frac{400^2}{1430} \Leftrightarrow R \cong 111,9 \Omega$$

A bobina é de extrema importância para o funcionamento do conversor, sendo a corrente na bobina que define em que modo é que o conversor opera. Para o modo de condução contínua, o valor da bobine é calculado por:

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} * V_{in} * \frac{D}{f_S} \quad (3.3)$$

$$L = 2,85 \text{ mH}$$

É possível determinar o condensador através do *ripple* da tensão de saída. Como abordado anteriormente, o valor do condensador pode ser obtido por:

$$C = \frac{V_o D}{f_S \Delta V_o R} \Leftrightarrow \quad (3.4)$$

$$C = 4\mu F$$

### 3.2.1. Simulação do conversor *boost*

Com o dimensionamento realizado, prossegue-se para a simulação do conversor *boost*. Para isso, montou-se o circuito no ambiente de simulação e o semicondutor de potência escolhido foi um MOSFET de potência, como mostra a Figura 3.3. Inicialmente simulou-se em malha aberta para ver a resposta do conversor e por fim, testou-se o algoritmo de controlo MPPT Perturbação e Observação.

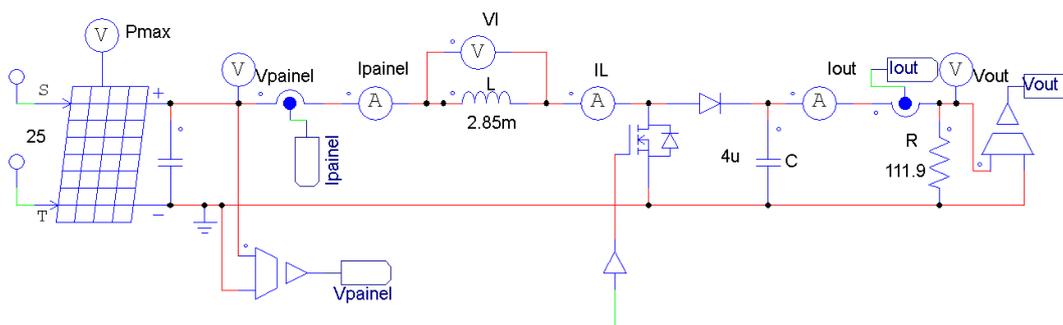


Figura 3.3 – Conversor *boost*.

Como descrito anteriormente, começou-se por simular o conversor em malha aberta para ver a sua resposta. Para isso, aplicou-se na *gate* do semicondutor uma onda quadrada com *duty-cycle* constante e com uma frequência de 50 kHz. O valor utilizado foi o dimensionado, ou seja, 0,5215. Na Figura 3.4 está representado o conversor para o teste em malha aberta.

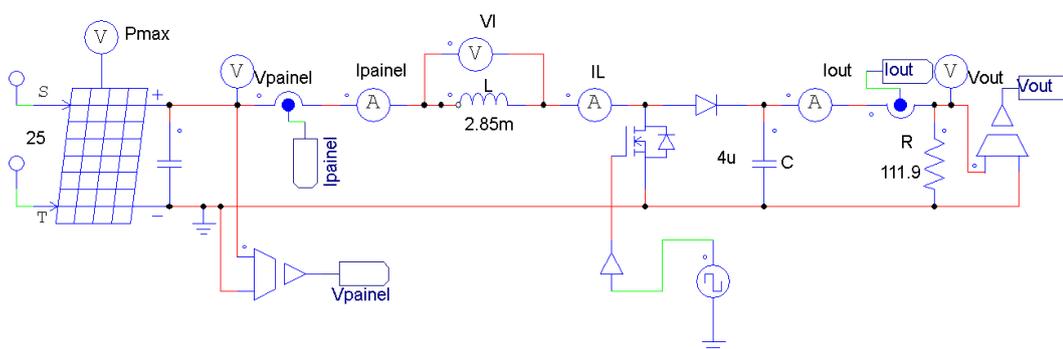


Figura 3.4 - Teste o conversor em malha aberta.

Os resultados desta simulação estão representados da Figura 3.5 à Figura 3.9. Estas representam as formas de ondas da corrente e tensão do painel, tensão de entrada e de saída do conversor, corrente na bobina e a tensão *drain-source* do MOSFET,

respetivamente. Pode-se verificar através da Figura 3.5, que o conjunto de módulos solares fotovoltaicos funciona de acordo com as especificações do fabricante para as STC, ou seja, em regime permanente, possui um valor médio de tensão aos seus terminais de 191,4 V e é capaz de fornecer uma corrente com valor médio de 7,49 A.

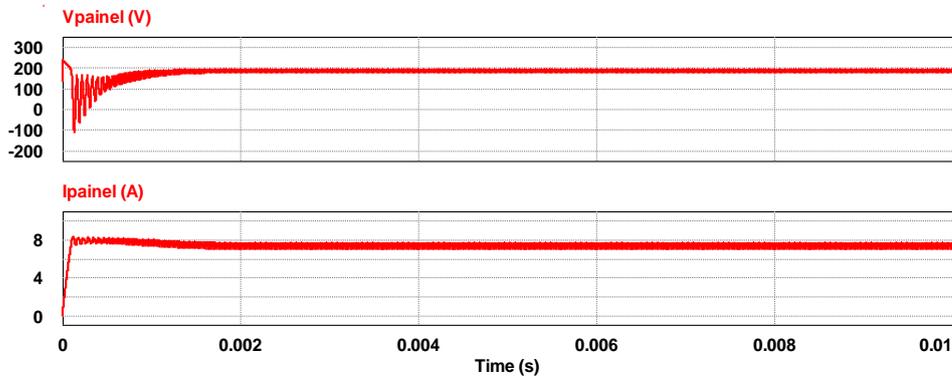


Figura 3.5 - Tensão e Corrente no painel solar fotovoltaico.

Tendo sido testado o módulo solar fotovoltaico com sucesso, segue-se o teste ao funcionamento do conversor *boost*, isto é, testar a sua capacidade de elevar tensão dentro dos parâmetros dimensionados. Como mostra a Figura 3.6, em regime permanente, o conversor consegue elevar a tensão proveniente do painel solar fotovoltaico de 191,4V para 400V.

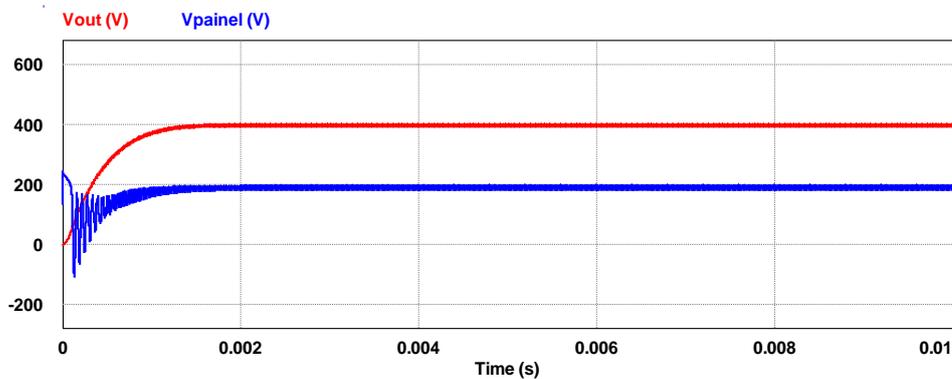


Figura 3.6 - Tensão de entrada e tensão de saída do conversor.

No caso da Figura 3.7, observa-se que o conversor respeita os valores de *ripple* considerados na fase de dimensionamento ( $\Delta V_o$  da Tabela 3.2), ou seja, tem um valor de *ripple* da tensão de saída de aproximadamente 10V.

Através da Figura 3.8 consegue-se verificar que o conversor funciona no modo de condução contínua pois a corrente na bobina nunca atinge o valor nulo.

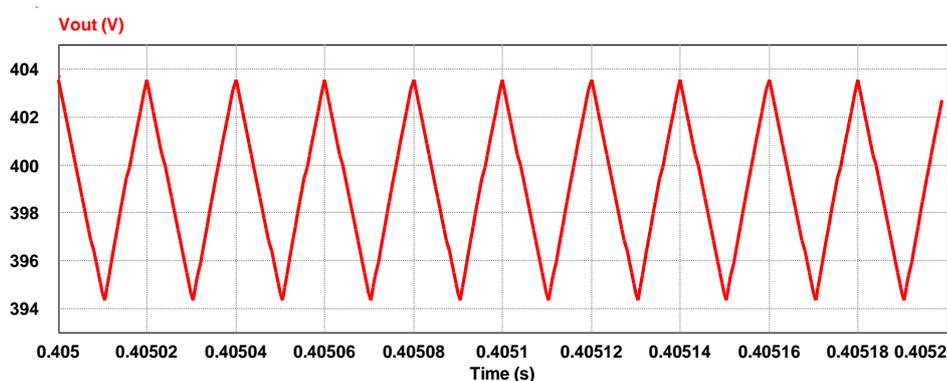


Figura 3.7 - Ampliação da forma de onda da tensão de saída do conversor.

Na Figura 3.9 é possível visualizar a tensão *drain-source* no MOSFET. Pode-se verificar que a tensão varia entre 0 V e os 400V e portanto, aquando da escolha do MOSFET, este terá de suportar uma tensão *drain-source* de pelo menos 400V.

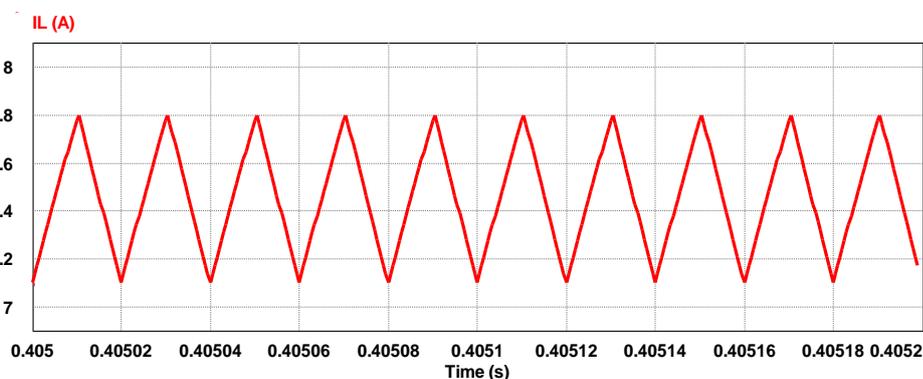


Figura 3.8 - Corrente na bobina.

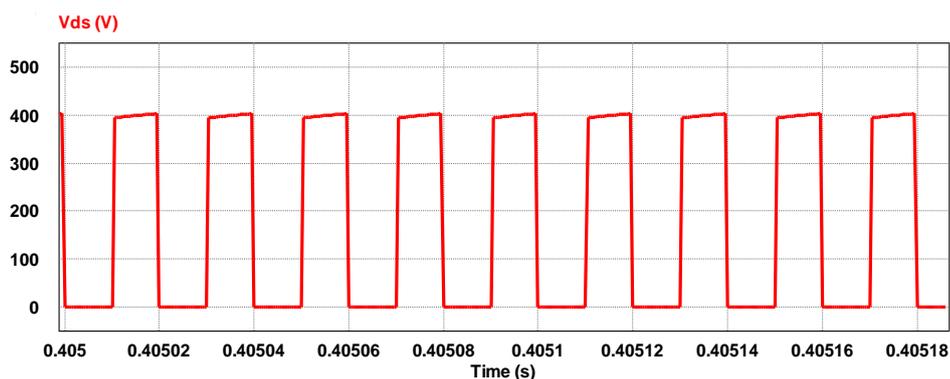


Figura 3.9 - Tensão *drain - source* do MOSFET.

### 3.2.2. Validação do algoritmo de MPPT

O algoritmo de MPPT utilizado no conversor desta dissertação foi o perturbação e observação, explicado na secção 2.2.1. Nas simulações anteriores, o painel solar fotovoltaico operava nas STC, ou seja, com um valor de radiação de  $1000 \text{ W/m}^2$  e com

uma temperatura de 25°C. Para a validação do algoritmo implementado introduziram-se alterações no valor da radiação ao longo do tempo, como é representado na Figura 3.11, visto que este é o parâmetro que influencia de forma mais acentuada o valor da potência disponibilizado pelos painéis. Assim, o que se pretende demonstrar é que, através desta técnica de controlo MPPT, o conversor é capaz de se adaptar dinamicamente perante diferentes condições de radiação, de modo a que seja possível extrair, em cada momento, a potência máxima que o painel é capaz de fornecer.

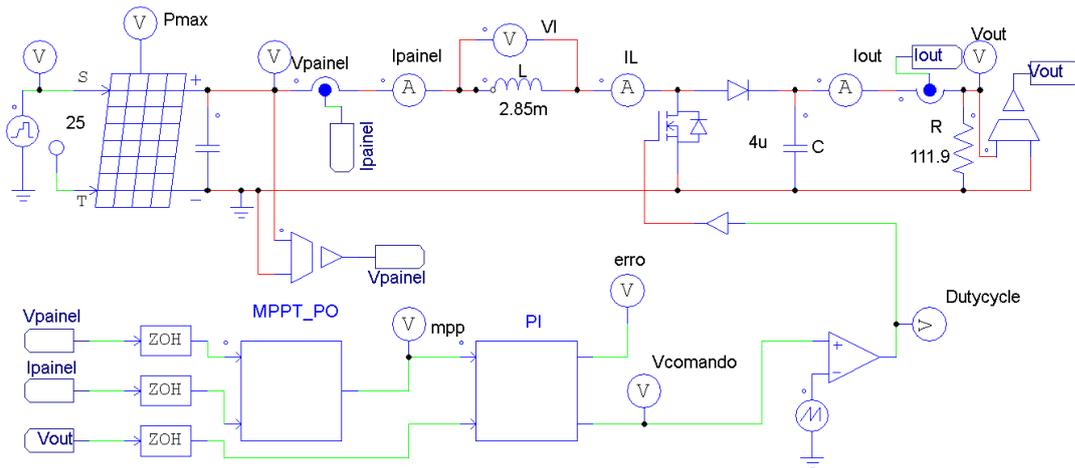


Figura 3.10 - Conversor *boost* com malha fechada.

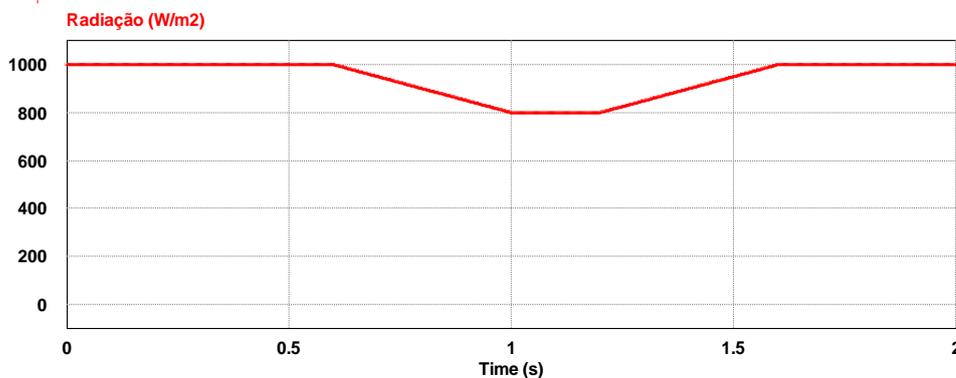


Figura 3.11 - Radiação aplicada ao painel solar fotovoltaico.

Na Figura 3.12, a linha azul representa a potência máxima teórica para condições de radiação e temperatura aplicadas, sendo obtida através da saída superior do conjunto de módulos solares fotovoltaicos (Figura 3.2). A linha vermelha é a potência de saída do conversor *boost*, que resulta da multiplicação entre a corrente e a tensão na carga.

Observando a Figura 3.12, através da comparação das duas formas de onda, é possível comprovar que o algoritmo de MPPT foi capaz de acompanhar as alterações introduzidas no valor de radiação, exigindo do conjunto de módulos solares fotovoltaicos valores muito próximos da potência máxima do mesmo.

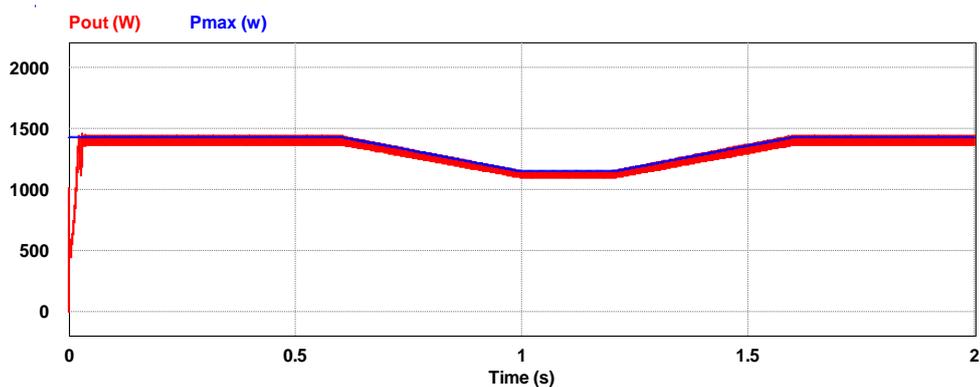


Figura 3.12 - Variação da potência de saída do conversor conforme a radiação.

### 3.3. Conversor CC-CA

Nesta dissertação utiliza-se um inversor monofásico em ponte completa com controlo por PWM unipolar, como mostra a Figura 3.13. Foi escolhido este controlo, em comparação com o bipolar, devido ao facto do controlo por PWM unipolar provocar menos harmónicos na saída do inversor [21]. A entrada do inversor será a saída do conversor *boost*, mas, em primeiro lugar, simulou-se o inversor em separado para um melhor estudo do seu funcionamento. A sua entrada será, portanto, uma fonte de tensão contínua. O controlo unipolar necessita de dois sinais de controlo sinusoidais,  $v_{\text{control}}$  e  $-v_{\text{control}}$ , como é explicado na secção 2.4.3.2.

Nesta simulação usa-se a mesma fonte de tensão sinusoidal para os dois sinais de controlo, aplicando um bloco K de valor -1 para que os dois sinais sejam opostos. Esta abordagem foi escolhida para tornar a simulação mais realista pois, na prática, o microcontrolador usa a mesma senoide para gerar os dois sinais de controlo sinusoidais,  $v_{\text{control}}$  e  $-v_{\text{control}}$ .

Apesar de na Figura 3.13 estar representado um inversor monofásico em ponte completa com um filtro LC passa-baixo, irão ser apresentados resultados da simulação com e sem esse filtro para um estudo mais aprofundado.

Observando a Figura 3.14, pode-se verificar que os sinais de controlo sinusoidais,  $-v_{\text{control}}$  e o  $v_{\text{control}}$  têm uma frequência de 50 Hz, frequência fundamental pretendida para a forma de onda à saída do inversor. Quanto à onda triangular, possui uma frequência de 20 kHz (Figura 3.15), que por sua vez, será a frequência de comutação.

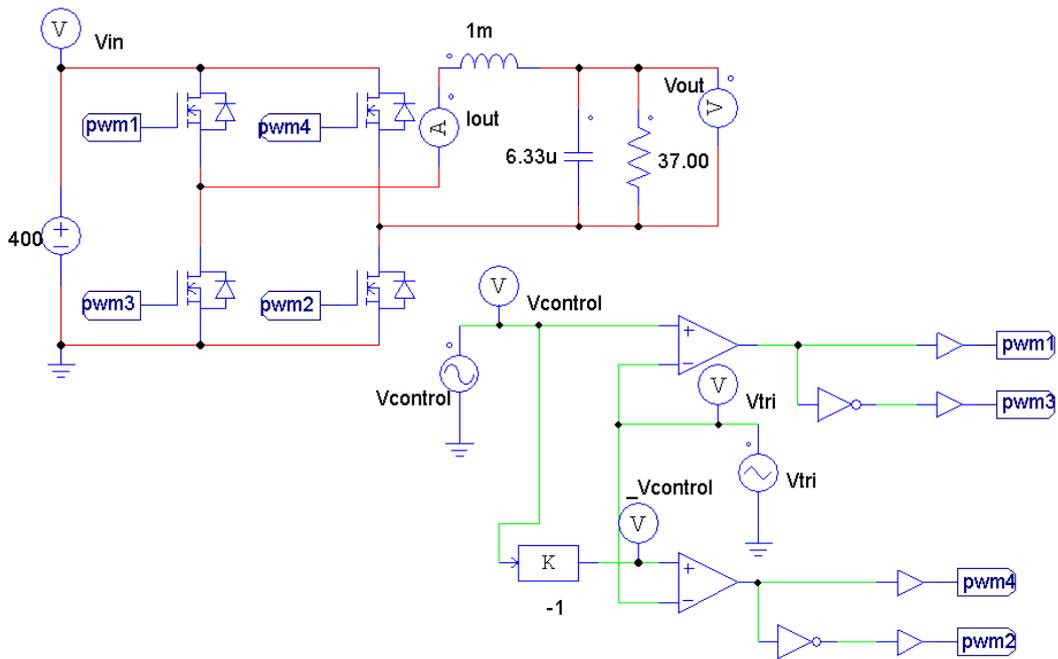


Figura 3.13 - Inversor monofásico com controlo unipolar.

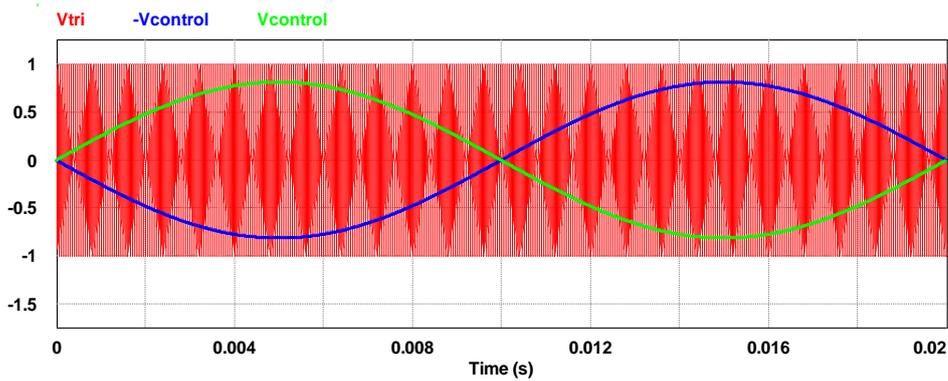


Figura 3.14 - Sinais de controlo sinusoidais e onda triângular.

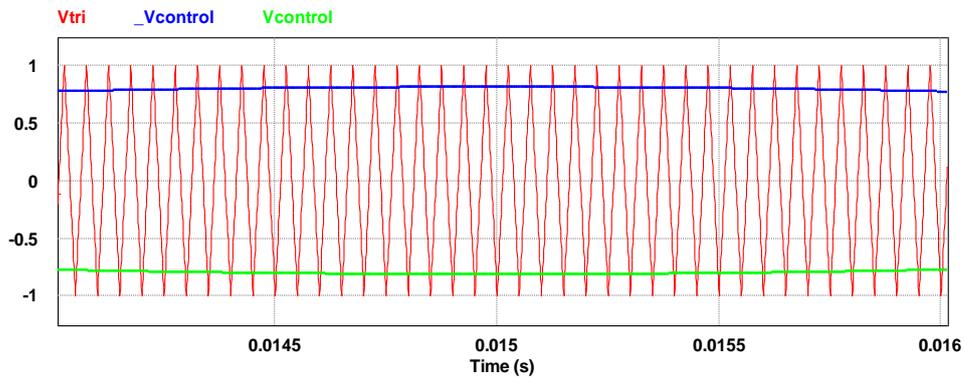


Figura 3.15 - Zoom dos sinais de controlo sinusoidais e da onda triângular .

Assim, e com base na equação (2.22), a razão de amplitude de modulação é obtida por:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \Leftrightarrow$$

$$m_a = \frac{0,8215}{1} = 0,8215$$

Como o objetivo do inversor é obter uma forma de onda alternada à sua saída, o valor de pico do sinal de controlo é de 0,8215. Isto deve-se ao facto da tensão contínua fornecida pelo *boost* ser de 400V. Deste modo, com 400V na entrada, consegue-se uma onda cuja componente fundamental possui um valor eficaz de aproximadamente 230V. Assim, e para valores iguais ou inferiores a um de  $m_a$ , a amplitude da componente fundamental da forma de onda à saída do inversor é obtida por:

$$\hat{V}_{out} = m_a * V_{in} \quad (3.5)$$

As perdas são desprezadas em ambos os circuitos, logo a potência de entrada do conversor CC-CC é igual potência de saída do inversor. Desta forma, a carga resistiva é calculada através:

$$P = \frac{V_{out}^2}{R} \Leftrightarrow \quad (3.6)$$

$$R = \frac{230^2}{1430} \cong 37 \Omega$$

A escolha dos MOSFET do inversor tem por base a tensão a que estes estão sujeitos entre o *drain* e a *source*,  $V_{ds}$ , a corrente que percorre o *drain*,  $I_d$ , e a sua resistência entre o *drain* e a *source*,  $R_{ds}$ . Posto isto, simulou-se o inversor sem o filtro LC com o objetivo de estudar o seu funcionamento e também as condições a que os MOSFET estão sujeitos.

Na Figura 3.16 e Figura 3.17 estão representados as tensões  $V_{ds}$  dos semicondutores de potência e na Figura 3.18 e Figura 3.20 estão representadas as correntes de *drain* de cada um dos MOSFET do inversor. Já na Figura 3.19 e Figura 3.21 é feito um zoom às corrente do *drain* dos MOSFET S1, S4 e S3, S2, respetivamente.

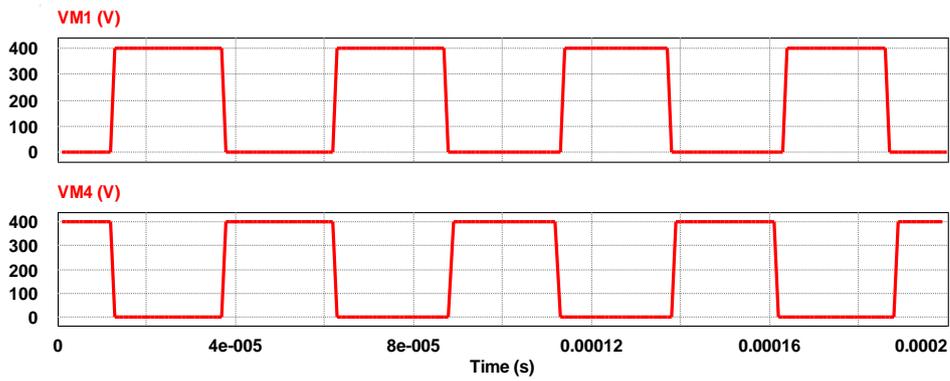


Figura 3.16 – Tensão  $V_{ds}$  dos MOSFET S1 e S4.

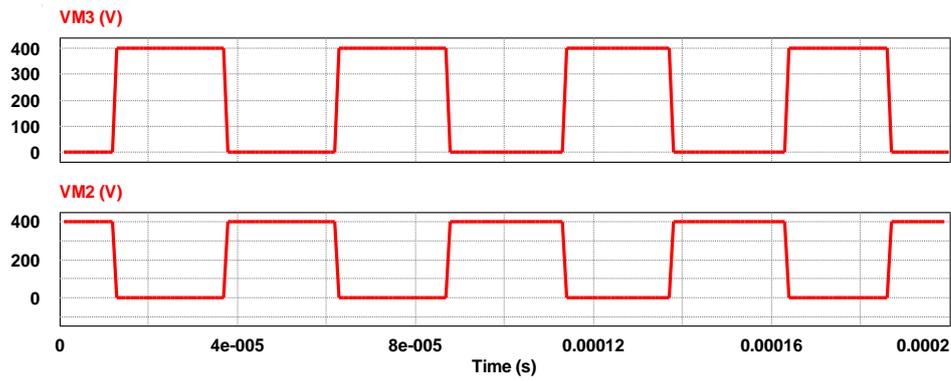


Figura 3.17 – Tensão  $V_{ds}$  dos MOSFET S3 e S2.

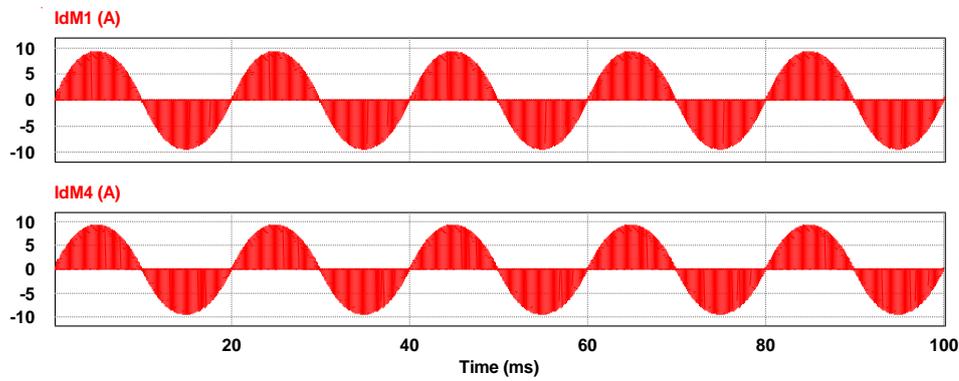


Figura 3.18 - Corrente no *drain* dos MOSFET S1 e S4.

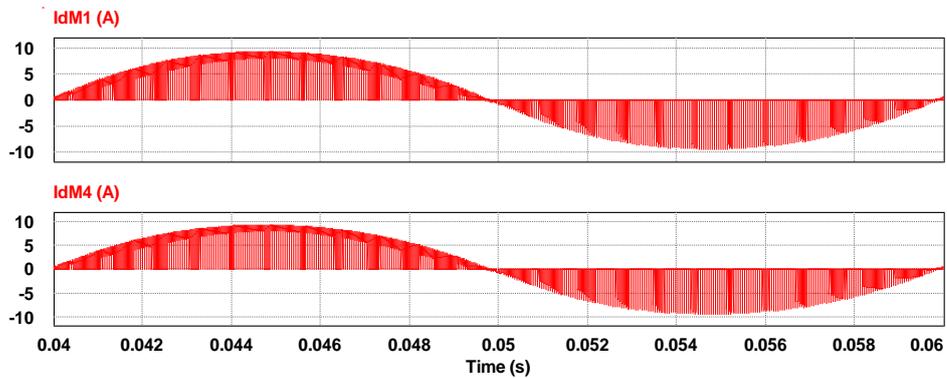


Figura 3.19 – Zoom da corrente no *drain* dos MOSFET S1 e S4.

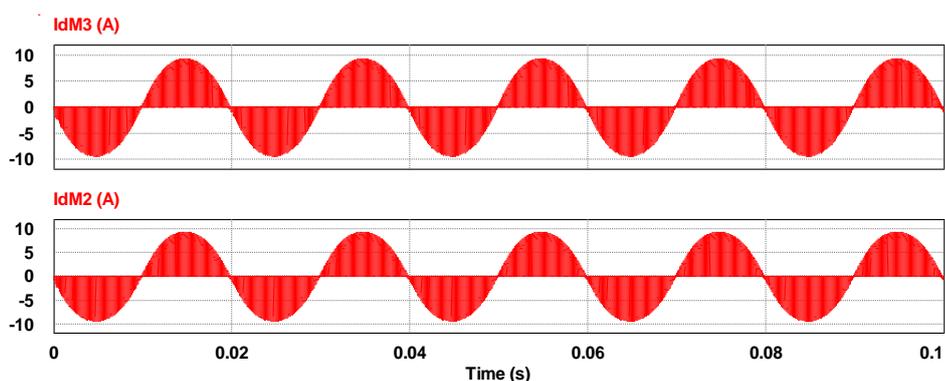


Figura 3.20 - Corrente no *drain* dos MOSFET S3 e S2.

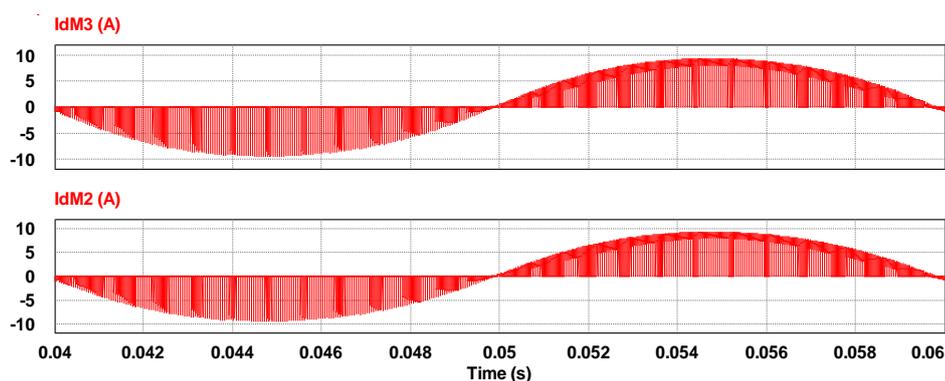


Figura 3.21 - Zoom da corrente no *drain* dos MOSFET S3 e S2

Através da comparação entre a Figura 3.16 e Figura 3.17, verifica-se que os dois MOSFET do mesmo braço nunca estão simultaneamente em condução, evitando assim um curto-circuito na entrada. Chega-se também à conclusão que, aquando da escolha dos MOSFET do inversor, estes devem suportar uma tensão  $V_{ds}$  de 400V e uma corrente de *drain* de pelo menos 10 A.

Quanto à forma de onda da tensão de saída do inversor em ponte completa sem filtro LC, esta encontra-se representada na Figura 3.22. A Figura 3.23 é um zoom à tensão de saída do inversor.

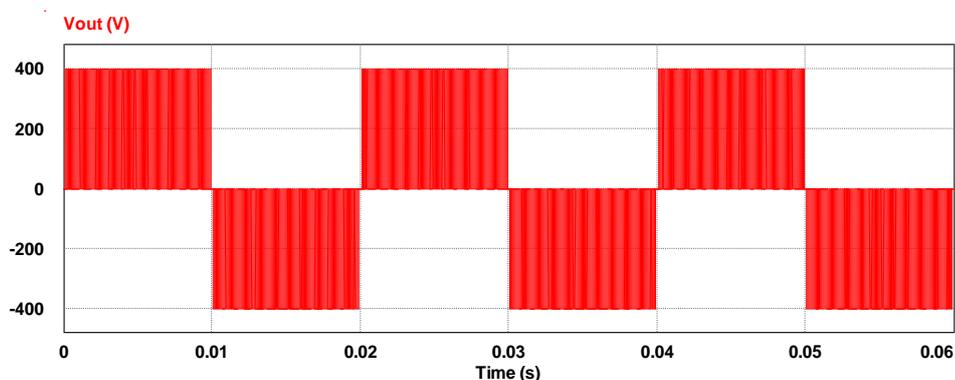


Figura 3.22 - Forma de onda da tensão de saída do inversor sem filtro LC.

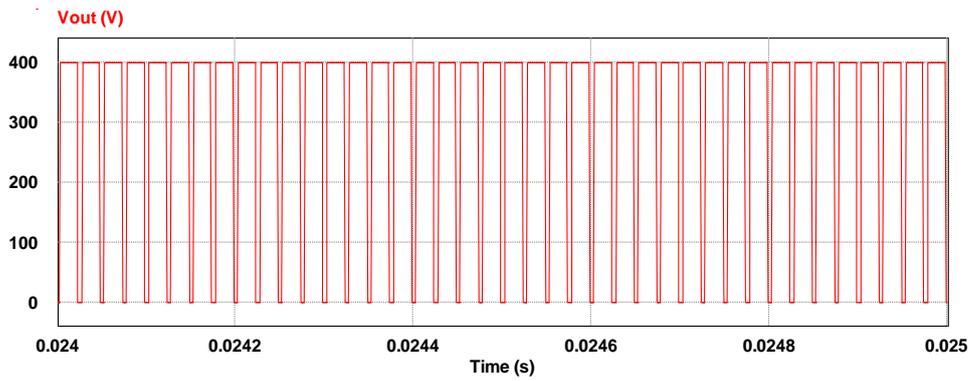


Figura 3.23 – Zoom à forma de onda da tensão de saída do inversor sem filtro LC

Para a obtenção de uma forma de onda sinusoidal à saída do inversor é necessário um filtro LC passa-baixo. Este pode ser calculado através de [22]:

$$w_o = 2\pi \frac{f_{\text{comutação}}}{10} \quad (3.7)$$

$$w_o = 2\pi \frac{20k}{10} \cong 12,57 \text{ krad/s}$$

Considerando uma bobine existente e com indutância no valor de 1 mH [22],

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (3.8)$$

$$C = \frac{1}{1m * 12,57k^2} \cong 6,3 \mu F$$

Aplicando este filtro passa-baixo ao inversor em ponte completa, obtém-se uma tensão e corrente de saída aproximadamente sinusoidal, como mostra a Figura 3.24 e Figura 3.25, respetivamente.

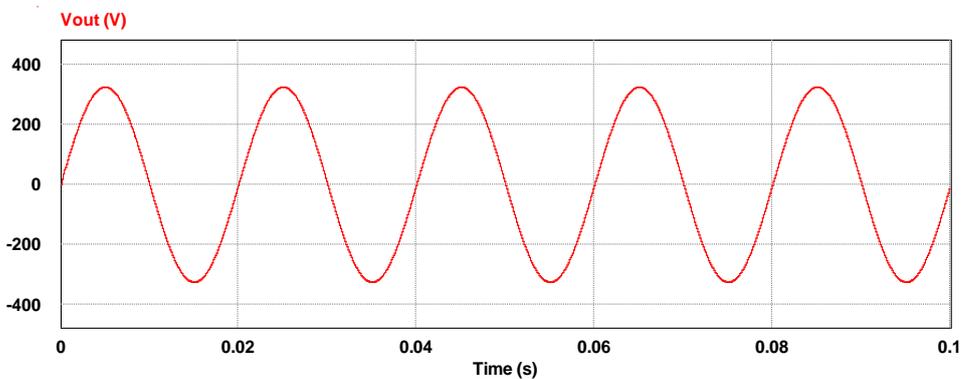


Figura 3.24 - Tensão de saída do inversor em ponte completa com filtro LC.

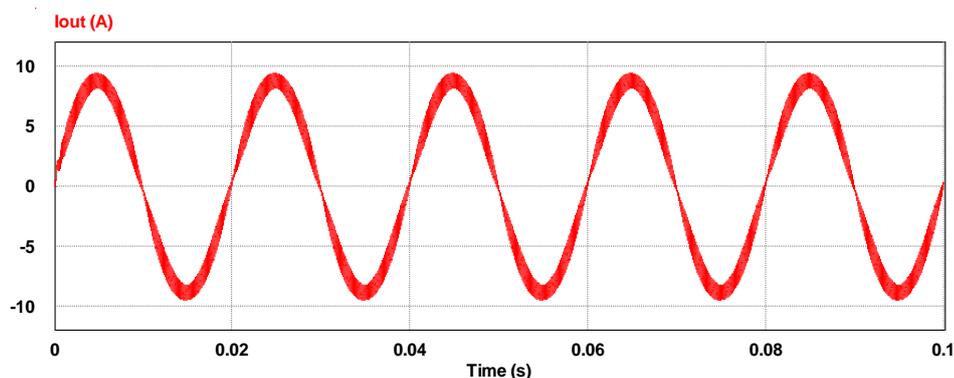


Figura 3.25 - Corrente de saída do inversor em ponte completa com filtro LC.

### 3.4. Simulação do projeto integrado

Após a simulação em separado dos dois circuitos integrantes desta dissertação, segue-se a simulação dos dois em conjunto. Como foi abordado anteriormente, o conversor CC-CC é quem alimenta o inversor, sendo a potência de saída do conversor CC-CC a potência de entrada do inversor. Nesta simulação, os circuitos estão ligados entre si através de um barramento CC. O esquema do sistema está representado na Figura 3.26.

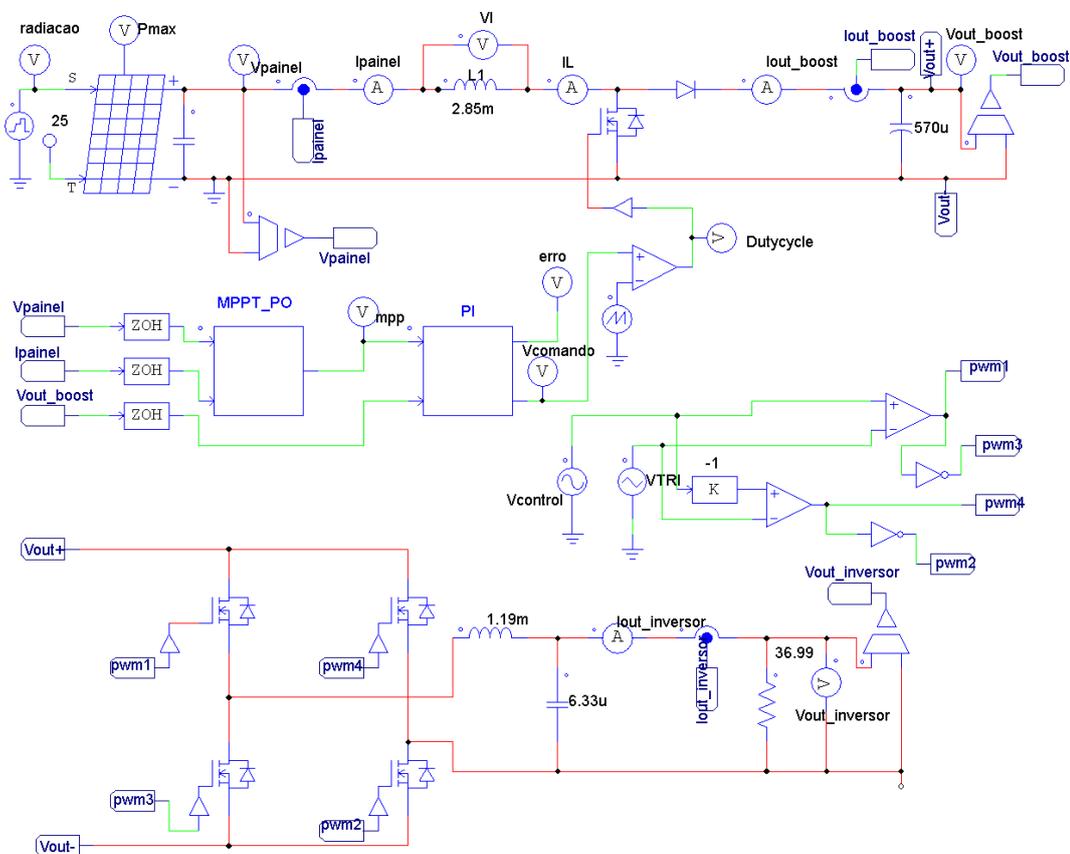


Figura 3.26 - Simulação do conversor *boost* e do inversor em conjunto.

Com o conjunto de módulos fotovoltaicos a funcionar nas STC e com o inversor ligado à saída do conversor, a tensão e corrente de saída de cada um dos circuitos estão representadas na Figura 3.27 e Figura 3.28, respetivamente. Na Figura 3.29 é feito um zoom à corrente do conversor *boost* e do inversor em ponte completa.

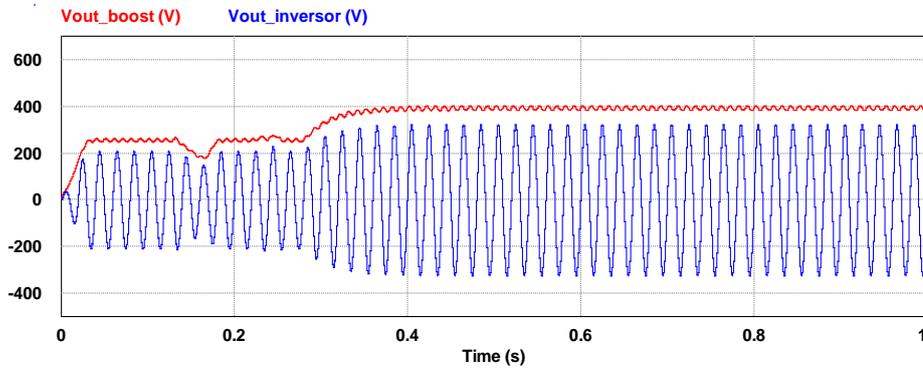


Figura 3.27 - Tensão de saída do conversor e do inversor.

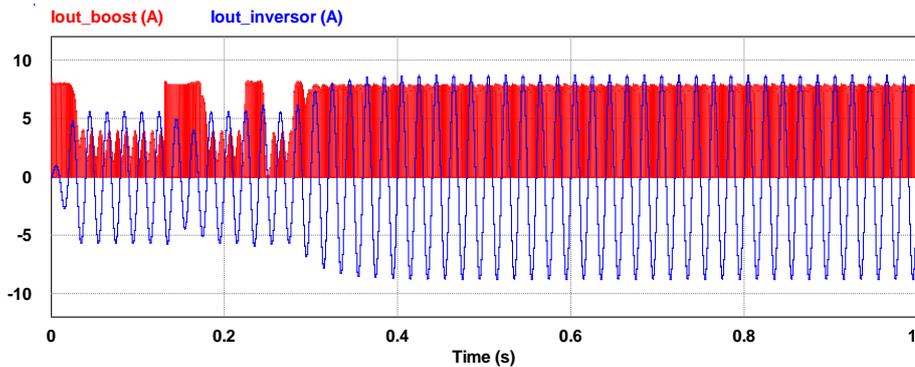


Figura 3.28 - Corrente de saída do conversor *boost* e do inversor

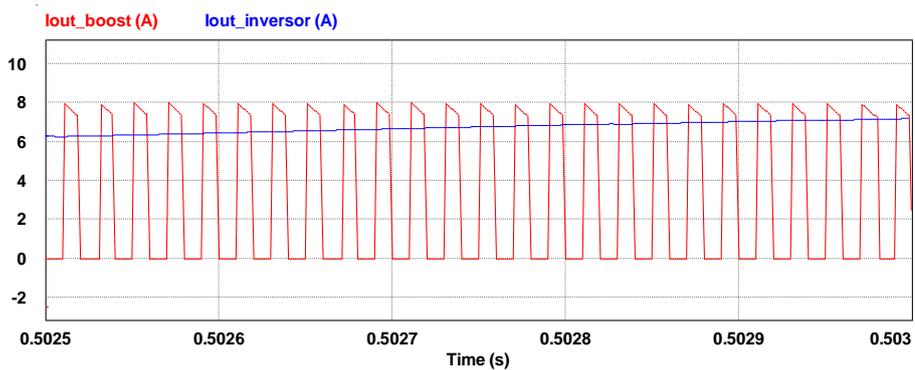


Figura 3.29 - Zoom à corrente de saída do conversor *boost* e do inversor.

Na Figura 3.27, a linha vermelha representa a saída do conversor, ou seja, a tensão no barramento CC. A linha azul representa a saída do inversor, que coincide com a saída do sistema, e consiste numa onda aproximadamente sinusoidal de 50 Hz. Quanto à Figura 3.28, a linha vermelha representa a corrente de saída do conversor *boost* e é uma onda quadrada que varia entre 0 e 8 A com uma frequência de 50 kHz. A linha azul é

uma forma de onda aproximadamente sinusoidal com um valor de pico de 8,7 A e um valor eficaz de 6,15 A.

Em seguida, simulou-se o mesmo circuito mas com uma variação das condições atmosféricas, nomeadamente, a radiação. Esta manteve-se aos 1000 W/m<sup>2</sup> até ao 1 segundo de simulação, atinge os 800 W/m<sup>2</sup> ao fim de 0,5 segundos, mantendo-se nesse valor até aos 2 segundos. Por fim, volta aos 1000 W/m<sup>2</sup> aos 2,5 segundos.

Em comparação com a simulação anterior, mostram-se as formas de onda da tensão e da corrente de saída tanto no conversor CC-CC como no inversor, Figura 3.30 e Figura 3.31 respetivamente. A Figura 3.32 representa um zoom à corrente de saída do conversor *boost* e do inversor.

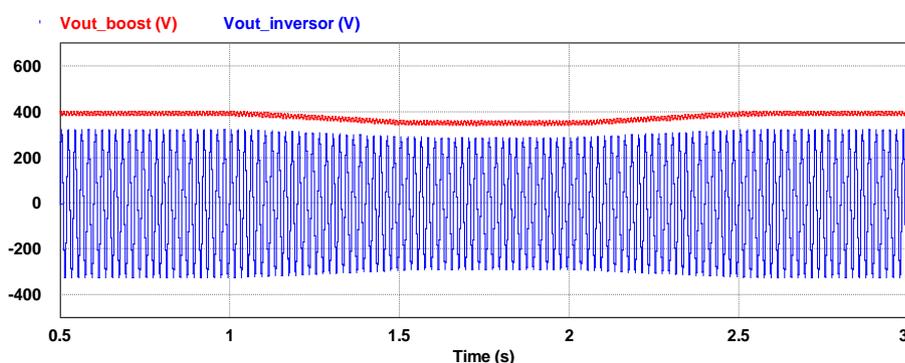


Figura 3.30 - Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.

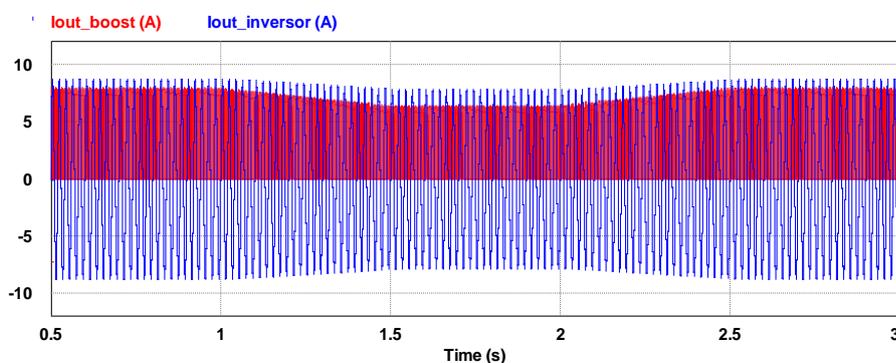


Figura 3.31 - Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.

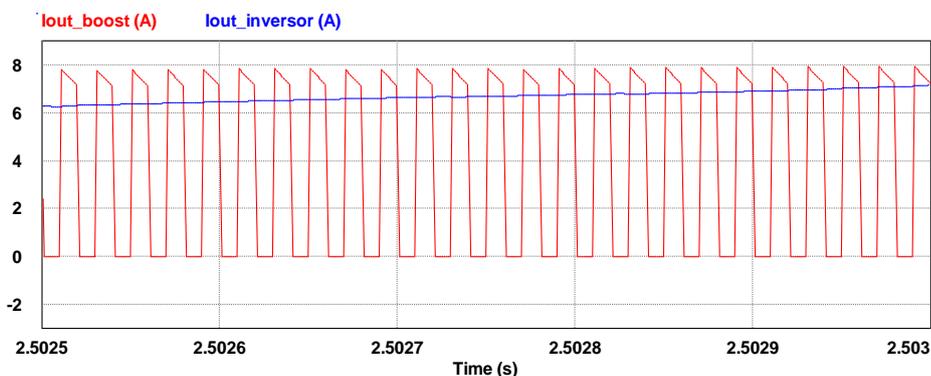


Figura 3.32 - Zoom da tensão e corrente de saída do conversor CC-CC e do inversor.

Como se pode observar nas ilustrações anteriormente apresentadas, há um decréscimo na amplitude da tensão e corrente durante o período de tempo em que a radiação era mais baixa. Pode-se verificar na Figura 3.33 que este decréscimo acontece devido ao facto do sistema acompanhar a potência máxima teórica do painel.

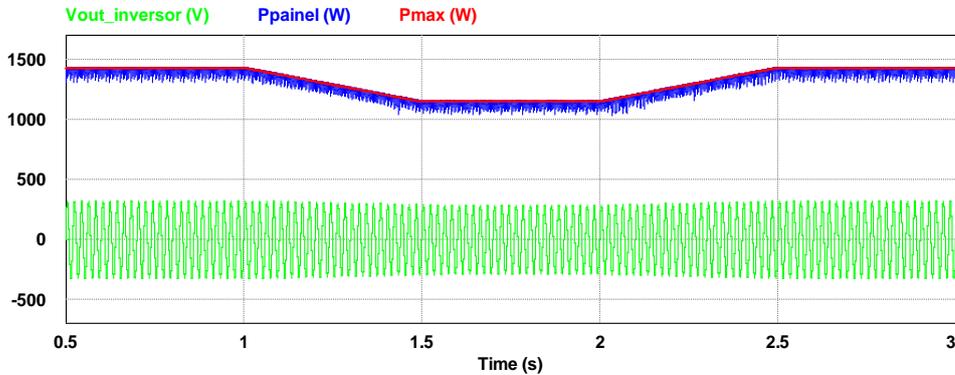


Figura 3.33 - Potência extraída do painel ( $P_{\text{painel}}$ ), potência máxima teórica ( $P_{\text{max}}$ ), Tensão de saída do inversor com filtro LC ( $V_{\text{out\_inversor}}$ ).

Foi realizada outra simulação, com uma mudança mais brusca da radiação, para consolidar o funcionamento do sistema. Mantendo, inicialmente, a radiação a  $1000 \text{ W/m}^2$  até aos 0,5 segundos, fazendo-a descer para os  $500 \text{ W/m}^2$  nos 0,2 segundos seguintes e mantendo-a nesse valor durante 0,3 segundos. Do primeiro segundo de simulação até aos 1,2 segundos, a radiação volta para os  $1000 \text{ W/m}^2$  iniciais. As formas de ondas da tensão e corrente de saída do sistema para a variação previamente descrita estão representadas na Figura 3.34 e Figura 3.35, respetivamente. Na Figura 3.36 é apresentado um zoom à corrente de saída do *boost* e do inversor. O decréscimo da tensão do barramento CC e da tensão de saída do inversor deve-se ao sistema acompanhar a potência máxima teórica do painel, por não possuir controlo sobre a tensão de saída do inversor e encontra-se representado na Figura 3.37.

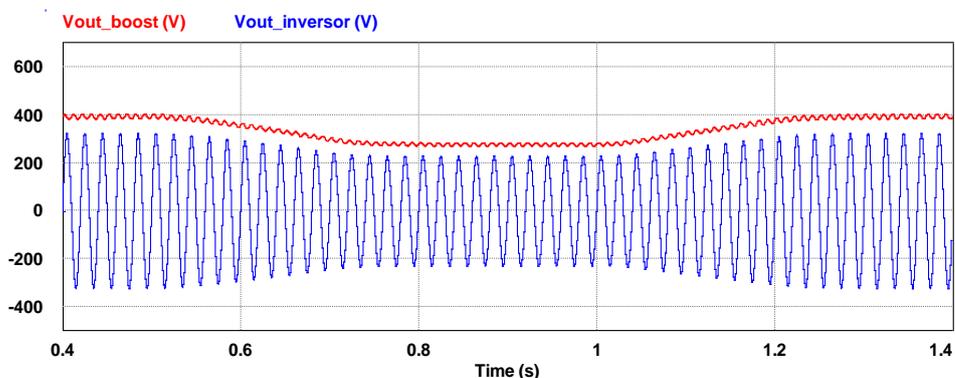


Figura 3.34 - Tensão e corrente de saída do *boost* e do inversor para uma variação mais brusca da radiação.

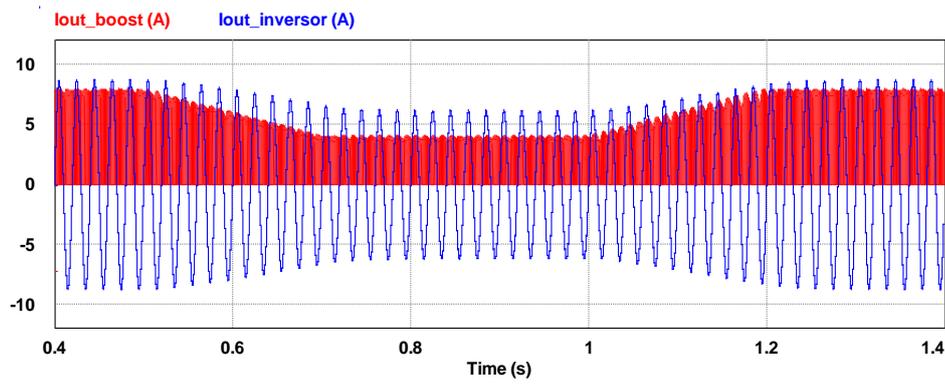


Figura 3.35 - Tensão e corrente de saída *boost* e do inversor para uma variação mais brusca da radiação

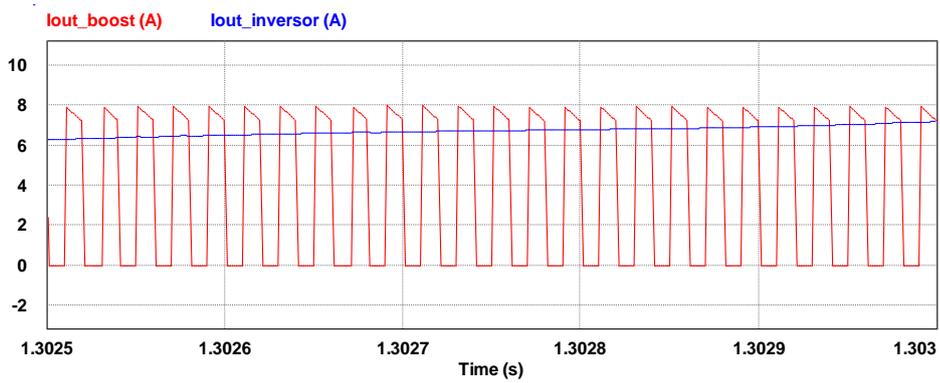


Figura 3.36 - Zoom da tensão e corrente de saída do *boost* e do inversor para uma variação mais brusca da radiação

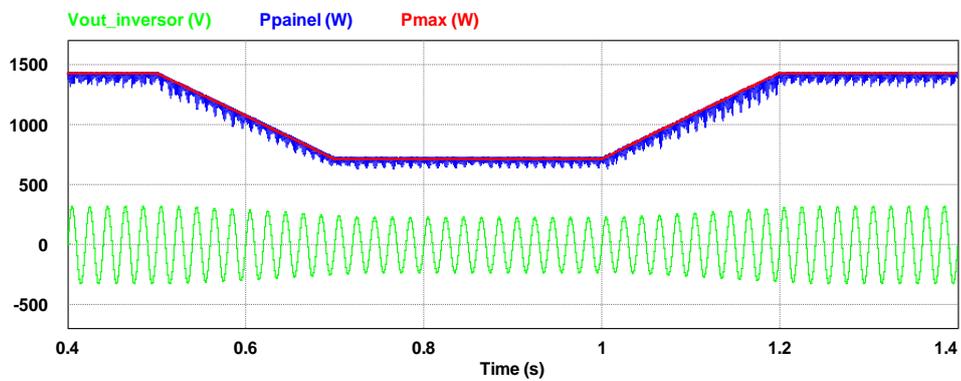


Figura 3.37 - Potência extraída do painel (Ppaine), potência máxima teórica (Pmax), Tensão de saída do inversor com filtro LC (Vout\_inversor).



# CAPÍTULO 4

## Implementação

Após da validação do conversor *boost* e do inversor em ponte completa através do software de simulação, como foi evidenciado no capítulo anterior, é de extrema importância abordar o material necessário à implementação do Interface entre um Painel Solar Fotovoltaico e a Rede Elétrica.

Inicialmente neste capítulo aborda-se os componentes e os elementos constituintes dos circuitos de potência, ou seja, do conversor CC-CC e do conversor CC-CA. Por fim, será feita uma análise à unidade de controlo, nomeadamente, ao microcontrolador e aos sensores utilizados.

Para o conversor CC-CC, o conversor CC-CA, os *drivers* dos MOSFET e os circuitos dos sensores de efeito *Hall* foram desenvolvidas placas de circuito impresso (PCB) de modo a minimizar o ruído que poderia causar um mau funcionamento dos circuitos em causa. Para isso, foi utilizado a versão 9.5 do software de desenho de placas de circuito impresso PADS, desenvolvido pela empresa *MENTOR GRAPHICS*.

### 4.1. Conversor *boost*

Como abordado nos capítulos anteriores, o conversor *boost*, controlado pelo algoritmo de MPPT Perturbação e Observação, é responsável por extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos para as diversas condições de radiação. Tem ainda como objetivo elevar a tensão proveniente dos mesmos. Tal como pode ser visto na Figura 2.12, este tipo de conversor é constituído por quatro elementos, nomeadamente, uma bobina, um condensador, um diodo e um semiconductor totalmente controlado. Para o semiconductor de potência é necessário um circuito para o interface entre a *gate* do semiconductor e a unidade de controlo.

Em seguida será feita uma análise detalhada de cada um dos elementos constituintes do conversor implementado, no qual o seu esquema de ligações elétricas é representado na Figura 4.1 e a sua implementação na Figura 4.2, como também dos circuitos necessários para o seu bom funcionamento.

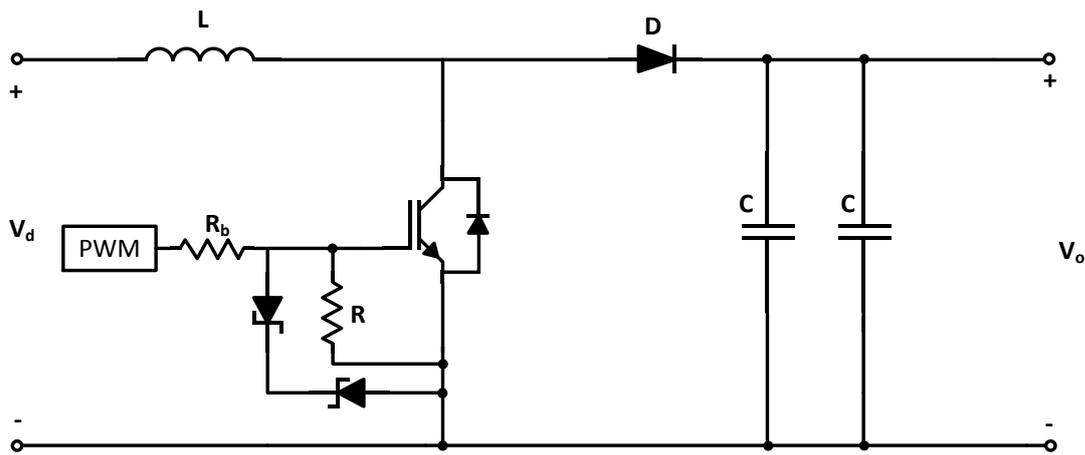


Figura 4.1 - Esquema de ligações elétricas do conversor *boost* implementado.

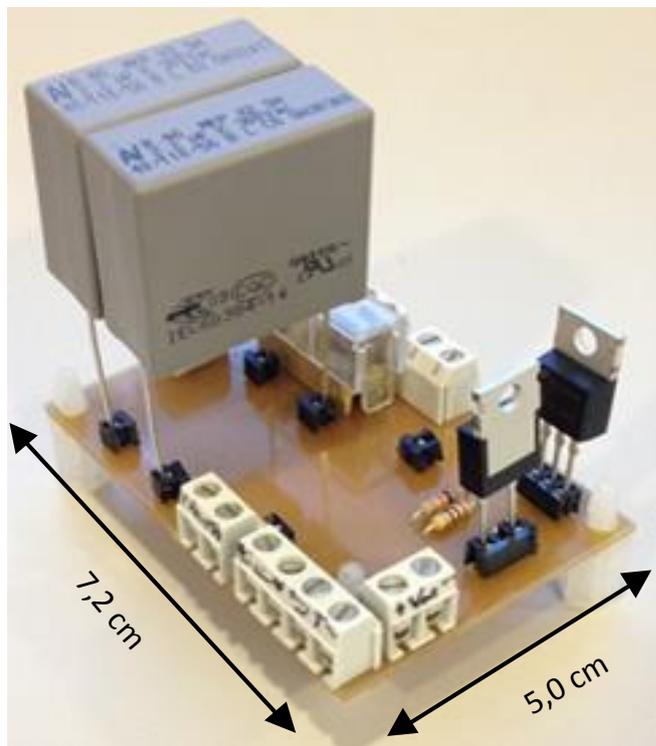


Figura 4.2 - Conversor *boost* implementado.

#### 4.1.1. Bobina

Como dimensionado no capítulo anterior, a indutância necessária seria de 2,85 mH mas devido à indisponibilidade de uma bobina com essa indutância no laboratório, ou de um núcleo toroidal para a realização de uma com essas características, utilizou-se uma bobina com indutância de 1,45 mH e capaz de suportar uma corrente aproximadamente de 2 A, como mostra a Figura 4.3. A desvantagem da utilização de uma bobina com características inferiores às previamente dimensionadas é que o conversor não será capaz de operar nas condições nominais, podendo apenas ser testado para potências, tensões e correntes mais baixas, com o objetivo de validar o seu

funcionamento. Tanto o desenho da placa de circuito impresso como a escolha de todos os outros elementos foram realizados de maneira a que o conversor possa funcionar nas suas condições nominais sendo, portanto, o elemento indutor o único a limitar o funcionamento do conversor CC-CC.

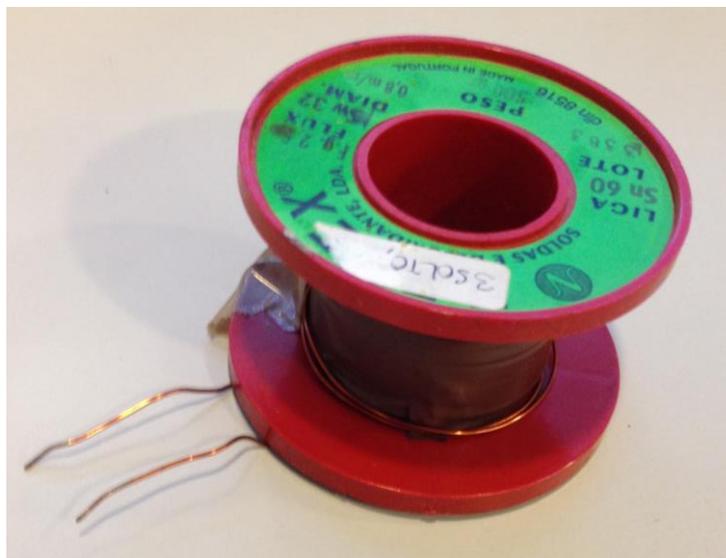
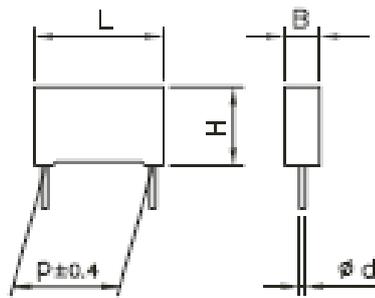


Figura 4.3 - bobina do conversor *boost*

#### 4.1.2. Condensador

Para a escolha deste componente teve-se em especial atenção três características, nomeadamente, a tensão a que está sujeito, a sua capacidade e a frequência de comutação utilizada no conversor do tipo *boost*. A escolha do tipo do condensador de saída do conversor CC-CC deveu-se aos condensadores de polipropileno serem os mais indicados para frequências mais elevadas, enquanto a sua capacidade teve por base os dimensionamentos realizados no capítulo anterior. Assim, a escolha do condensador de saída do conversor *boost* recaiu sobre o R46 fabricado pela *KEMET* com tensões máximas de  $300 V_{ac}/630 V_{dc}$ , capacidade de  $2,2 \mu F$  e uma tolerância de  $\pm 10\%$  [23]. Apesar da capacidade dimensionada ser de  $4 \mu F$ , esta escolha deveu-se principalmente ao seu custo ser mais baixo quando comparado com os condensadores de  $4,7 \mu F$  para as mesmas características. Portanto, para a obtenção de uma capacidade próxima da dimensionada, procedeu-se à associação de dois condensadores em paralelo obtendo  $4,4 \mu F$  de capacidade do conjunto. A Figura 4.4 mostra o desenho e a Tabela 4.1 as dimensões do condensador escolhido.

Figura 4.4 - Desenho do condensador de saída do *boost* [23]Tabela 4.1 - Dimensões do condensador de saída do conversor *boost* [23].

Dimensões (mm)	
<b>B</b>	13,0
<b>H</b>	25,0
<b>L</b>	32,0
<b>P</b>	27,5
<b>Ø<sub>d</sub></b>	0,8

### 4.1.3. Díodo

Neste conversor *boost*, o semicondutor de potência irá comutar a uma frequência de 50 kHz, logo uma das características mais importantes para a escolha do díodo é o seu tempo de recuperação inversa,  $t_{rr}$ . Outras características também importantes são a tensão inversa e corrente máxima que suporta. Mediante isto, o díodo escolhido foi o DSEP 15-06A do fabricante *IXYS* com corrente máxima de 15 A, tensão inversa máxima suportada de 600 V e um tempo de recuperação inversa de 35 ns. Este díodo tem um encapsulamento TO-220 [24], como mostra a Figura 4.5.

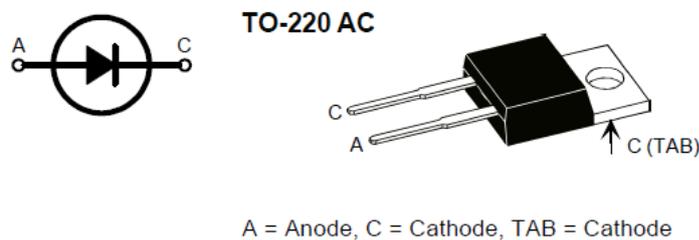


Figura 4.5- Representação e encapsulamento do díodo utilizado [24].

### 4.1.4. Semicondutor de potência

Para o semicondutor de potência totalmente controlado foi escolhido o MOSFET de tipo N FDP12N60NZ do fabricante *FAIRCHILD* pois preenche os requisitos do sistema, abordados no capítulo anterior. Este suporta uma tensão entre o *drain* e a *source* de 600 V, uma corrente no *drain* de 12 A e possui uma resistência *drain-source*

de  $0,650 \Omega$  e um encapsulamento TO-220 [25]. O semicondutor de potência escolhido foi do tipo MOSFET pois, em comparação com um IGBT, tem um custo mais reduzido e é mais indicado para frequências de comutação mais elevadas. A Figura 4.6 mostra a representação e o encapsulamento do MOSFET em discussão.

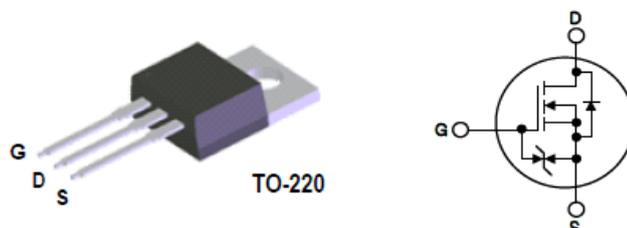


Figura 4.6 - Representação e encapsulamento do MOSFET utilizado [25].

Apesar do MOSFET utilizado possuir dois díodos de *zener* entre a *gate* e a *source*, colocou-se na placa de circuito impresso mais dois para o eventual uso de outro MOSFET. A ligação dos díodos serve para garantir que a tensão máxima entre a *gate* e a *source* nunca seja ultrapassada. Para complementar a proteção do semicondutor de potência, foi integrada uma resistência, entre os mesmos terminais que os díodos, com um valor de  $10 \text{ k}\Omega$  para que o MOSFET não conduza aquando da inexistência de tensão entre a *gate* e a *source*. A Figura 4.7 mostra o circuito implementado.

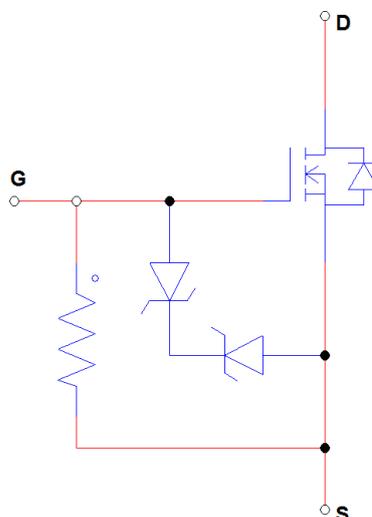


Figura 4.7 - Circuito implementado para proteção do MOSFET.

#### 4.1.5. *Driver* do MOSFET

O *driver* utilizado para fazer a ligação entre a *gate* do MOSFET e a unidade de controlo foi o optoacoplador HCPL 3120 do fabricante *AVAGO*. Este é necessário pois a tensão proveniente da unidade de controlo não é suficiente para fazer comutar o semicondutor de potência escolhido. Além disso, protege o circuito de controlo,

isolando-o do circuito de potência. Este *driver* possui um encapsulamento DIP de 8 pinos.

Para o bom funcionamento do driver do MOSFET foi implementado o circuito representado na Figura 4.8. A necessidade de utilizar o transistor bipolar 2N2222 deveu-se ao facto da corrente fornecida pelo microprocessador não ser suficiente para ativar o HCPL-3120, entre 7m e 16 mA [26]. Assim, quando o PWM se encontra no nível lógico alto, o transistor bipolar e, conseqüentemente, o fotodiodo conduzem, provocando na saída do *driver* um nível lógico alto. Quando o PWM está no nível lógico baixo, o transistor e o fotodiodo não estão em condução e, por conseguinte, a saída do HCPL encontra-se igualmente no nível lógico baixo.

O *driver* em discussão é alimentado por duas fontes de tensão CC, uma na entrada e outra na saída. A de 5V, representada na Figura 4.9, alimenta a resistência  $R_c$  para que a corrente necessária de funcionamento do HCPL seja fornecida, enquanto a fonte de tensão CC de 16 V, mostrada na Figura 4.10, é responsável pela alimentação do HCPL.

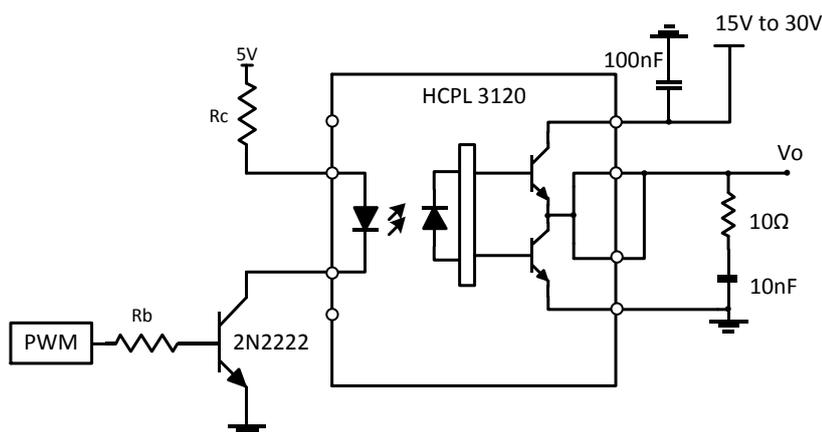


Figura 4.8 -Esquema do circuito de driver implementado.



Figura 4.9 – Fonte de tensão CC de 5V.



Figura 4.10 – Fonte de tensão CC de 16V.

Para a implementação do *driver* do MOSFET foi concebida uma placa de circuito impresso desenhada através do circuito representado na Figura 4.8. Esta é representada na Figura 4.11.

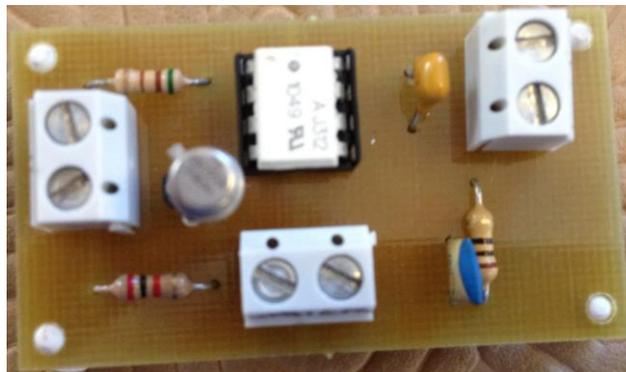


Figura 4.11 - Placa de circuito impresso do HCPL-3120.

#### 4.1.6. Circuito de *Snubber*

Um circuito *snubber* é utilizado de maneira a evitar os picos de tensão resultantes da comutação do semicondutor de potência e é constituído por um diodo, um condensador e uma resistência, sendo o seu dimensionamento baseado nas equações (4.1), (4.2), (4.3) e (4.4) [16].

$$R_s = \frac{V_d}{0,2 * I_o} \Leftrightarrow R_s = \frac{40}{0,2 * 2} \Leftrightarrow R_s = 100 \Omega \quad (4.1)$$

$$C_s = \frac{I_o * t_f}{2 * V_d} \Leftrightarrow R_s = \frac{2 * 60n}{2 * 40} \Leftrightarrow C_s = 2 nF \quad (4.2)$$

Onde  $V_d$  é a tensão aplicada no MOSFET,  $I_o$  a corrente no MOSFET e  $t_f$  é o tempo que este demora a desligar-se, esse tempo pode ser encontrado no *datasheet* do fabricante do semicondutor.

A energia acumulada no condensador,  $W_r$ , é dissipada pela resistência, logo essa energia é calculada através de [16]:

$$W_r = \frac{C_s * V_d^2}{2} \Leftrightarrow W_r = \frac{2n * 40^2}{2} \Leftrightarrow w_r = 2,4 \mu J = 667 \rho Wh \quad (4.3)$$

Assim, a potência dissipada na resistência,  $P_r$ , é obtida através [16]:

$$P_r = W_r * f_c \Leftrightarrow P_r = 2,4\mu * 50k \Leftrightarrow P_r = 0,12 W \quad (4.4)$$

Onde  $f_c$  é a frequência de comutação do semicondutor de potência.

O esquema de ligações elétricas do circuito *snubber* encontra-se representado na Figura 4.12, enquanto a sua implementação em *veroboard* encontra-se na Figura 4.13.

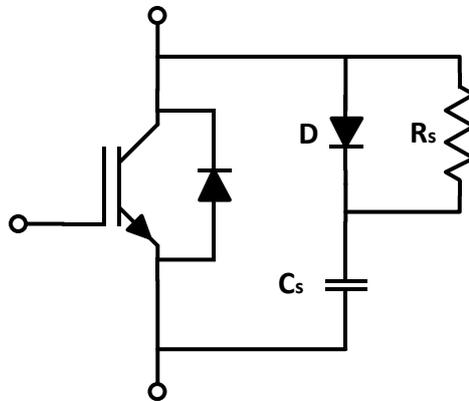


Figura 4.12 – Esquema de ligações elétricas do circuito *Snubber*.

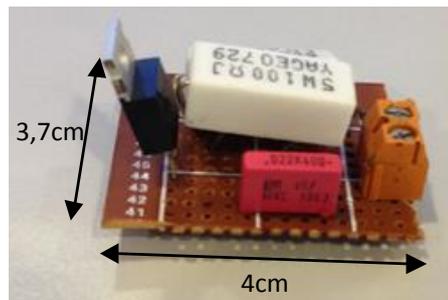


Figura 4.13 -Circuito *Snubber* implementado em *veroboard*.

## 4.2. Inversor

O inversor monofásico em ponte completa é constituído por quatro MOSFET. Devido ao facto de se aplicar um sinal de controlo diferente para cada semiconductor, foi necessário utilizar quatro circuitos *driver*. Além disso, foi utilizado um filtro LC passa-baixo, como explicado anteriormente, para sintetizar a forma de onda de saída tornando-a aproximadamente sinusoidal.

Na Figura 4.14 é representado o esquema de ligações elétricas enquanto a Figura 4.15 mostra o inversor monofásico em ponte completa implementado nesta dissertação.

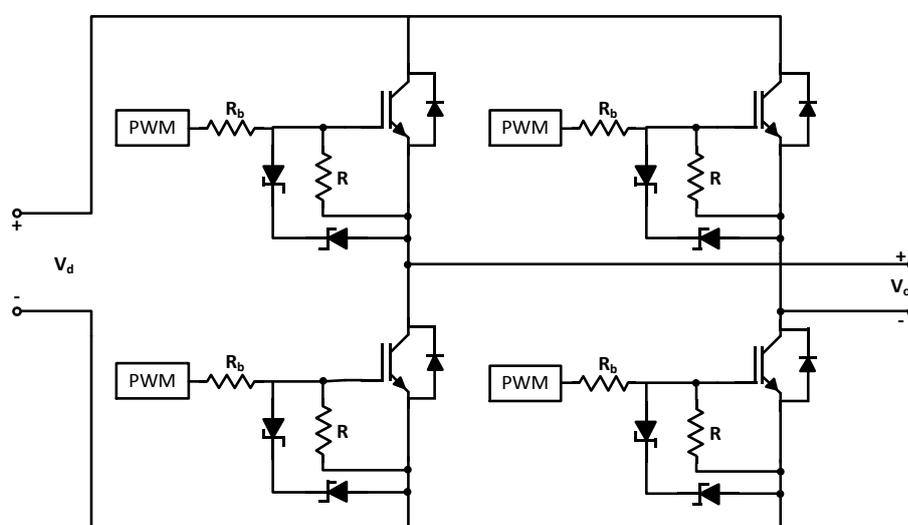


Figura 4.14 - Esquema elétrico do inversor monofásico em ponte completa implementado.

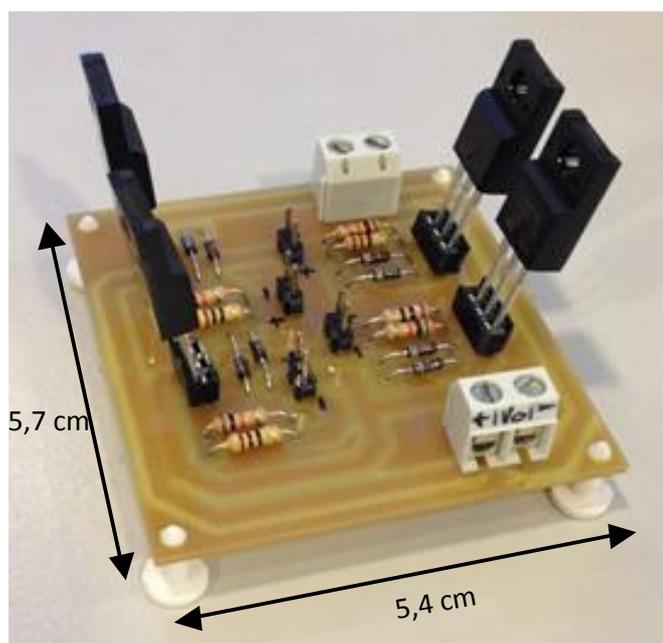


Figura 4.15 - Inversor em ponte completa implementado

### 4.2.1. Semicondutor de potência

O semicondutor de potência escolhido para o inversor foi um MOSFET, tal como no conversor *boost*. No caso do conversor CC-CA é conveniente que a resistência do MOSFET seja o mais baixa possível para que não haja perdas por condução muito elevadas. O semicondutor de potência escolhido foi o STF23NM50N, do tipo N e com um encapsulamento TO-220FP, como mostra a Figura 4.16. Este possui uma resistência de  $0,162 \Omega$ , suporta uma tensão entre o *drain* e *source* de 500V e uma corrente máxima de 17 A [27].

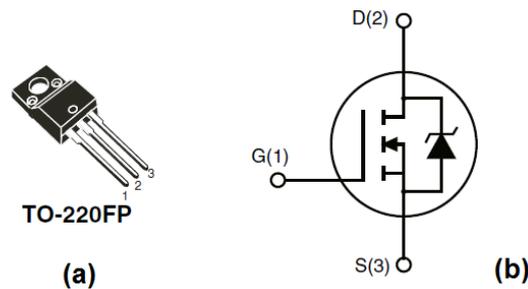


Figura 4.16 - MOSFET STF23NM50N (a) Encapsulamento (b) Esquema interno [27].

O circuito implementado para proteção do semicondutor de potência do conversor *boost*, Figura 4.7, foi implementado para cada um dos MOSFET do inversor em ponte completa. A utilização deste circuito deveu-se pelas mesmas razões que no conversor *boost* e são explicadas na secção 4.1.4.

### 4.2.2. Driver do MOSFET

O circuito *driver* utilizado para os semicondutores de potência do inversor monofásico em ponte completa foi o abordado na secção 4.1.5, o mesmo para o conversor *boost*. Para a alimentação destes circuitos *drivers* foi necessário o uso de três fontes de tensão CC pois os MOSFET da parte superior do conversor CC-CA necessitam de uma alimentação diferente entre eles, devido ao facto da *source* dos respetivos semicondutores se encontrarem com diferentes potenciais.

### 4.2.3. Filtro LC passa-baixo

Como o próprio nome indica, o filtro LC passa-baixo é constituído por uma bobina e um condensador e tem como principal objetivo filtrar as frequências superiores à frequência de corte. Como calculado na secção 3.3, a bobina e o condensador do filtro são de 1 mH e  $6,33 \mu\text{F}$ , respetivamente. O valor de indutância de 1 mH foi escolhido devido à existência de uma bobina com esse valor no laboratório. O valor calculado da

capacidade do condensador foi de  $6,33 \mu\text{F}$ . Devido à inexistência de um condensador dessa capacidade foram feitas associações dos mesmos para que se obtivesse um valor próximo do pretendido.

Os condensadores utilizados foram os apresentados na secção 4.1.2, usado como condensador de saída do conversor *boost*. Estes têm uma capacidade de  $2,2 \mu\text{F}$  e através da associação em paralelo de três condensadores consegue-se uma capacidade de  $6,6 \mu\text{F}$ , portanto, um valor muito aproximado do pretendido.

A Figura 4.17 mostra o filtro LC passa-baixo implementado para que na saída do inversor se obtenha uma forma de onda aproximadamente sinusoidal.

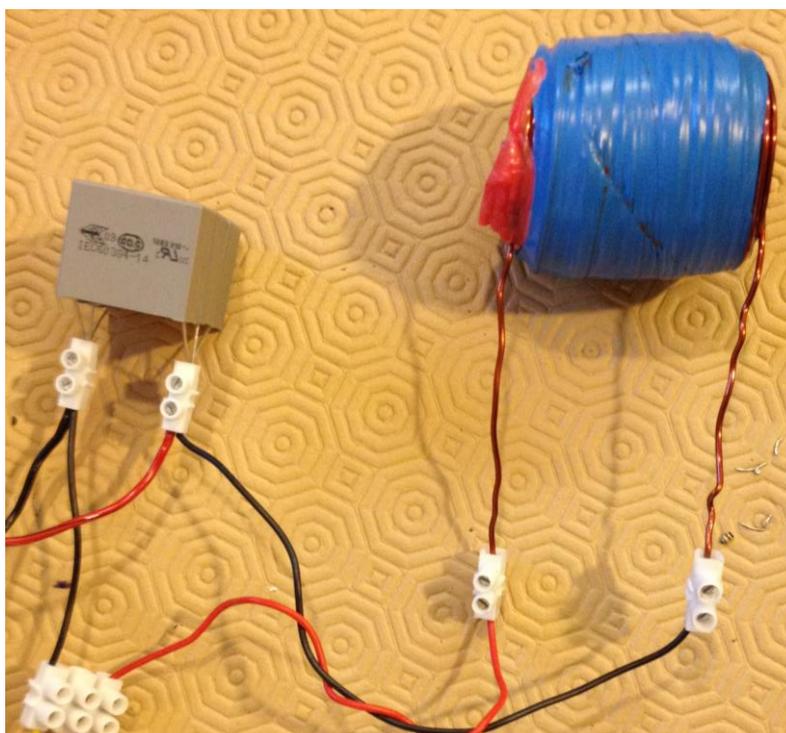


Figura 4.17 - Filtro LC passa-baixo.

### 4.3. Unidade de Controlo

A unidade de controlo é constituída por dois sensores de efeito *Hall* e por um microcontrolador, como é representada na Figura 4.18. Os sensores de efeito *Hall* são responsáveis pela leitura da tensão e da corrente provenientes do painel solar fotovoltaico, valores importantes para que o algoritmo de MPPT consiga controlar o *duty-cycle* do PWM aplicado ao MOSFET do conversor *boost* de maneira a que este conseguia extrair a máxima potência do painel solar fotovoltaico em cada instante. O microcontrolador é necessário para, através dos valores lidos pelos sensores, implementar o algoritmo de controlo e gerar as formas de onda dos PWM necessários para que o sistema funcione como pretendido.

Nesta secção será elaborada uma análise tanto aos sensores, e ao seu funcionamento, como também às características do sistema que levaram à escolha de um microcontrolador indicado à realização deste projeto.

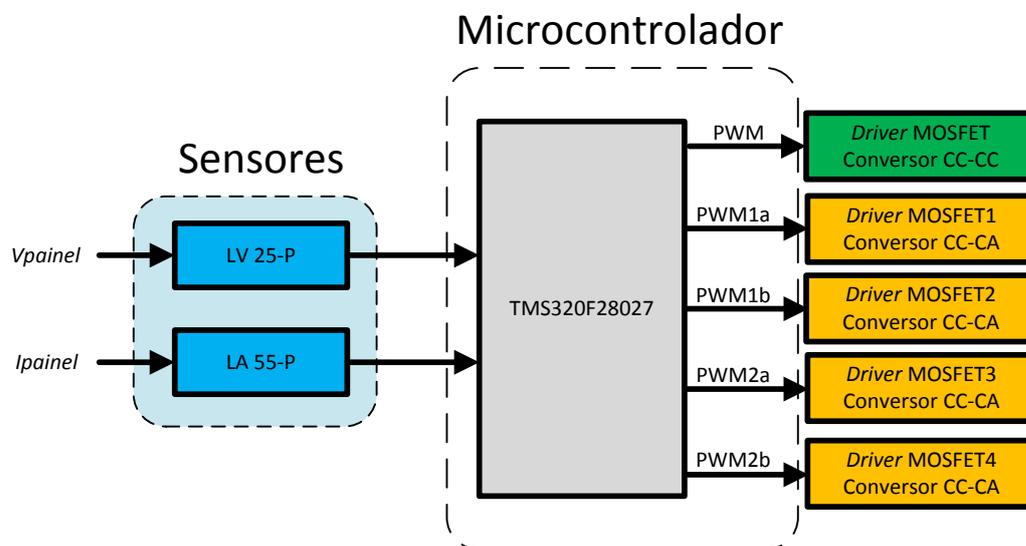


Figura 4.18 - Unidade de controlo

#### 4.3.1. Sensor de efeito *Hall* de tensão

O sensor de tensão utilizado foi o LV 25-P da *LEM* podendo ser alimentado por 15 V, GND e -15 V ou 12V, GND e -12 V. É capaz de medir tensões em corrente contínua ou alternada entre 10 V e 500 V e possui isolamento galvânico entre a entrada e a saída. A corrente nominal de entrada é de 10 mA, enquanto a corrente nominal de saída é de 25 mA [28]. O seu funcionamento baseia-se em produzir uma corrente na saída proporcional à tensão medida na entrada, através da corrente que atravessa a resistência colocada em série com o lado primário ( $R_1$ ), ou seja, quando nos terminais de entrada do sensor for aplicada a tensão máxima ( $V_{max}$ ), a resistência  $R_1$  será percorrida por 10 mA, e por conseguinte, na resistência de medição ( $R_m$ ) estarão 25 mA. O sensor é representado na Figura 4.19, enquanto o seu esquema de ligações elétricas encontra-se representado na Figura 4.20.

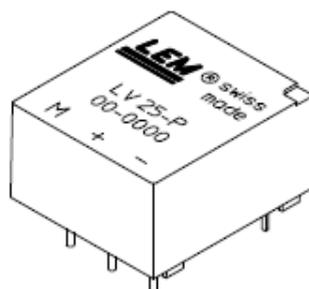


Figura 4.19 - Sensor LV 25-P [28].

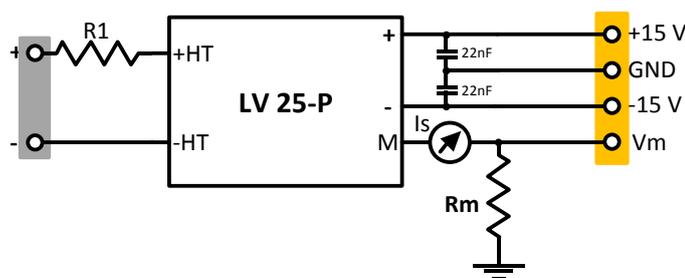


Figura 4.20 - Esquema elétrico implementado.

Sendo a corrente nominal de funcionamento no lado primário,  $I_{PN}$ , de 10 mA, a resistência  $R_1$  encarrega-se de limitar a corrente de entrada para esse valor. A tensão máxima de saída dos painéis solares fotovoltaicos será cerca de 235V e sendo esta a entrada do sensor, o dimensionamento de  $R_1$  tem por base essa tensão e a corrente nominal de entrada, como é representado na equação (4.5):

$$R_1 = \frac{V_{max}}{I_{PN}} \Leftrightarrow R_1 = \frac{235}{10m} \Leftrightarrow R_1 = 23,5 \text{ k}\Omega \quad (4.5)$$

$$P_{R1} = V_{max} * I_{PN} \Leftrightarrow P_{R1} = 235 * 10m = 2,35 \text{ W} \quad (4.6)$$

No caso da resistência de medição, esta deve ser dimensionada de maneira a que a tensão aos seus terminais nunca ultrapasse a tensão suportada pelo microcontrolador. A tensão de entrada máxima de um canal de ADC do microcontrolador utilizado nesta dissertação, explicado mais à frente, é de 3,3 V. Assim, e com base na corrente nominal no secundário,  $I_{SN}$ , o cálculo de  $R_m$  é efetuado através da equação (4.7):

$$R_m = \frac{V_m}{I_{SN}} \Leftrightarrow R_m = \frac{3,3}{25m} \Leftrightarrow R_m = 132 \text{ }\Omega \quad (4.7)$$

Depois de serem dimensionados todos os elementos necessários, procedeu-se ao desenho e implementação da placa de circuito impresso para este sensor. Alimentou-se o sensor através do *DIGITAL LAB* com 15V, GND e -15V e de maneira a proteger o microcontrolador, usou-se uma resistência de medição de 120  $\Omega$  para que a tensão máxima recebida no canal de ADC fosse de 3V. O circuito implementado na placa de circuito impresso encontra-se representado na Figura 4.21.

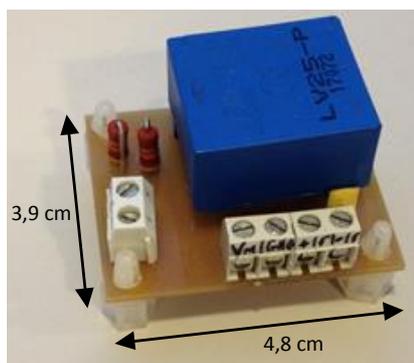


Figura 4.21 - Placa de circuito impresso do sensor LV 25-P.

#### 4.3.2. Sensor de efeito *Hall* de corrente

Para fazer a leitura da corrente proveniente do painel solar fotovoltaico foi utilizado o sensor LA 55-P fabricado pela empresa *LEM* e representado na Figura 4.22. Tal como o sensor previamente abordado, este pode ser alimentado por 12 V, GND e -12 V ou 15 V, GND e -15 V. Permite medir até uma corrente de 50 A [29],  $I_{PN}$ , e o seu funcionamento baseia-se em produzir uma corrente no secundário,  $I_{SN}$ , proporcional à medida no primário, ou seja, quando no condutor, que se encontra no lado primário do sensor, atravessar uma corrente de 50 A, a resistência de medição,  $R_m$ , estará sujeita a uma corrente de 50 mA. Na Figura 4.23 encontra-se o circuito utilizado para este sensor.

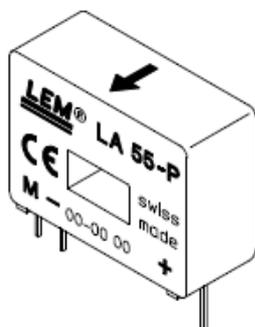


Figura 4.22 - Sensor LA 55-P [29].

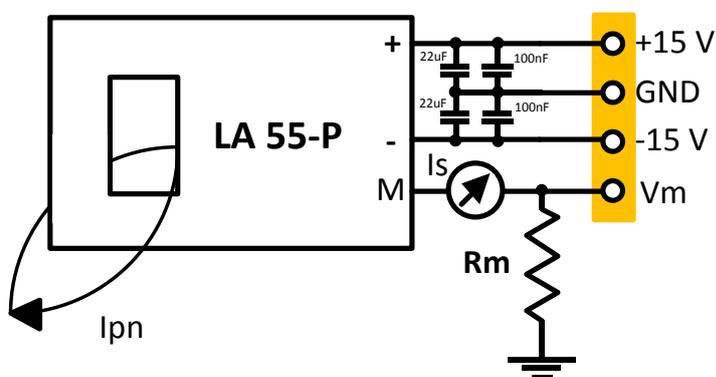


Figura 4.23 - Circuito implementado do sensor LA 55P

O cálculo da resistência de medição para este sensor efetua-se de igual forma do sensor de tensão. Portanto, a condição essencial é que a tensão aos terminais da mesma não ultrapasse os 3,3 V, tensão máxima de entrada que o microcontrolador suporta. Considerando também o valor da corrente nominal do secundário, obtém-se o valor de  $R_m$  através da equação (4.8):

$$R_m = \frac{V_m}{I_{SN}} \Leftrightarrow R_m = \frac{3,3}{50m} \Leftrightarrow R_m = 66 \Omega \quad (4.8)$$

Alimentado com 15 V, GND e -15 V através do *DIGITAL LAB*, como no sensor de tensão, utilizou-se uma resistência de medição de 60  $\Omega$  de maneira a garantir que a tensão de entrada máxima do microcontrolador não fosse excedida.

Após se ter realizado uma análise ao sensor e o dimensionamento dos elementos constituintes do seu esquema elétrico, precedeu-se à implementação do circuito representado na Figura 4.23 numa placa de circuito impresso. Esta encontra-se representada na Figura 4.24.

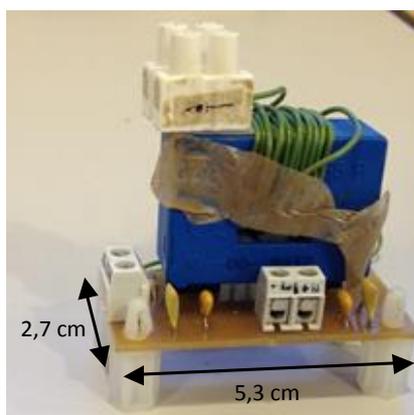


Figura 4.24 - Placa de circuito impresso do sensor LA 55-P

Como se pode observar a partir da Figura 4.24, foi necessário introduzir espiras em torno do sensor com o objetivo de aumentar a sua resolução. Como a gama de 0 a 50 A era demasiado elevada enrolou-se o condutor por vinte vezes em volta do sensor de maneira a que o sensor lê-se uma corrente entre 0 e 2,5 A, isto é, quando a resistência de medição for percorrida por 50 mA, o condutor é atravessado por 2,5 A. A equação (4.9) mostra a relação entre o número de voltas e corrente que atravessa o condutor.

$$\frac{50A}{n^{\circ} \text{ de voltas}} = \text{corrente que atravessa o condutor} \quad (4.9)$$

### 4.3.3. Microcontrolador

O microcontrolador é um elemento de extrema importância para o bom funcionamento do sistema abordado por esta dissertação visto que é o responsável pela implementação do algoritmo de controle. Mediante isto, os requisitos impostos pelo sistema devem ser cumpridos pelo microcontrolador escolhido.

O sistema implementado requer que o microcontrolador possua três canais de ADC (*Analog to Digital Converter*) para poder receber as leituras provenientes dos sensores, cinco canais de PWM para conseguir gerar as ondas indispensáveis ao controle do sistema e capacidade de processamento suficiente para efetuar os cálculos e condições necessárias. De maneira a preencher os requisitos descritos anteriormente, a escolha do microcontrolador recaiu sobre o TMS320F28027 fabricado pela empresa *Texas Instruments* [30]. As suas características podem ser visualizadas através da Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Características principais do microcontrolador TMS320F28027 [30]

<b>Tensão de alimentação</b>	3.3 V
<b>Velocidade do Processador</b>	60 MHz
<b>Memória <i>Flash</i></b>	32 kB
<b>Memória RAM</b>	6 kB
<b><i>Timers</i></b>	3 – 32-bits
<b>Canais de ADC</b>	13 – 12-bits
<b>Canais de PWM</b>	8
<b>Arquitetura</b>	32-bits
<b>Número de pinos</b>	48

Este microcontrolador vem integrado na placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027 igualmente fabricada pela *Texas Instruments*, como se pode ver através da Figura 4.25.

A placa de desenvolvimento contém algumas características bastante úteis para a programação do microcontrolador. Em primeiro lugar, é através desta placa que o código é exportado para o microcontrolador. Possui uma entrada Mini USB (*Universal Serial Bus*), responsável pela conexão entre a placa de desenvolvimento e o computador. A placa de desenvolvimento possui isolamento galvânico, característica de grande importância para a proteção do computador [31].

O código para este microcontrolador foi desenvolvido através da linguagem de programação *C*, com a utilização do IDE (*Integrated Development Environment*) desenvolvido pela *Texas Instruments: Code Composer Studio™* v5. Este ambiente de programação, juntamente com o JTAG (*Joint Test Action Group*) e o emulador XDS100v2, permite visualizar o estado das variáveis em tempo real, condição essencial para a validação do código.

A placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027, que possui o microcontrolador integrado, pode ser adquirida através do *website* do fabricante. Quanto ao IDE, pode ser feito o *download* igualmente no *website* do fabricante, com uma licença gratuita de seis meses.

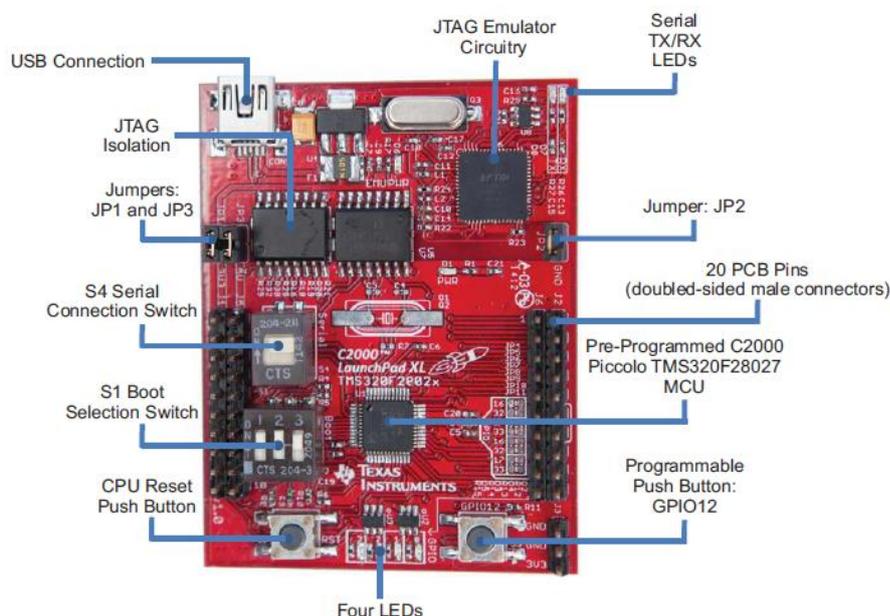


Figura 4.25 - Placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027 [31]



# CAPÍTULO 5

## Resultados Experimentais

Abordada toda a implementação do sistema, nomeadamente, o conversor CC-CC do tipo *boost*, o inversor monofásico em ponte completa e os respetivos circuitos necessários para o bom funcionamento de ambos, procedeu-se à realização de ensaios experimentais tendo como objetivo comprovar o funcionamento do sistema.

Inicialmente mostrar-se-á a saída do conjunto que terá como função substituir o painel solar fotovoltaico. Em seguida, serão demonstrados os resultados dos ensaios realizados para o conversor CC-CC do tipo *boost*, mais concretamente, o teste em malha aberta e a validação do algoritmo de controlo MPPT perturbação e observação. Por fim, serão apresentados os resultados obtidos dos ensaios executados ao inversor monofásico em ponte completa, com e sem filtro LC passa-baixo.

### 5.1. Painel Solar Fotovoltaico

Devido à impossibilidade de utilização de um painel solar fotovoltaico, a solução adotada incidiu sobre o uso de um conjunto composto por um VARIAC e um retificador, como é representado na Figura 5.1.



Figura 5.1 - Conjunto utilizado para substituir o painel solar fotovoltaico.

Esta escolha deveu-se ao facto destes elementos estarem disponíveis no laboratório e a saída deste conjunto ser uma tensão contínua como aconteceria no caso da utilização de um módulo solar fotovoltaico. O retificador é ligado ao VARIAC, que por sua vez é ligado à rede elétrica. Este possibilita variar a tensão proveniente da rede

elétrica de maneira a que se possa realizar testes para os diferentes níveis de tensão. Quanto ao retificador, como o próprio nome indica, é responsável pela retificação dessa tensão. A forma de onda da tensão de saída deste conjunto é mostrada através da Figura 5.2.

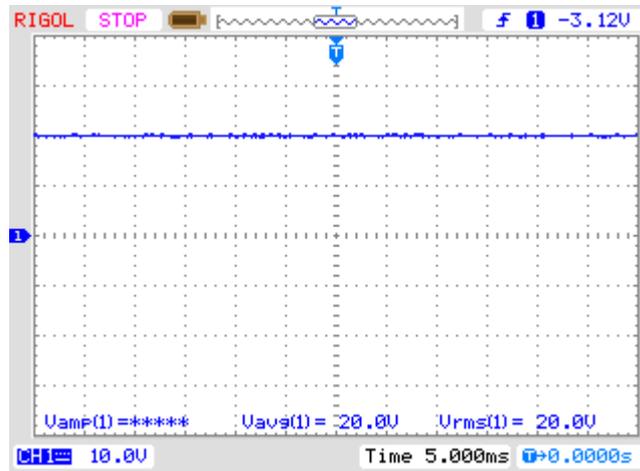


Figura 5.2 - Tensão de saída do Conjunto constituído pelo retificador e pelo VARIAC.

## 5.2. Conversor CC-CC

De maneira a obter a validação do funcionamento do conversor CC-CC do tipo *boost*, procedeu-se à realização de alguns testes sobre o mesmo. Começou-se pelo teste em malha aberta, onde é aplicada um PWM com *duty-cycle* fixo à *gate* do MOSFET. Posto isto, realizou-se o teste ao algoritmo de MPPT perturbação e observação, onde é lida a tensão e a corrente proveniente do conjunto abordado em 5.1 e aplicado o algoritmo controlo de maneira a que o conversor consiga extrair a máxima potência do conjunto.

Através do teste de malha aberta verificou-se que, aquando da comutação do MOSFET, havia picos indesejados na tensão *drain-source*. Por isso, foi implementado um circuito *snubber*, explicado anteriormente, de maneira a reduzir os mesmos. Em seguida, procedeu-se a novos testes em malha aberta do conversor CC-CC com o circuito *snubber* para validar o seu funcionamento.

Como não existe nenhum painel solar fotovoltaico no sistema implementado nesta dissertação, havia uma dificuldade para validar o algoritmo de MPPT pois o conjunto utilizado não é influenciado pela radiação. Para isso, introduziu-se um reóstato em serie com o conjunto, constituído pelo VARIAC e pelo retificador, para que fosse possível simular uma alteração na radiação.

### 5.2.1. Teste em Malha Aberta

Após a implementação da placa de circuito impresso do conversor CC-CC, procedeu-se o teste ao seu funcionamento. Para isso, aplicou-se um PWM com *duty-cycle* fixo à *gate* do MOSFET. Com um determinado valor de tensão de entrada é de esperar que o conversor CC-CC do tipo *boost* seja capaz de elevar a sua tensão de saída de acordo com o *duty-cycle* aplicado ao semiconductor de potência. O valor teórico da tensão de saída do conversor CC-CC é dado pela equação (2.6), podendo ser encontrada na secção 2.3.2.

O teste em malha aberta do conversor *boost*, com o objetivo de comprovar o seu funcionamento, realizou-se para uma potência teórica de 30 W e consistiu em aplicar um *duty-cycle* fixo de aproximadamente 30% à *gate* do semiconductor de potência. O microcontrolador foi o responsável por gerar o PWM com esse valor de *duty-cycle* e aplica-lo ao *driver* do MOSFET, que por sua vez, realizou o interface com a *gate* do MOSFET. Aplicou-se uma tensão de 30 V à entrada do conversor CC-CC, tendo o sistema solicitado ao conjunto que o alimenta uma corrente de aproximadamente 1 A para uma carga resistiva com um valor aproximado de 62  $\Omega$ . Para as condições anteriormente descritas, espera-se que o conversor *boost* possua uma tensão de saída de 42,86 V e uma corrente na carga de 0,70 A.

As formas de onda do conversor CC-CC do tipo *boost* para o teste abordado anteriormente encontram-se representadas na Figura 5.3, enquanto os valores das variáveis do sistema, obtidos através das leituras realizadas pelos sensores, encontram-se na Tabela 5.1.

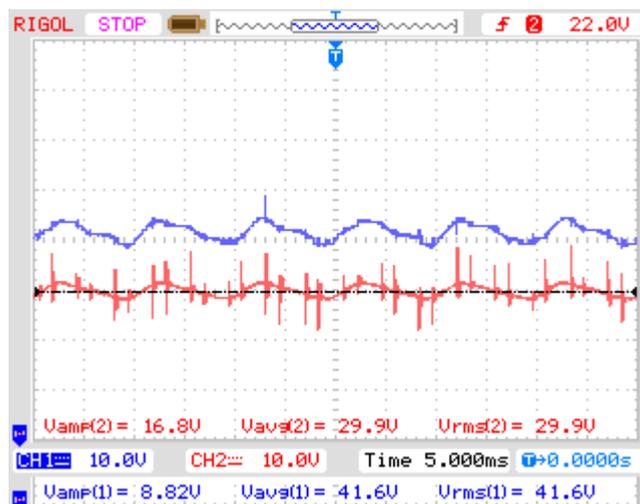


Figura 5.3 - Formas de onda da tensão de entrada e de saída do conversor *boost* em malha aberta.

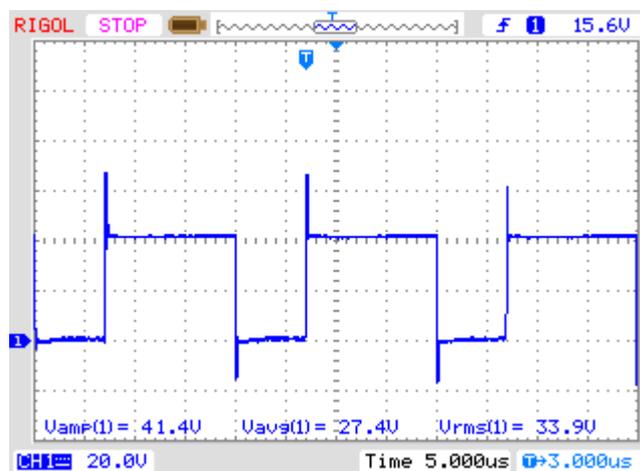
A partir da observação da Figura 5.3, em que a forma de onda vermelha e azul corresponde à tensão de entrada e de saída do conversor *boost*, respetivamente, pode-se verificar que a tensão aplicada à entrada do conversor CC-CC foi aproximadamente de 30 V e a tensão que este possui na sua saída é de 41,6 V, ou seja, bastante próxima da tensão de saída esperada. Com base na Tabela 5.1, pode-se verificar que a corrente obtida na carga é de aproximadamente 0,75 A, igualmente próximo ao pretendido.

Tabela 5.1 - Variáveis do sistema

Expression	Type	Value	Address
(*)= Vout	double	40.72681	0x0000802E@Data
(*)= Iout	double	0.7586835	0x00008044@Data
(*)= Vin	double	30.56563	0x00008042@Data
(*)= Iin	double	1.261397	0x00008030@Data

Comparando a Figura 5.3 e a Tabela 5.1, verifica-se que existem algumas diferenças entre as formas de onda das tensões de entrada e saída do conversor e os valores obtidos através das leituras dos sensores. Isto deve-se a erros de medição provenientes dos sensores e a arredondamentos nos cálculos efetuados pelo microcontrolador.

Outra forma de onda a ter em conta é a tensão *drain-source*,  $V_{ds}$ , do MOSFET, representada na Figura 5.4. Devido às comutações do semicondutor de potência, é habitual existirem alguns picos de tensão no momento em que o MOSFET muda de estado, isto é, na altura em que este se liga ou desliga. É através da observação desta forma de onda que se consegue perceber se os picos de tensão, aquando a mudança de estado do MOSFET, irão por em causa o bom funcionamento do mesmo.

Figura 5.4 - Forma de onda da tensão *drain-source* do MOSFET.

Como se pode verificar através da Figura 5.4, os picos de tensão na altura da mudança de estado do semicondutor de potência chegam a ultrapassar os 60 V. Este valor não causa nenhum problema ao MOSFET, visto que este é capaz de suportar uma tensão *drain-source* de 500V, porém o conversor *boost* apenas foi sujeito a um ensaio de 30 W e com uma tensão de entrada de 30 V. Logo, é de esperar que estes picos de tensão aumentem à medida que o conversor CC-CC seja sujeito a ensaios de maior potência. A solução adotada para este problema foi a implementação de um circuito *snubber*, como abordado na secção 4.1.6.

Após a implementação do circuito *snubber* numa *veroboard*, este foi ligado entre o *drain* e a *source* do semicondutor de potência. Aplicando o ensaio anteriormente descrito, observou-se uma melhoria significativa na tensão *drain-source* do MOSFET do conversor CC-CC. A forma de onda dessa tensão está representada na Figura 5.5.

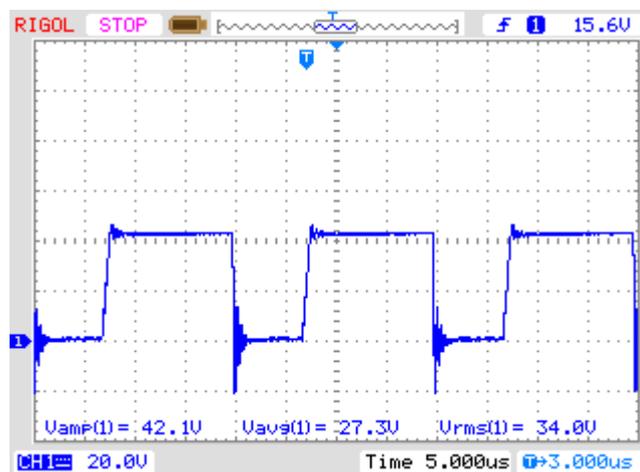


Figura 5.5 - Tensão *drain-source* do semicondutor de potência com o circuito *snubber*.

Comparando a Figura 5.4 e a Figura 5.5, verifica-se um decréscimo bastante significativo do valor dos picos na tensão *drain-source* do semicondutor de potência. Com isto pode-se concluir que, quando o conversor CC-CC do tipo *boost* for sujeito a ensaios de maior potência, a destruição do MOSFET devido a estes picos de tensão é evitada e, por conseguinte, o bom funcionamento do conversor *boost* é assegurado.

### 5.2.2. Validação do algoritmo de MPPT

Devido à indisponibilidade de utilização de um painel solar fotovoltaico, foi necessário encontrar uma maneira que permitisse validar o algoritmo de MPPT. A solução encontrada incidiu no uso de um reóstato em serie com uma fonte de tensão CC, como é representado na Figura 5.6. O conjunto constituído pelo reóstato e a fonte de tensão CC representam o circuito equivalente de uma fonte de tensão CC não ideal.

Com esta solução é possível determinar a potência máxima que a fonte de tensão CC não ideal é capaz de fornecer, sendo obtida quando a resistência de carga for igual à resistência interna, imposta pelo reóstato, pois a queda de tensão é igual em ambas as resistências [32]. Para a resistência interna utilizou-se um reóstato, como abordado anteriormente, enquanto para a fonte de tensão CC ideal usou-se o conjunto constituído pelo VARIAC e o retificador, abordado em 5.1.

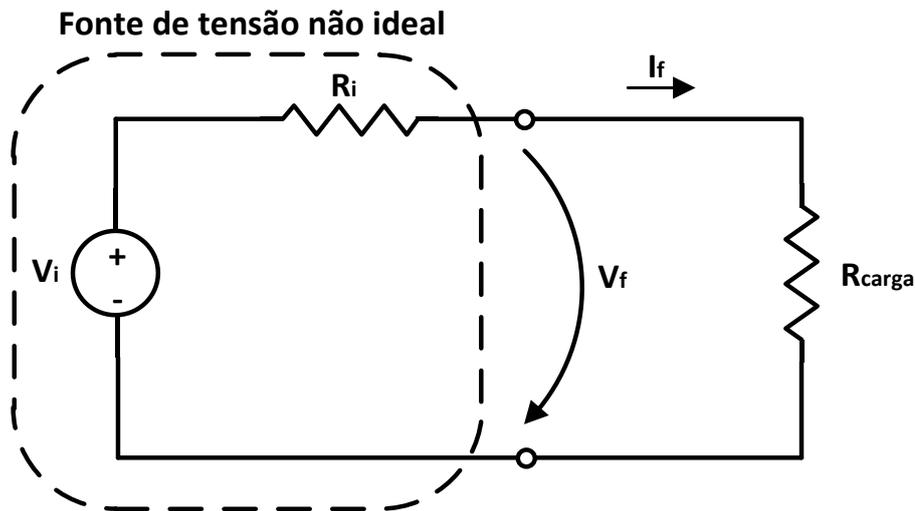


Figura 5.6 - Circuito equivalente de uma fonte de tensão CC.

Na Figura 5.6 pode-se observar o circuito equivalente da fonte de tensão não ideal constituída pela fonte ideal  $V_i$  e a sua resistência interna  $R_i$ . Este conjunto possui uma tensão e corrente de saída de  $V_f$  e  $I_f$ , respetivamente, e alimenta uma resistência de carga,  $R_{carga}$ .

Após a análise do modelo utilizado para a validação do algoritmo de MPPT, procedeu-se ao cálculo da potência máxima teórica, através de (5.1), para diferentes valores de resistência do reóstato de forma a ter uma base de comparação com os resultados práticos dos ensaios.

$$P_{max} = \frac{V^2}{R_i} \quad (5.1)$$

Para uma tensão de 40V na fonte ideal,  $V_i$ , procedeu-se aos cálculos da potência máxima da fonte de tensão não ideal e da tensão de saída do conversor CC-CC, sabendo que a potência máxima é atingida quando a tensão de entrada do mesmo é igual à queda de tensão em  $R_i$ . Os resultados destes cálculos são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Valores teóricos para os ensaios de validação do algoritmo de MPPT.

Ensaio	Resistência do Reóstato ( $\Omega$ )	Potência máxima (W)	Tensão de saída do conversor CC-CC (V)
1	20	20	40,5
2	15	26,6	46,7
3	30	13,3	33,07

Sabendo os valores teóricos, e por conseguinte, o que esperar do funcionamento do conversor CC-CC do tipo *boost*, elaborou-se o modelo a implementar para a validação do algoritmo de MPPT, representado na Figura 5.7. Este algoritmo de controlo será responsável por manter a tensão de entrada do conversor *boost* aproximadamente igual à queda tensão no reóstato, ou seja, por fazer com que o conversor acompanhe dinamicamente a potência máxima fornecida pelo conjunto constituído pela fonte de tensão CC e o reóstato.

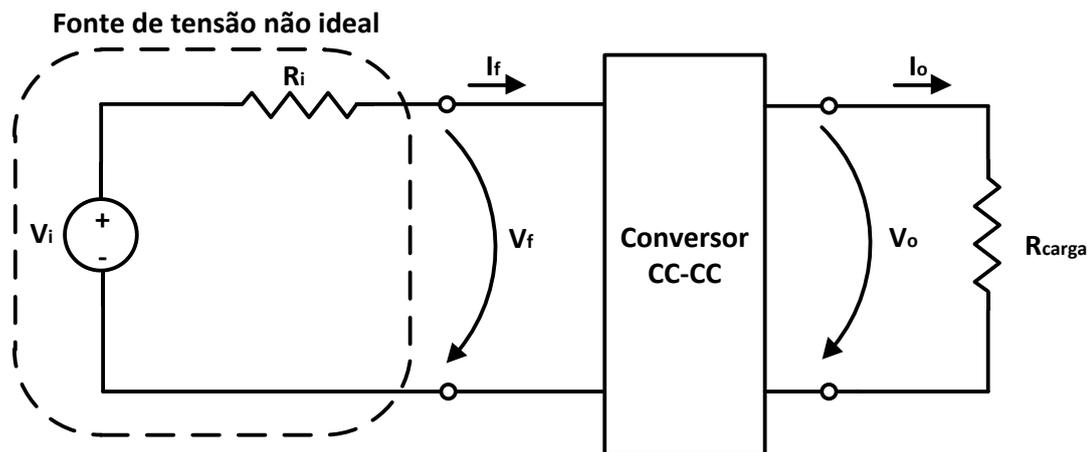


Figura 5.7 - Modelo implementado para a validação do algoritmo de MPPT.

Abordados todos os passos necessários para a realização dos ensaios da validação do algoritmo de MPPT, procedeu-se à execução dos mesmos. Idealmente, para uma tensão de 40 V na fonte  $V_i$ , a potência máxima da mesma é encontrada quando a queda de tensão no reóstato e a tensão de entrada do conversor CC-CC do tipo *boost* é de 20 V. Posto isto, espera-se que nos ensaios, apresentados mais à frente, a potência de entrada e a tensão de saída do conversor *boost* sejam aproximadamente iguais aos valores calculados e que a sua tensão de entrada se mantenha perto dos 20 V. Devido à indisponibilidade de utilização de um wattímetro, utilizou-se o produto da tensão e da corrente do conversor *boost*, medidos pelos sensores, como forma de saber a potência de entrada do mesmo.

Inicialmente realizou-se o ensaio 1, com uma resistência no reóstato de  $20 \Omega$  como se pode ver na Tabela 5.2, para verificar se o conversor encontra o ponto de máxima potência do modelo implementado. Em seguida, reduziu-se a resistência do reóstato para valores muito próximos de  $15 \Omega$ , provocando um aumento na potência, para averiguar se o conversor seria capaz de acompanhar a potência máxima da fonte de tensão CC não ideal. Por fim, aumentou-se o reóstato para um valor de resistência muito próximo dos  $30 \Omega$ , diminuindo a potência, para verificar se a potência máxima fornecida pela fonte de tensão CC era acompanhada pelo conversor *boost*.

As formas de onda e os valores de potência do sistema para os ensaios 1, 2 e 3 podem ser visualizados na Figura 5.8, Figura 5.9 e Figura 5.10, respetivamente.

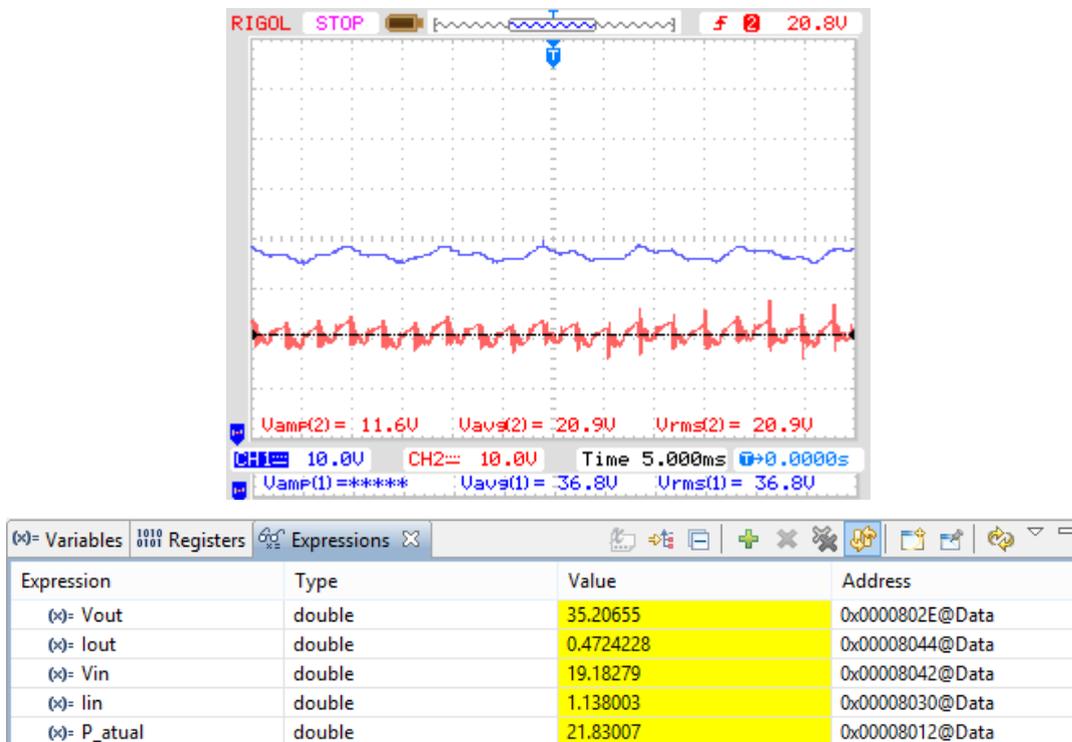


Figura 5.8 - Formas de onda e valores das variáveis do ensaio 1, respetivamente.

Para todos os ensaios realizados, as linhas azuis correspondem à tensão de saída do conversor CC-CC do tipo *boost*, enquanto a tensão de entrada do mesmo é representada pelas linhas vermelhas. No caso das variáveis do sistema, as tensões de entrada e saída do conversor *boost* são representadas por  $V_{in}$  e  $V_{out}$ , respetivamente, enquanto as correntes de entrada e saída do mesmo são representadas por  $I_{in}$  e  $I_{out}$ , respetivamente. A potência extraída pelo conversor é representada por  $P_{atual}$ .

Como se pode verificar através da Figura 5.8, os valores da tensão de entrada e da potência do conversor CC-CC mantiveram-se próximos dos valores desejados, obtendo uma tensão de entrada por volta dos 21 V e uma potência aproximadamente de 21,8 W.

Assim, de acordo com os resultados obtidos, é possível afirmar que o algoritmo de controlo MPPT de perturbação e observação está a funcionar corretamente.

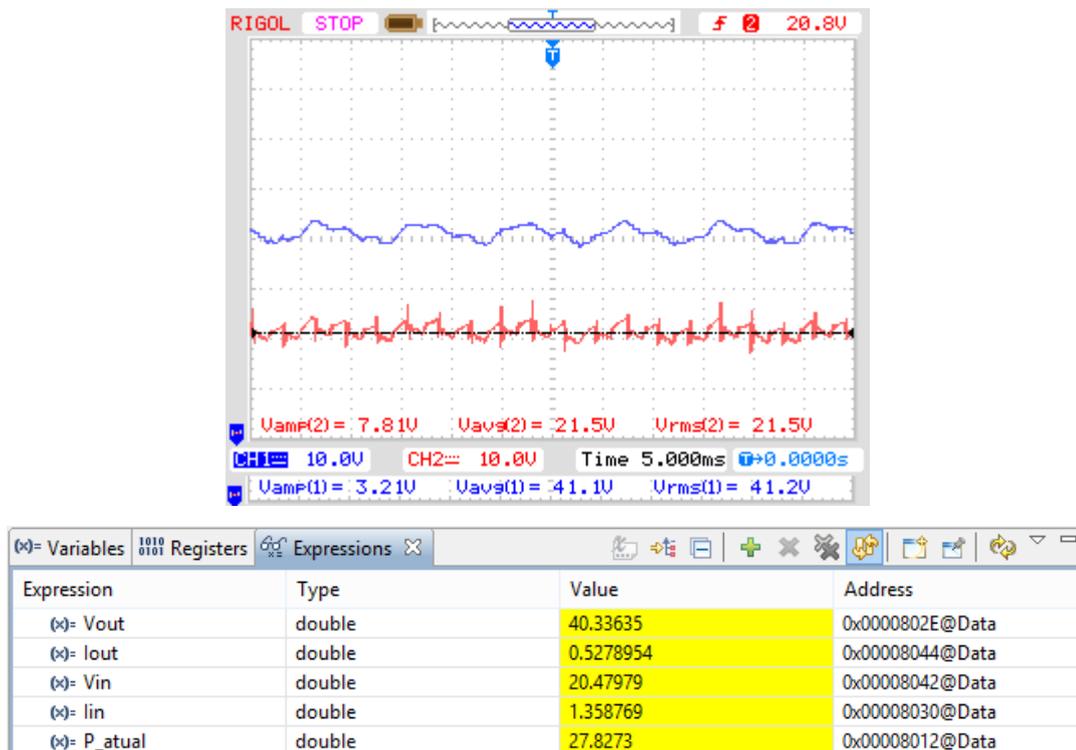


Figura 5.9 - Formas de onda e valores das variáveis para o ensaio 2, respetivamente.

Estando o sistema a funcionar para as condições do ensaio 1, procedeu-se à mudança do valor de resistência do reóstato para  $15 \Omega$ , esperando que o conversor CC-CC consiga manter a sua tensão de entrada por volta dos  $20 \text{ V}$  e a sua potência próxima dos  $26,6 \text{ W}$ , como se pode verificar na Tabela 5.2. Assim e observando a Figura 5.9, pode-se considerar o ensaio satisfatório pois a tensão de entrada do conversor *boost* ronda os  $21,5 \text{ V}$  e a sua potência de entrada é de aproximadamente  $27,8 \text{ W}$ .

Em seguida, o valor da resistência do reóstato foi alterado para os  $30 \Omega$  esperando que o conversor CC-CC se adapte ao decréscimo da potência, provocado por essa variação. Os resultados deste ensaio podem ser visualizados através da Figura 5.10 e tanto o valor da potência, cerca de  $15 \text{ W}$ , como o valor da tensão de entrada, por volta dos  $21,3 \text{ V}$ , encontram-se próximos dos valores esperados, fazendo com que este ensaio possa ser considerado igualmente satisfatório.

De maneira a consolidar a validação do algoritmo de MPPT utilizado, perturbação e observação, estes ensaios foram repetidos consecutivamente, tendo o conversor CC-CC acompanhado sempre o aumento e o decréscimo da potência máxima que a fonte de tensão CC não ideal era capaz de fornecer. No caso dos ensaios 2 e 3, a

potência obtida foi superior à potência teórica desejada, não correspondendo ao esperado. Isto deveu-se, principalmente, a erros de leitura da tensão e corrente de entrada do conversor do tipo *boost* e à imprecisão do reóstato na mudança do valor da sua resistência.

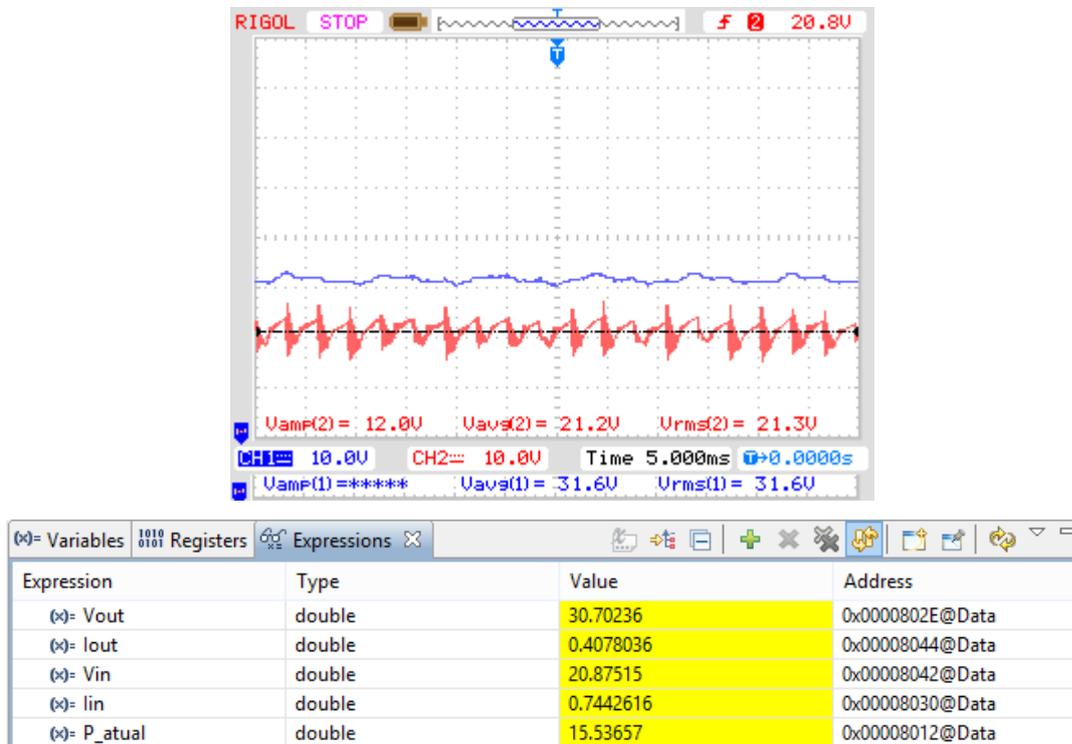


Figura 5.10 - Formas de onda e valor das variáveis para o ensaio 3, respetivamente.

### 5.3. Inversor Monofásico em ponte completa

Nesta secção serão abordados os testes realizados ao funcionamento do inversor monofásico em ponte completa. Como explicado anteriormente, a sua importância rege-se pelo facto de ser através dele que se consegue ter na saída, após aplicado o filtro LC passa-baixo, uma forma de onda da tensão aproximadamente sinusoidal. Devido ao facto do conversor CC-CC do tipo *boost* não estar a funcionar nos seus valores nominais e para se conseguir fazer ensaios de maior potência, a entrada do inversor foi ligada ao conjunto constituído pelo VARIAC e o retificador, mostrado na Figura 5.1.

Inicialmente foi realizado um ensaio com tensão baixa para testar o funcionamento do inversor implementado na placa de circuito impresso e para a verificação dos sinais de controlo aplicados aos semicondutores do mesmo. Em seguida, aplicou-se o filtro LC passa-baixo na saída do conversor CC-CA para verificar se possui o efeito pretendido, isto é, para verificar se a forma de onda da tensão de saída fica aproximadamente sinusoidal. Por fim, elevou-se a tensão de entrada de maneira a validar o funcionamento do inversor monofásico em ponte completa. Em suma, o

objetivo é que o inversor tenha uma forma de onda aproximadamente sinusoidal à sua saída e com uma frequência de 50 Hz.

### Ensaio Realizados ao Inversor Monofásico em Ponte Completa

Após a implementação na placa de circuito impresso, como abordado no capítulo anterior, procedeu-se à realização de ensaios no inversor com o objetivo de conseguir validar o funcionamento do mesmo. Inicialmente colocou-se uma tensão de 20 V na entrada do inversor,  $V_d$ , e aplicou-se os sinais de controlo aos semicondutores de potência relativos ao controlo utilizado, PWM unipolar. Para este ensaio, é de esperar que a tensão de saída seja uma onda modulada por impulsos em que a amplitude varie entre  $V_d$ , 0 e  $-V_d$ , como abordado em 2.4.3.2.

A forma de onda da tensão de saída após o inversor ser sujeito às condições previamente descritas encontra-se representada na Figura 5.11.

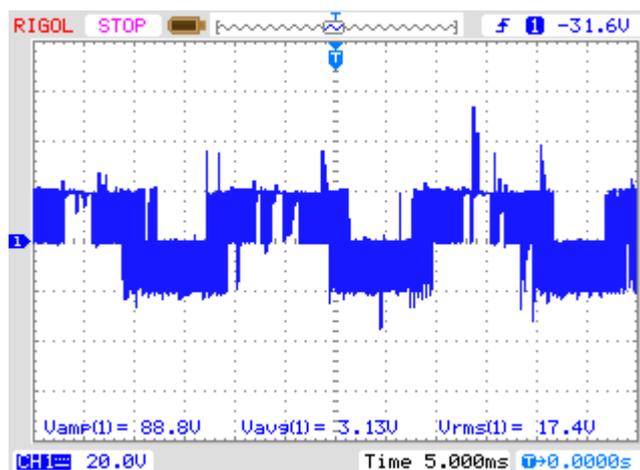


Figura 5.11 - Forma de onda da tensão de saída do inversor.

A Figura 5.11 mostra aproximadamente três períodos da forma de onda da tensão de saída do inversor. Esta é bastante aproximada à forma de onda esperada e possui, como pretendido, uma amplitude igual à tensão de entrada, de 20 V, e um período de 20 ms, ou seja, uma frequência de 50 Hz.

Como o principal objetivo para a utilização do inversor é obter uma forma de onda à saída aproximadamente sinusoidal, aplicou-se o filtro LC passa-baixo dimensionado em 3.3 e mostrado em 4.2.3. A forma de onda da tensão de saída resultante da aplicação do filtro LC passa-baixo encontra-se representada em Figura 5.12.

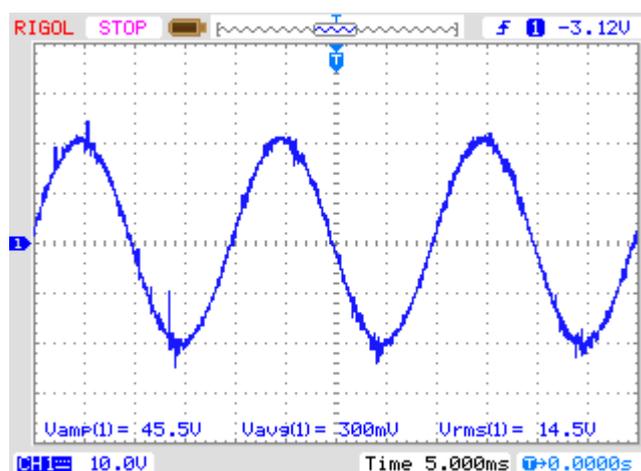


Figura 5.12 - Forma de onda da tensão de saída do inversor com filtro LC passa-baixo.

Através da Figura anterior, pode-se considerar que o resultado do ensaio foi satisfatório pois a forma de onda obtida na saída do inversor, para uma tensão de entrada de 20 V, é uma forma de onda aproximadamente sinusoidal, com amplitude por volta dos 20 V e com uma frequência de 50 Hz.

De maneira a consolidar a validação do funcionamento do inversor monofásico em ponte completa procedeu-se a um ensaio com uma tensão mais elevada. Este consistiu em aumentar a tensão aplicada na entrada do inversor para 100 V. Como o objetivo para este conversor CC-CA é obter uma tensão de saída aproximadamente sinusoidal, o filtro LC passa-baixo não foi retirado do circuito. Mediante isto, é de esperar uma forma de onda à saída do inversor aproximadamente sinusoidal com uma amplitude por volta dos 100 V e com uma frequência de 50 Hz.

A forma de onda da tensão de saída do inversor, respetiva a este ensaio, pode ser visualizada na Figura 5.13.

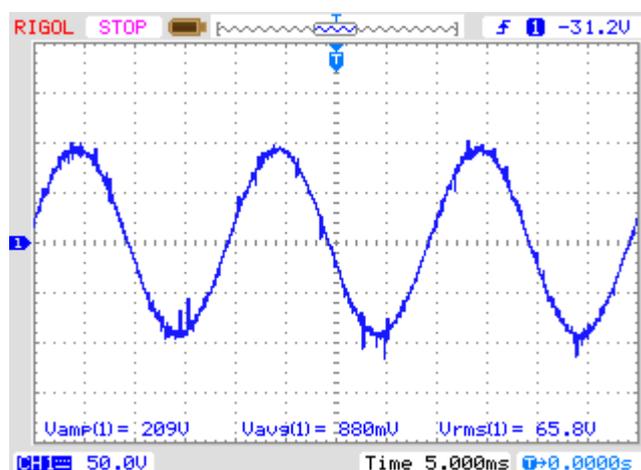


Figura 5.13 - Forma de onda da tensão de saída do inversor

Como se pode verificar através da Figura 5.13, a forma de onda da tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa com filtro LC à saída é aproximadamente sinusoidal, com uma amplitude de 100 V e uma frequência de 50 Hz, características coincidentes com o pretendido.



# CAPÍTULO 6

## Conclusões e Trabalho Futuro

### 6.1. Conclusões

O trabalho realizado no âmbito desta dissertação incidiu no desenvolvimento dos circuitos constituintes do Interface entre um Painel Solar Fotovoltaico e a Rede Elétrica. Os elementos principais deste interface consistem num conversor CC-CC do tipo *boost* controlado por um algoritmo de MPPT e por um inversor monofásico em ponte completo controlado por PWM unipolar.

Inicialmente procedeu-se a um estudo bibliográfico com o objetivo de compreender os tipos de conversores CC-CC e conversores CC-CA mais indicados para a implementação desta dissertação, assim como o seu funcionamento. Foi também realizado um estudo aprofundado sobre os diversos algoritmos de controlo MPPT existentes, de maneira a escolher o mais vantajoso para a implementação pretendida para este projeto. Devido ao facto do software de simulação utilizado permitir simular um módulo solar fotovoltaico, realizou-se uma pesquisa sobre um painel solar fotovoltaico de maneira a satisfazer os requisitos do sistema.

Depois da análise cuidada dos conversores eletrónicos de potência a serem utilizados, verificou-se que os mais indicados seriam o conversor CC-CC do tipo *boost* e o inversor monofásico em ponte completa. Relativamente ao conversor CC-CC, esta escolha deveu-se à necessidade de elevar a tensão proveniente dos painéis, para que se tornasse possível sintetizar a mesma numa forma de onda aproximadamente sinusoidal de valor eficaz 230 V. No caso do conversor CC-CA, o motivo desta escolha deveu-se ao facto de um inversor em ponte completa não ter de estabilizar a tensão em dois condensadores e conseguir o dobro da tensão de saída para o mesmo barramento CC, comparativamente ao inversor em meia ponte.

Uma das partes mais importantes de um conversor eletrónico de potência é o controlo que nele é aplicado. Assim sendo, optou-se por controlar o conversor CC-CC através de um algoritmo de controlo MPPT pois havia a necessidade de extrair a máxima potência dos painéis solares fotovoltaicos. O tipo de algoritmo escolhido para esse controlo foi o Perturbação e Observação por ser uma das técnicas mais utilizadas, ser fácil implementar e possuir boa eficácia na deteção do ponto de máxima potência. Quanto ao conversor CC-CA, o controlo adotado foi o PWM unipolar pois, comparativamente ao PWM bipolar, apresenta um menor conteúdo harmónico.

Após os dimensionamentos de todos os circuitos e elementos necessários à realização desta dissertação, procedeu-se às simulações computacionais dos mesmos. Esta fase teve como objetivo validar o funcionamento dos circuitos constituintes do sistema, ajudando também no dimensionamento e escolha de alguns elementos. Começou-se com a simulação do módulo solar fotovoltaico e verificou-se que apenas um painel do modelo escolhido não era suficiente para satisfazer os requisitos do sistema. Assim, realizou-se a associação de 11 painéis para que estes fornecessem uma potência de 1430 W. Através da ferramenta de simulação disponibilizada pelo PSIM “*Solar Module (physical model)*”, em que se alterou alguns parâmetros de maneira a alcançar características idênticas à realidade, conseguiu-se obter as curvas caracterizadoras do módulo solar fotovoltaico, I-V e P-V, para um melhor conhecimento do comportamento deste para as diferentes condições de radiação. Relativamente ao conversor CC-CC, a sua simulação consistiu em duas fases: teste em malha aberta e a validação do algoritmo de controlo MPPT. Numa primeira fase foi aplicado um *duty-cycle* fixo de maneira a comprovar a capacidade do conversor *boost* de elevar tensão. Numa segunda fase, fechou-se a malha e testou-se se o algoritmo de MPPT P&O era capaz de fazer com que o conversor acompanhasse o ponto de máxima potência do módulo solar fotovoltaico, extraíndo assim a máxima potência do mesmo. Em ambas as fases, os resultados foram considerados satisfatórios. No caso do conversor CC-CA, a sua simulação também consistiu em duas etapas: sem filtro LC passa-baixo e com filtro LC passa-baixo. Em ambos os casos aplicaram-se os sinais de controlo referentes ao PWM unipolar nos semicondutores de potência. No primeiro caso, os resultados coincidiram com o esperado, ou seja, a forma de onda de saída do inversor era uma onda modulada por uma sequência de impulsos com a amplitude igual à tensão de entrada. No segundo caso, os resultados também coincidiram com o esperado, ou seja, após a aplicação do filtro LC passa-baixo, a forma de onda da tensão de saída do inversor era uma onda aproximadamente sinusoidal de 230 V e 50 Hz.

Cada circuito de potência constituinte deste projeto foi implementado em placas de circuito impresso individuais, isto é, uma para o conversor CC-CC *boost* e outra para o inversor monofásico em ponte completa.

Os resultados práticos obtidos a partir dos ensaios realizados no conversor CC-CC do tipo *boost* foram satisfatórios, visto que este funcionou em malha aberta (*duty-cycle* fixo), mostrando que é capaz de elevar tensão, e foi capaz de acompanhar a potência máxima teórica do módulo solar fotovoltaico, extraíndo a máxima potência do módulo, validando assim o algoritmo de controlo MPPT utilizado. Porém, o conversor CC-CC

não funcionou na sua potência nominal devido ao facto da bobina utilizada ter uma indutância inferior à dimensionada e só suportar uma corrente de aproximadamente 2 A.

Quanto ao inversor monofásico em ponte completa, os resultados obtidos nos ensaios a que foi sujeito foram considerados satisfatórios pois este funcionou como esperado sem e com filtro LC passa-baixo. Inicialmente testou-se o inversor sem o filtro à sua saída e a sua forma de onda foi uma onda modulada por uma sequência de impulsos com a sua amplitude igual à sua tensão de entrada. Por fim, foi testado com o filtro LC passa-baixo e a forma de onda da sua tensão de saída foi uma onda aproximadamente sinusoidal, com amplitude igual à entrada e com uma frequência de 50Hz. Apesar da validação experimental do seu funcionamento, o inversor não foi capaz de sintetizar tensões acima dos 100 V devido a interferências na tensão *gate-source* dos semicondutores de potência.

Não foi realizada a ligação entre o conversor CC-CC e o conversor CC-CA, porém foram implementados e testados todos os circuitos necessários para que o interface entre o conjunto de módulos solares fotovoltaicos e a rede elétrica fosse possível. Os resultados obtidos de todos os circuitos implementados e os seus respetivos sistemas de controlo foram considerados satisfatórios pois todos eles coincidiram com o esperado.

Em suma, conclui-se que os objetivos propostos para esta dissertação foram cumpridos na sua maioria, falhando assim a ligação entre os dois conversores eletrónicos de potência e a ligação do sistema à rede elétrica, através de um sistema de sincronização. As placas de circuito impresso devidamente desenhadas e os resultados obtidos nos circuitos pertencentes a este interface preveem uma grande capacidade de evolução para este projeto.

## 6.2. Trabalho Futuro

Apesar de esta dissertação cumprir a maioria dos objetivos a que se propôs, houve partes que não funcionaram no máximo das suas capacidades. Porém, como todos os dimensionamentos e placas de circuito impresso foram realizados para que o sistema funcionasse na sua potência nominal, este projeto possuiu uma grande capacidade de evolução.

A primeira coisa que se propõe é que seja feita uma bobina com as características necessárias para o funcionamento do conversor CC-CC na sua potência nominal. Para que assim seja possível elevar a tensão para o valor pretendido e seja possível a ligação entre este e o inversor monofásico em ponte completa.

Em seguida, propõe-se que o conjunto constituído pelo VARIAC e o retificador seja substituído por um painel solar fotovoltaico, ou conjunto deles, para que seja este a alimentar o sistema.

Para que haja um ponto de comparação prático sobre as vantagens e desvantagens dos diversos algoritmos de MPPT, sugere-se que sejam implementadas e testadas outras técnicas de controlo MPPT.

Por fim, uma proposta de trabalho futuro incide sobre a realização de uma PLL (*Phase-Locked Loop*), para sincronismo do sistema com a rede elétrica, e de testar o sistema para a ligação à rede elétrica.

## Referências Bibliográficas

- [1] R. Wai, W. Wang e L. C., High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System, em *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008.
- [2] X. Sun, W. Wu, X. Li e Q. Zhao, A Research on Photovoltaic Energy Controlling System with Maximum Power Point Tracking, China, 2002.
- [3] N. A. Rahim e S. Mekhilef, *Implementation of Three-Phase Grid Connected Inverter for Photovoltaic Solar Power Generation System*, Malásia, 2002.
- [4] E. D. Proença, A Energia Solar Fotovoltaica em Portugal, Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, 2007.
- [5] A. H. V. goetzberger, Photovoltaic Solar Energy Generation, Alemanha: Springer, 2005.
- [6] F. Blaabjerg e Z. K. S. Chen, Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems, em *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004.
- [7] T. Liang, Y. Kuo e J. Chen, Single-stage Photovoltaic Energy Conversion System, em *IEEE Power Applications*, 2001.
- [8] A. Labouret e M. Viloz, Solar Photovoltaic Energy, London: Instituição de Engenharia and Technology, 2010.
- [9] Ministério da Economia, “Decreto lei nº 68/2002,” em *Diário da República*, Portugal, 2002.
- [10] S. Kajaer, J. Pedersen e F. Blaabjerg, A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters, em *IEEE Transactions on industry applications*, 2005.
- [11] c. Hua e C. S. Shen, Study of Maximum Power Tracking Techniques and Control of DC/DC Converters for Photovoltaic Power System, Taiwan: National Yunlin Universidade of Science & Technhnology, 1998.
- [12] P. Ferreira, M. Trindade, J. S. Martins e J. L. Afonso, Interfaces For Renewable Energy Sources With Electric Power Systems, em *Enviroment 2010: Situation and Perspectives for the European Union*, Porto, 2003.
- [13] T. ESRAM e P. L. Chapman, Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques, em *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007.
- [14] F. Yakuphanoglu, Recent Developments in Maximum Power Point Tracking Technologies for Photovoltaic Sustems, Turquia, 2010.
- [15] B. Subudhi e R. Pradhan, A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems, India, 2012.
- [16] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Power Electronics - Converters, Applications and

- Design, Canada: Wie Wiley, 1995.
- [17] J. M. Aniceto, *Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares*, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2010.
- [18] M. Taghvaei, M. Radzi, S. Moosavain, H. Hizam e M. Marhaban, *A Current And Future study on Non-Isolated DC-DC Converters for Photovoltaic applications*, Malaysia, 2012.
- [19] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Oxford: Butterworth-Heinemann, 2011.
- [20] SolarWorld, “Sunmodule SW 130/135/140 poly R6A,” SolarWorld, USA, 2010.
- [21] R. González, J. López, P. Sanchis e L. Morroyo, *Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems*, em *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007.
- [22] W. A. B. e T. J.F., *Electronic Filter Design*, USA: McGraw-Hill, 2006.
- [23] KEMET, “Datasheet R46,” KEMET, USA, 2008.
- [24] IXYS, “Datasheet DSEP 15-06A,” IXYS, 2000.
- [25] FAIRCHILD, “Datasheet FDP12N60NZ,” FAIRCHILD, USA, 2013.
- [26] AVAGO, “Datasheet HCPL-3120,” AVAGO, USA, 2008.
- [27] STMicroelectronics, “Datasheet STF23NM50N,” STMicroelectronics, 2011.
- [28] LEM, “Datasheet LV 25-P,” LEM.
- [29] LEM, “Datasheet LA 55-P,” LEM.
- [30] T. Instruments, “Datasheet TMS320F28027,” Texas Instruments, 2008.
- [31] T. Instruments, “LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad Experimenter Kit,” Texas Instruments, 2012.
- [32] M. M. G. Fernando, *Conversor Eletrónico de Potência Para uma Bomba de Água Alimentada por Painéis Solares Fotovoltaicos*, Universidade do Minho, 2012.