

André Almeida Domingues

Gestão e Encaminhamento da Produção de Sistemas
Híbridos destinados ao Autoconsumo



André Almeida Domingues

Gestão e Encaminhamento da Produção de Sistemas
Híbridos destinados ao Autoconsumo

Tese de Mestrado

Engenharia Eletrotécnica - Energia e Automação Industrial

Professor Doutor Daniel Filipe Albuquerque

Professor Doutor Paulo Moisés Almeida da Costa



“A persistência é o caminho do êxito”

Charles Chaplin

RESUMO

Esta dissertação apresenta um sistema capaz de agregar a energia disponível em múltiplas fontes de energia e torna-la disponível num único barramento. Este sistema foi desenhado e projetado tendo em vista a sua aplicação num sistema destinado ao autoconsumo que permita a ligação tanto de painéis fotovoltaicos como de turbinas eólicas. O sistema implementado baseia-se num conjunto distribuído de conversores DC/DC flyback interligados com um único barramento DC. Para além disso, cada fonte de energia possui o seu próprio conversor e sistema de controlo sendo completamente independente e isolada do barramento. Devido a esta flexibilidade, o sistema implementado permite a adição ou remoção de fonte de energia elétrica (painéis e/ou turbinas eólicas), sem interferir nas restantes. Além disso, o sistema de controlo de cada conversor foi projetado para extrair a máxima potência de cada fonte de energia através da aplicação de um algoritmo *Maximum power point tracking* (MPPT). Os resultados práticos obtidos com três fontes de energia demonstram que o sistema proposto apresenta um rendimento global que ronda os 90%. Além disso, testes práticos realizados com um módulo fotovoltaico mostram que o sistema proposto é capaz de extrair a máxima potência disponível em cada fonte com um pequeno erro.

ABSTRACT

This paper presents a system able to aggregate available energy in multiple power sources and make it available in a single bus. This system was designed and engineered to be connected to a self-consumption system allowing the connection of both photovoltaic modules and wind turbines. The implemented system is based on a distributed set of DC/DC flyback converters interconnected with a single DC bus. Furthermore, each energy source has its own driver and controller system. It is completely independent and isolated from the bus. Because of this flexibility, the implemented system allows the addition or removal of power sources (panels and/or wind turbines) without interfering with the others. Furthermore, the control system of each converter is designed to extract the maximum power of each power source by applying a Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm. Practical results obtained with three distinct energy sources show that the proposed system has an overall efficiency of around 90%. In addition, practical tests with a FV module show that the proposed system is able to extract the maximum power available in each source with a small error.

PALAVRAS CHAVE

Conversores DC/DC
Autoconsumo
Barramento DC
Painéis Fotovoltaicos
Turbinas eólicas
Ponto de potencia máxima
Microcontrolador
Conversor *Flyback*
RCD Snubber
Combinador de energia

KEY WORDS

Power Combiner
DC/DC converter
Self-consumption
DC Bus
Photovoltaic modules
Wind-turbines
DC/DC flyback converter
Maximum power point tracking
Microcontroller
RCD Snubber

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer aos meus pais por todo o apoio e compreensão, pois sem eles não seria o que sou hoje.

Um especial agradecimento aos meus orientadores, Professor Daniel Albuquerque e Professor Paulo Moisés, por todo o vosso apoio, acompanhamento e dedicação ao longo deste percurso académico em especial nesta dissertação. Gostaria também de deixar um agradecimento especial ao Engenheiro João Ôlas por toda a ajuda e por todas as horas de dispensadas ao longo deste percurso académico.

Quero também agradecer ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Viseu, todas as facilidades concedidas na realização da parte prática desta dissertação, nomeadamente ao acesso ao Laboratório de Eletrónica e aos recursos disponibilizados.

Quero também agradecer a todo o corpo docente da Escola de Tecnologia e Gestão de Viseu (ESTGV), pela sua dedicação e profissionalismo na formação destes futuros engenheiros e mestres.

Por fim, a todos os que me acompanharam ao longo do meu percurso, por toda vossa ajuda e incentivo, um muito obrigado.

ÍNDICE GERAL

ÍNDICE GERAL.....	xiii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xv
ÍNDICE DAS Tabelas.....	xvii
1. Introdução	1
1.1. Objetivos	4
1.2. Estrutura e Organização da Dissertação	5
2. Conversores DC/DC para o encaminhamento de energia.....	7
2.1. Conversores lineares/comutados.....	7
2.1.1. Conversores lineares	7
2.1.2. Conversores comutados	8
2.1.3. Comparação das fontes lineares e comutadas.....	9
2.2. Conversores DC/DC comutados típicos	9
2.2.1. Conversor Buck	10
2.2.2. Conversor boost	11
2.2.3. Conversor buck-boost	13
2.2.4. Conversor flyback.....	15
2.2.5. Comparação entre os diversos tipos de conversores comutados	17
2.3. Estado da arte em conversores DC/DC para o encaminhamento de energia.....	17
2.4. Conversor DC/DC a implementar no sistema proposto.....	20
2.5. Dimensionamento do conversor implementado.....	21
2.5.1. Transformador.....	21
2.5.2. Transístor	22
2.5.3. Díodos de saída	23
2.5.4. Condensador de saída	24
2.5.5. RCD Snubber	24
2.5.6. Conversor implementado	28
3. Sistema de Controlo para a extração da máxima energia	31

3.1.	<i>Maximum Power Point Tracking</i> - MPPT	31
3.1.1.	Perturbação e Observação	33
3.1.2.	Hill Climbing	35
3.1.3.	Condutância Incremental	36
3.1.4.	Comparação entre os diversos algoritmos apresentados.....	38
3.2.	Hardware de suporte ao conversor DC/DC	39
3.3.	Algoritmo implementado	42
4.	Resultados	45
4.1.	Teste de Funcionamento	45
4.2.	Testes de Eficiência	47
4.3.	Teste do algoritmo MPPT	49
4.4.	Múltiplas Entradas	52
4.5.	Testes Práticos efetuados com o Painel Fotovoltaico	53
5.	Conclusão.....	55
5.1.	Trabalhos Futuros	55
	Referências.....	57

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Esquema representativo do sistema.....	2
Figura 1.2 – Implementação prática do sistema.....	3
Figura 1.3 – Diagrama de blocos representativo do Combinador de Energia com um barramento DC.....	4
Figura 2.1 – Conversor <i>Buck</i> ou <i>Step-down</i> [8].....	10
Figura 2.2 – Estados do conversor <i>buck</i> (assumindo iL constante).....	10
Figura 2.3 – Evolução da tensão de saída no conversor <i>buck</i> com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 V$, $f = 10 kHz$ e $L = 100 \mu H$	11
Figura 2.4 – Conversor <i>Boost</i> ou <i>Step-up</i> [10].	11
Figura 2.5 – Estados do conversor <i>boost</i>	12
Figura 2.6 – Evolução da tensão de saída no conversor <i>boost</i> com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 V$, $f = 10 kHz$.e $L = 100 \mu H$	13
Figura 2.7 – Conversor Buck-Boost [9].....	13
Figura 2.8 – Estados do conversor <i>buck-boost</i> : a) interruptor fechado; b) interruptor aberto.	14
Figura 2.9 – Evolução da tensão de saída no conversor <i>buck-boost</i> com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 V$, $f = 10 kHz$.e $L = 100 \mu H$	14
Figura 2.10 – Conversor Flyback [6].....	15
Figura 2.11 – Estados do conversor <i>flyback</i> : a) interruptor fechado; b) interruptor aberto...15	15
Figura 2.12 – Evolução da tensão de saída no conversor <i>flyback</i> com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 V$, $f = 10 kHz$.e $L = 100 \mu H$	16
Figura 2.13 – Sistema proposto por Yanzhi e Wang et al. [13].....	17
Figura 2.14 – Sistema proposto por G. V. Santos et al. [16].	18
Figura 2.15 – Sistema proposto por C. Yen-Mo et al. [3].	18
Figura 2.16 – Sistema proposto por Wang et al. [2].	19
Figura 2.17 – Sistema porposto por Yu et al. [1].....	20
Figura 2.18 – Sistema proposto por Dobbs et al. em [15].	20
Figura 2.19 – Circuito elétrico do conversor <i>Flyback</i> implementado.	21
Figura 2.20 – Características do transformador KA4823-CL da <i>Coilcraft</i> [4].....	22

Figura 2.21 – Formas de ondas do conversor flyback.	25
Figura 2.22 – Esquema da localização do RCD Snubber [7].	25
Figura 2.23 – Tensão entre o condensador e o diodo do RCD Snubber (componente AC). ..	27
Figura 2.24 – Tensão entre o condensador e o diodo do RCD Snubber (componente AC e DC).....	28
Figura 2.25 – Implementação prática do conversor DC/DC.....	28
Figura 2.26 – PCB implementada para o conversor DC/DC.....	29
Figura 3.1 – Curva Corrente/Tensão e Potência/Tensão adaptado de [5].....	32
Figura 3.2 – Comportamento do algoritmo de Perturbação e Observação [14].	33
Figura 3.3 – Fluxograma do algoritmo Perturbação e Observação (adaptado de [14]).	34
Figura 3.4 – Fluxograma do algoritmo <i>Hill Climbing</i> [11].	35
Figura 3.5 – Derivado da curva de potência do painel em função da tensão.....	36
Figura 3.6 – Metodo da condutância incremental numa curva P(V)	37
Figura 3.7 – Fluxograma do algoritmo da condutância incremental (adotado de [12]).	38
Figura 3.8 – Circuito elétrico do sensor de corrente.	41
Figura 3.9 – Circuito elétrico do microcontrolador e da ADC.	41
Figura 3.10 – PCB implementada para o sensor de corrente.	41
Figura 3.11 – PCB implementada para microcontrolador e para a ADC.	42
Figura 3.12 – Diagrama de blocos do software.	42
Figura 4.1 – Onda quadrada aplicada no driver do Mosfet.....	46
Figura 4.2 – Sinal no dreno do Mosfet.	47
Figura 4.3 – Tensão de entrada.	47
Figura 4.4 - Eficiência do sistema para seis valores diferentes de potência.	48
Figura 4.5 – Esquema de ligação da fonte DC para simulação de um gerador FV	49
Figura 4.6 – Curvas I(V) e P(V) do circuito de simulação de um FV.	50
Figura 4.7 – Curvas P(V) para diferentes condições de potência (entre 8.6W e 43.5W) e respetivos pontos MPPT.	51
Figura 4.8 – Eficiência do sistema com três entradas para uma saída comum.....	53
Figura 4.9 – Testes práticos com o painel fotovoltaico.	54

ÍNDICE DAS TABELAS

Tabela 2.1 – Principais aspetos a ter em conta na escolha no tipo de conversor.....	9
Tabela 2.2 – Alguns aspetos a ter em conta na escolha do conversor.	17
Tabela 2.3 – Principais características do Mosfet FDA24N40F.....	23
Tabela 2.4 – Características do díodo UF1007.....	24
Tabela 2.5 – Valores utilizados no cálculo do condensador de saída.....	24
Tabela 2.6 – Valores utilizados para calcular os valores do Snubber.....	27
Tabela 2.7 – Valores obtidos para os componentes do Snubber.....	27
Tabela 3.1 – Alguns aspetos a ter em conta na escolha do algoritmo.	39
Tabela 3.2 – Principais características do Arduino Nano.....	39
Tabela 3.3 – Principais características da ADC.....	40
Tabela 3.4 – Principais características do sensor de corrente.....	40
Tabela 4.1 – Valores medidos para calcular a eficiência do sistema para diferentes níveis de potência.....	48
Tabela 4.2 – Valores utilizados para aproximar a curva da fonte DC à curva I(V) do painel.....	49
Tabela 4.3 – Valores MPPT.....	52
Tabela 4.4 – Resultados dos testes de eficiência do sistema com múltiplas entradas	52

1. Introdução

O interesse em pequenas unidades de produção distribuída (PD) dedicadas ao autoconsumo está a aumentar, principalmente devido ao crescimento dos preços da eletricidade, à diminuição do custo das tecnologias de PD e aos mecanismos de apoio menos atraentes para o investimento na PD (por exemplo, menores preços nas tarifas pagas). Alguns países (por exemplo, Portugal, Hungria, Itália, Suécia, entre outros) já aplicaram legislação específica para promover o desenvolvimento de unidades de PD em regime de autoconsumo (PDAC) [17]. Esta legislação promove modos de operação para a PDAC que são diferentes das abordagens tradicionalmente utilizadas para promover o desenvolvimento da PD. Na verdade, a abordagem de autoconsumo visa maximizar o consumo da energia elétrica gerada na instalação do proprietário da unidade de PD, enquanto os mecanismos de apoio tradicionais procuram maximizar a eletricidade exportada para a rede. O incentivo para maximizar o autoconsumo é, geralmente, conseguido através de uma remuneração baixa (por vezes sem remuneração) da eletricidade que é fornecida à rede (existem outros mecanismos como, por exemplo, a limitação da potência instalada nas unidades PDAC).

O desenvolvimento da PDAC traz desafios e oportunidades. As oportunidades estão relacionadas com a possibilidade de os consumidores diminuírem os seus custos de eletricidade. Os desafios incluem, entre outros, a necessidade de desenvolver formas de otimização técnico-económica da energia produzida pelas unidades PDAC, a fim de melhorar a atratividade deste tipo de sistemas. Isto implica a otimização tanto da produção da energia elétrica como da gestão do seu consumo, tal como se mostra na Figura 1.1.

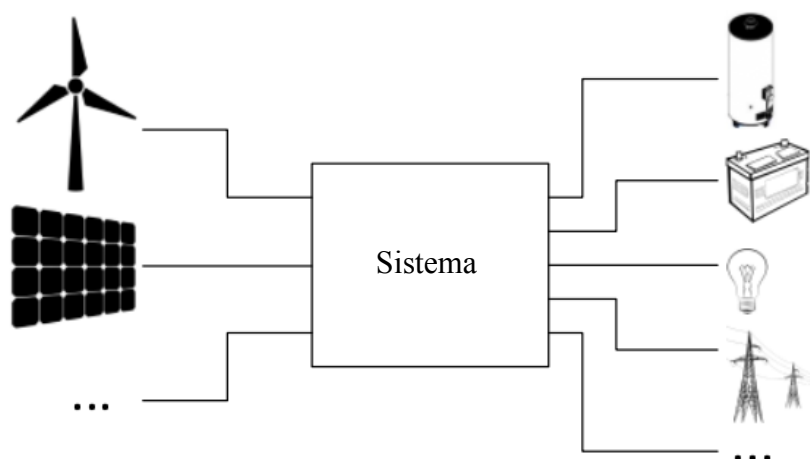


Figura 1.1 – Esquema representativo do sistema.

No que se refere ao lado do consumo, tal como anteriormente referido, o quadro jurídico aplicável à PDAC não é favorável à injeção da energia gerada na rede pública. Na verdade, a remuneração desse tipo de energia é, geralmente, baixa e menor do que o custo da energia elétrica comprada da rede. Por conseguinte, o desempenho económico da PDAC tende a melhorar com o aumento da percentagem da energia gerada que é autoconsumida. No entanto, as variações típicas presentes nos diagramas de carga dos consumidores e no perfil de produção de várias tecnologias PD impossibilitando autoconsumo de toda a energia produzida. O autoconsumo da totalidade da energia produzida apenas é possível se a unidade de PDAC for dimensionada para assegurar que a energia gerada ao longo do tempo é igual ou inferior ao consumo. Tal situação, quando possível, tende a limitar a potência instalada na unidade de PDAC, resultando numa solução potencialmente não otimizada do ponto de vista económico. Uma alternativa possível é a gestão da energia produzida através da utilização de sistemas de armazenamento de energia elétrica e térmica. A utilização de um sistema de gestão de energia adequado permite o encaminhamento da eletricidade produzida tendo em consideração os valores instantâneos da produção e do consumo, bem como do estado de carga dos sistemas de armazenamento.

Uma possível (e simples) estratégia de gestão consiste em: i) encaminhar a eletricidade gerada para abastecer o consumo instantâneo; ii) se existe um excedente de produção, face ao consumo instantâneo, ligar o sistema de armazenamento térmico, a fim de consumir esse excedente; iii) quando o armazenamento térmico não tiver possibilidade de armazenamento redirecionar a energia excedente para o banco de baterias. Nestas circunstâncias, a injeção de energia na rede só ocorre quando não existir mais capacidade de armazenamento térmico e/ou elétrico, maximizando desta forma o autoconsumo da eletricidade gerada.

Em relação lado à produção, é importante ter a possibilidade de gerir a energia produzida por uma ou mais fontes de eletricidade, que podem ser de diferentes tecnologias (fotovoltaica, turbinas eólicas, etc.). Além disso, o número de entradas deve ser flexível, permitindo a adição ou remoção de unidades de produção sem interferir no sistema que se encontra já em

funcionamento. Isto permite que o lado da produção tenha características de modularidade e, assim, adaptar-se às necessidades do consumidor ao longo do tempo. Além disso, o controlo do lado da produção deve ser concebido de modo a extrair a potência máxima de cada entrada através da aplicação de um algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*).

A obtenção de um sistema capaz de responder aos requisitos dos lados da produção e do consumo pode ser alcançada seguindo uma abordagem como a que é exibida na Figura 1.2. O bloco Combinador de Energia (CE) tem como função é agregar a energia disponível nas entradas e torná-la disponível em um único barramento.

Por outro lado, o bloco Distribuidor de Energia (DE) tem como missão distribuir a energia para as diferentes cargas, ou seja: consumo instantâneo, sistemas de armazenamento e injeção na rede, assegurando que a tensão do barramento permanece constante.

Esta dissertação concentrase na conceção e implementação de um CE, ou seja, do

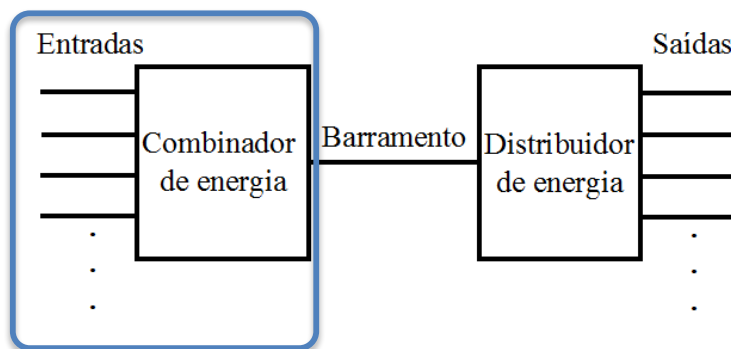


Figura 1.2 – Implementação prática do sistema.

subsistema capaz de agregar a energia gerada a partir de diferentes fontes de energia elétrica (energia fotovoltaica, turbina eólica, etc.) e torná-la disponível num único barramento DC de alta tensão. O CE tem um número flexível de entradas, permitindo adicionar ou remover unidades geradoras sem interferir nas demais. Além disso, o PC desenvolvido é capaz de extrair a máxima potência de cada entrada através da aplicação de um algoritmo de MPPT.

A maioria dos sistemas de CE encontrada na literatura [1-3, 13, 15, 16, 18] baseiam-se na arquitetura apresentada na Figura 1.3. Este tipo de arquitetura é caracterizado pela existência de um conversor DC/DC ou de um conversor DC/AC por cada fonte de alimentação e ligado a um barramento DC ou AC partilhado.

Como o controlo e conversão da energia é feita individualmente é mais fácil lidar com a ocorrência de falhas e, o mais importante, é possível otimizar cada conversor a cada fonte individual. Assim, cada conversor deve ter um algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) implementado, de forma a extrair a máxima energia possível e transferi-la para o barramento.

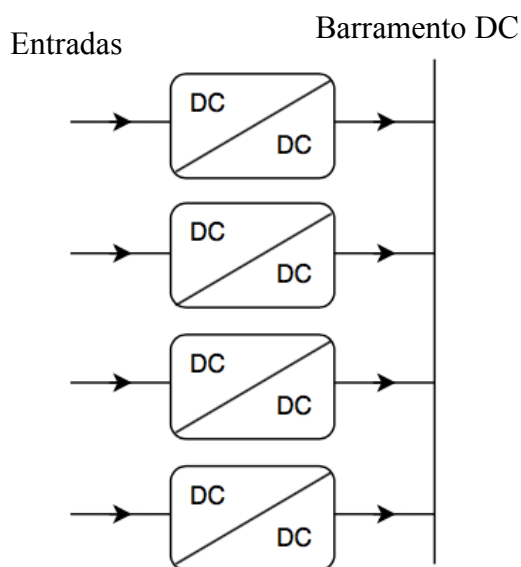


Figura 1.3 – Diagrama de blocos representativo do Combinador de Energia com um barramento DC.

1.1. Objetivos

Esta dissertação tem como principal objetivo desenvolver um sistema capaz de combinar a energia elétrica produzida por várias fontes de energia numa única saída. Ou seja, o sistema deverá funcionar com um combinador de potência, que combina várias entradas de produção elétrica numa única saída de energia elétrica. A este sistema é adicionado um algoritmo capaz de extrair, a cada momento, a máxima potência das fontes de produção. Para tal o projeto apresenta os seguintes objetivos específicos:

- Projeto de um conversor DC/DC capaz de interligar uma fonte de energia num barramento DC partilhado;
- Projeto de um sistema de controlo do conversor DC/DC capaz de extrair a máxima potência disponível na fonte de energia;
- Os sistemas a implementar deverão ser fáceis de instalar e de baixo custo;
- Integração dos diversos sistemas desenvolvidos em um único sistema de elevada eficiência;
- Implementação de um protótipo/demostrador para a interligação de três fontes de energia.

1.2. Estrutura e Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos. No capítulo 1 é efetuado um enquadramento do assunto abordado na dissertação bem como os objetivos que se pretendem atingir com esta. No capítulo 2 são analisados e comparados diferentes tipos de conversores DC/DC, faz-se um enquadramento com a literatura e é efetuado o dimensionamento do conversor DC/DC implementado. O capítulo 3 começa por explicar o conceito de MPPT e as vantagens da sua utilização. Em seguida centra-se no levantamento do estado da arte nesta matéria e compara vários algoritmos de MPPT existentes. Finalmente, apresenta e dimensiona o sistema de controlo implementado, tanto a nível de hardware como de software. O capítulo 4 é dedicado à apresentação dos resultados. A dissertação encerra com as conclusões e com a apresentação de potenciais caminhos de desenvolvimento que poderão ser seguidos no futuro.

2. Conversores DC/DC para o encaminhamento de energia

Este capítulo encontra-se subdividido em cinco seções. A secção 2.1 apresenta os dois grandes grupos de conversores DC/DC, enquanto a secção 2.2 apresenta as topologias base mais comuns de conversores DC/DC comutados. Na secção 2.3 é apresentado o estado da arte em conversores DC/DC destinados ao encaminhamento de energia e na secção 2.4 apresenta-se a tipologia escolhida para o conversor DC/DC implementado neste trabalho. Por fim, na secção 2.5, evidencia-se o dimensionamento dos diversos componentes do conversor DC/DC implementado.

2.1. Conversores lineares/comutados

Os conversos podem ser divididos em dois grandes grupos: os conversores lineares e os conversores comutados. A escolha do tipo de conversor que melhor satisfaz os requisitos de um projeto depende, entre outros aspetos, do custo e das características (elétricas e/ou físicas) necessárias ao bom funcionamento do equipamento [19].

2.1.1. Conversores lineares

As fontes lineares caracterizam-se pela sua simplicidade, pelo pequeno tempo de resposta a variações dinâmicas da carga e pelo baixo nível de ruído na saída [20]. Estas fontes são simples de projetar e implementar, devido à grande disponibilidade comercial dos componentes usados. Por outro lado, possuem um baixa eficiência, a qual varia entre 30% e 60% [21], e a tensão de saída é sempre inferior à tensão de entrada.

Em suma, as fontes lineares são maioritariamente utilizadas em situações onde o nível de potência entregue a carga é reduzido ou se pretende uma tensão de saída com baixo ruído para operar com equipamentos sensíveis a flutuações nas suas alimentações.

2.1.2. Conversores comutados

Os conversores comutados contornam a maioria dos problemas dos conversores lineares. Em particular, estes conversores possuem elevadas eficiências (60% a 90% [22]), independentemente da tensão de entrada. O que resulta do facto dos transístores operarem no seu ponto mais eficiente: ao corte e à saturação, isto reduz significativamente as perdas por efeito de Joule.

Todas estas vantagens fazem com que este tipo de conversor seja mais versátil, e com uma gama de aplicação maior que os conversores lineares. Contudo, os conversores comutados apresentam um grau de complexidade superior e introduzem mais ruído que os conversores lineares [20]. Esse ruído é gerado pela comutação e é introduzido na saída e na entrada, podendo ser difícil de controlar. A solução para este problema, passa pela implementação de filtros e proteções (*shielding*) que reduzem a quantidade de ruído que atinge a carga e o conversor.

Devido facto deste tipo de conversores usar a comutação de energia, a resposta dinâmica a variações de carga é grande, ao contrário dos conversores lineares. Este efeito pode ser minimizado através da introdução de condensadores de elevado valor que armazenam energia, a qual será posteriormente entregue à carga durante a fase em que a fonte comutada se encontra no estado “desligado” da comutação.

Em suma, as fontes comutadas são usadas em situações em que são necessárias potências elevadas ou altas eficiências, como por exemplo dispositivos portáteis alimentados por baterias, onde a autonomia é um fator importante. Estas fontes são capazes de entregar elevadas quantidades de energia à carga. Devido às vantagens dos conversores comutados face aos conversores lineares estes são preferidos na maioria das aplicações.

2.1.3. Comparação das fontes lineares e comutadas

A Tabela 2.1 apresenta um pequeno resumo/comparação dos conversores referidos nas seções anteriores. Os pontos mais importantes a ter em consideração na comparação entre conversores lineares e comutados são: gama de tensão de saída; custo; eficiência global do sistema; potência transferível para a carga e ruído introduzido.

Tabela 2.1 – Principais aspetos a ter em conta na escolha no tipo de conversor.

	Linear	Comutada
Gama de tensão (Saída)	$V_o < V_i$	Qualquer valor
Custo componentes	Baixo	Médio
Eficiência	30% a 60%	60% a 90%
Potência entregue a carga	Baixa	Elevada
Ruído na Saída	Baixo	Médio

Nesta dissertação optou-se pelos conversores comutados (genericamente designado por conversores DC/DC) devido a se tratar de uma forma eficiente de transferir a energia com um grau de perdas de Joule baixo. Outro ponto crucial na escolha deste tipo de conversores passa pelo facto de não ser possível elevar a tensão nos conversores lineares. Como pretendemos um barramento com tensão superior à da entrada não podemos utilizar os conversores lineares.

2.2. Conversores DC/DC comutados típicos

Os conversores DC/DC podem ser divididos em dois grandes grupos: conversores isolados e não isolados. Nos conversores não isolados as configurações mais utilizadas são as seguintes: *boost*, *buck* e *buck-boost*. Por outro lado, nos conversores isolados existem diversas configurações, nomeadamente: *Flyback*, *Half-bridge*, *Full-bridge*, *Push-pull* e *Forward*. Para além dos conversores isolados, nesta dissertação, apenas será abordado o funcionamento do conversor *Flyback*.

2.2.1. Conversor Buck

O conversor *Buck*, também conhecido por *step-down*, tem como principal função a redução da tensão de saída face à tensão de entrada. Na Figura 2.1 pode ser observado o esquema elétrico simplificado deste tipo de conversor.

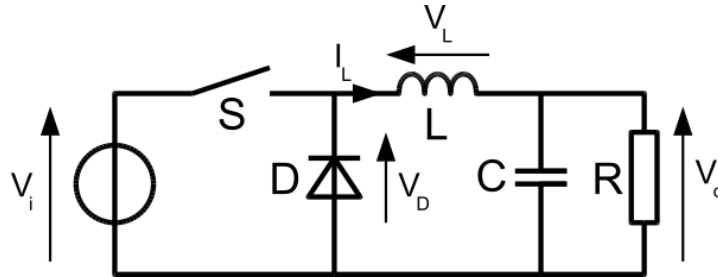


Figura 2.1 – Conversor *Buck* ou *Step-down* [8].

O funcionamento deste conversor está dividido em duas etapas. A primeira etapa (Figura 2.2a) ocorre quando o interruptor *S* está fechado, a fonte V_i carrega a bobine *L* e fornece energia para a carga *R*. Numa segunda etapa (Figura 2.2b) o interruptor está aberto, não fluindo corrente da fonte V_i para a carga. O diodo *D* conduz e a bobine *L* descarrega de forma a fornecer a energia à carga.

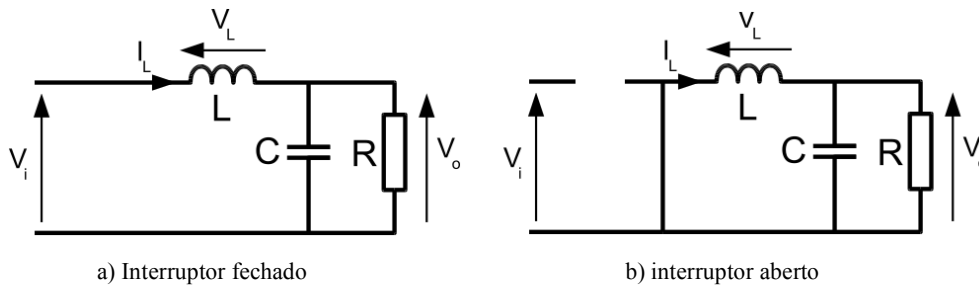


Figura 2.2 – Estados do conversor *buck* (assumindo i_L constante).

Segundo [20] a relação entre a tensão de entrada (V_i), a tensão de saída (V_o) e o *duty cycle* (\mathcal{D})¹ para o conversor a operar em condução contínua², é:

$$V_o = \mathcal{D} \times V_i. \quad (1)$$

Com base na equação (1) e nos limites de \mathcal{D} (pode assumir valores entre zero e um) podemos concluir que $V_o \leq V_i$. No caso de o conversor estar a operar na zona descontínua³ a equação (1) não se aplica. Nessa zona a tensão de saída é superior à tensão obtida no modo de condução contínua, para o mesmo valor de \mathcal{D} .

¹ *Duty cycle*: Representa a razão entre o tempo que o interruptor se encontra fechado e o tempo total de ciclo.

² Condução contínua: A corrente na bobine é sempre superior a zero. Esta não descarrega completamente.

³ Condução descontínua: A corrente na bobine chega a zero. Esta descarrega completamente.

A equação que limita a zona de condução contínua da descontínua é a seguinte:

$$I_o = (1 - \mathcal{D}) \times \frac{V_i}{8 \times L \times f} \quad (2)$$

onde I_o é a corrente que flui para a carga, L a indutância do transformador e f é a frequência de comutação do conversor DC/DC.

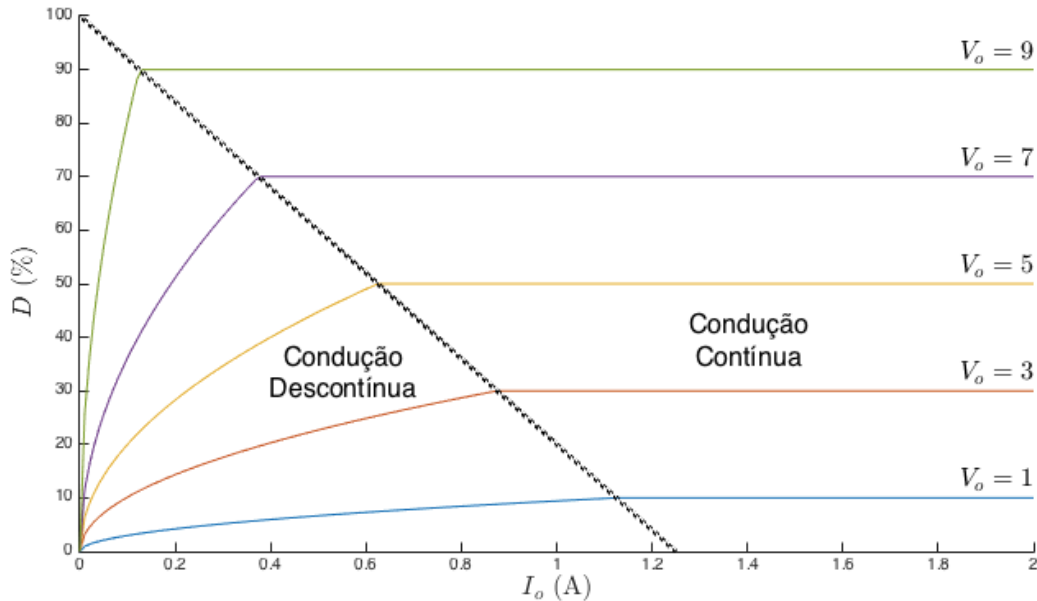


Figura 2.3 – Evolução da tensão de saída no conversor *buck* com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 \text{ V}$, $f = 10 \text{ kHz}$ e $L = 100 \mu\text{H}$.

2.2.2. Conversor boost

O conversor *boost*, também conhecido por *step-up*, tem como principal função a elevação da tensão de saída face à tensão de entrada. Na Figura 2.4 pode ser observado o esquema elétrico simplificado deste tipo de conversor.

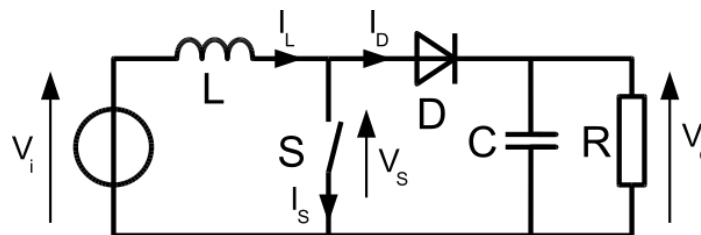


Figura 2.4 – Conversor *Boost* ou *Step-up* [10].

De forma semelhante ao conversor *buck*, este conversor baseia-se na carga e descarga da bobine L através do *duty cycle* (\mathcal{D}) aplicado ao interruptor S . O funcionamento deste conversor é também dividido em duas etapas. Na primeira etapa, Figura 2.5a, o interruptor S está fechado, a energia que atravessa o circuito carrega a bobine e como o diodo D da Figura 2.4 está ao corte, a carga é alimentada pelo condensador. Na segunda etapa, Figura 2.5b, o interruptor S está aberto, a bobine e a fonte fornecem energia ao condensador e à carga,

através do diodo, invertendo assim a polaridade da tensão na bobine. Esta inversão de polaridade faz com que as duas fontes estejam em série, o que se traduz numa tensão superior à tensão de entrada.

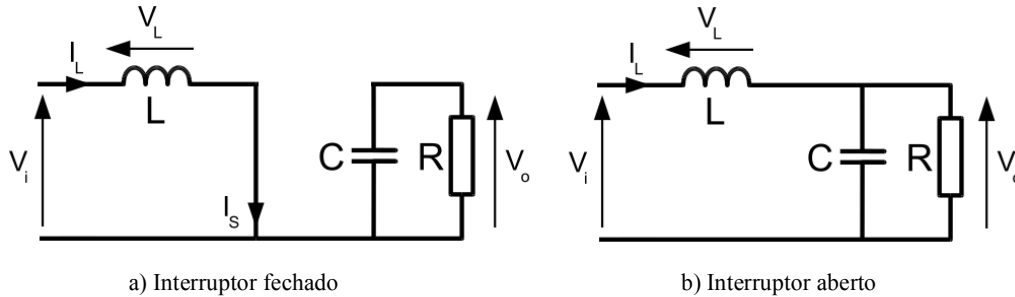


Figura 2.5 – Estados do conversor *boost*.

Segundo [20] a equação que representa o conversor quando operando em condução contínua é a seguinte:

$$V_o = \frac{\mathfrak{D}}{1 - \mathfrak{D}} \times V_i. \quad (3)$$

Como \mathfrak{D} apenas pode variar entre 0 e um valor perto de 1, mas nunca 1 uma vez que a entrada ficaria em curto-circuito, pode-se concluir com base na equação (3) que $V_o \geq V_i$. Contudo, no caso de o conversor estar a operar na zona descontínua a equação (3) não se aplica. Na Figura 2.6 está apresentado o valor do *Duty Cycle* (\mathfrak{D}) para cinco tensões de saída distintas (V_o). Para correntes de saída baixas o conversor opera no modo de condução descontínua, o que faz com que o valor de \mathfrak{D} para a mesma tensão de saída seja superior. Como é possível observar na Figura 2.6, estando o conversor a operar em modo de condução contínua ($I_o > 1.3$ A) para um \mathfrak{D} de 50% a tensão de saída correspondente é de 20 V. No caso de a corrente de saída baixar dos 1.3 A o conversor entra no modo de condução descontínua sendo que a tensão passa a ser 30 V.

A equação que limita a zona de condução contínua da descontínua é a seguinte:

$$I_o = \frac{\mathfrak{D} \times (1 - \mathfrak{D}) \times V_i}{2 \times L \times f}. \quad (4)$$

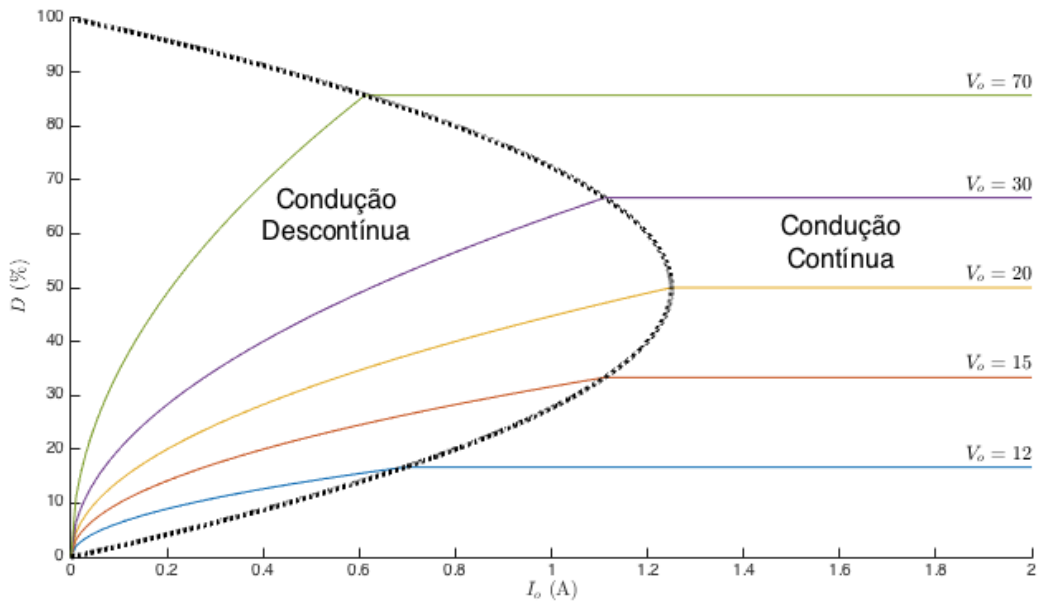


Figura 2.6 – Evolução da tensão de saída no conversor *boost* com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$.e $L = 100\text{ }\mu\text{H}$.

2.2.3. Conversor buck-boost

O conversor *buck-boost* é um conversor que pode funcionar tanto como um *buck* como um *boost*, ou seja, a tensão à saída do conversor pode ser superior ou inferior à tensão de entrada. A Figura 2.7 apresenta o esquema elétrico simplificado deste tipo de conversor.

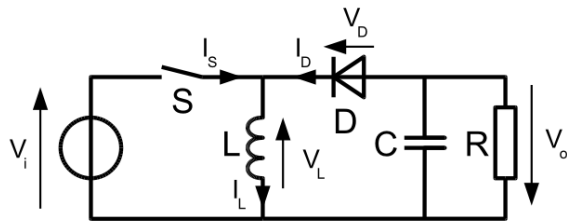


Figura 2.7 – Conversor Buck-Boost [9].

O controlo deste conversor baseia-se, tal como os anteriores, no carga e descarga da bobine. Neste conversor a tensão de saída (V_o) é negativa relativamente às massa. Na primeira etapa (Figura 2.8a), o interruptor está fechado, a tensão da fonte está diretamente ligada a bobine, carregando-a. A carga é alimentada pelo condensador, visto que o díodo está ao corte. Na segunda etapa (Figura 2.8b), o interruptor está aberto e inicia-se o processo de descarga da bobine, a energia essa que flui para a carga e para o carregamento do condensador para o próximo ciclo.

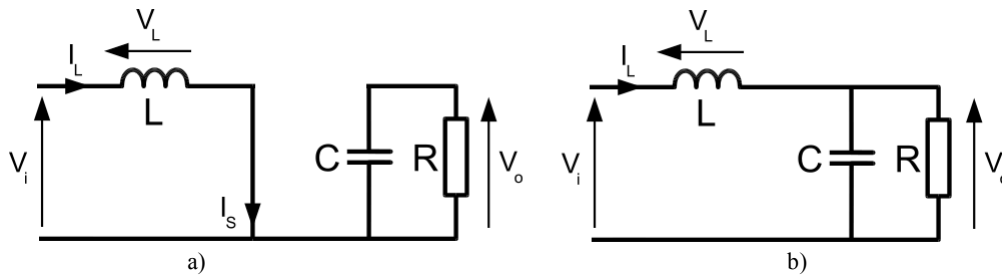


Figura 2.8 – Estados do conversor *buck-boost*: a) interruptor fechado; b) interruptor aberto.

Segundo [20] a equação que mostra a relação entre a tensão de entrada (V_i), a tensão de saída (V_o) quando o conversor está a operar em condução contínua é:

$$V_o = -\frac{\mathfrak{D}}{1 - \mathfrak{D}} \times V_i. \quad (5)$$

Como \mathfrak{D} apenas varia entre 0 e perto de 1, mas nunca 1 uma vez que a entrada ficaria em curto-circuito, conclui-se que V_o pode ser superior ou inferior a V_i como apresentado anteriormente. Para além disso, verifica-se que a tensão de saída (V_o) pode ser igual à tensão de entrada (V_i) para $\mathfrak{D} = 0.5$. De forma semelhante aos conversores anteriores quando este operar na zona descontínua (curva a tracejado na Figura 2.9) a equação (5) não se aplica. Nesta zona, a tensão de saída é superior ao valor esperado para o mesmo *duty cycle*, como se pode observar na Figura 2.9.

A equação que limita a zona de condução contínua da descontínua é a seguinte:

$$I_o = \frac{\mathfrak{D} \times (1 - \mathfrak{D}) \times V_i}{2 \times L \times f}. \quad (6)$$

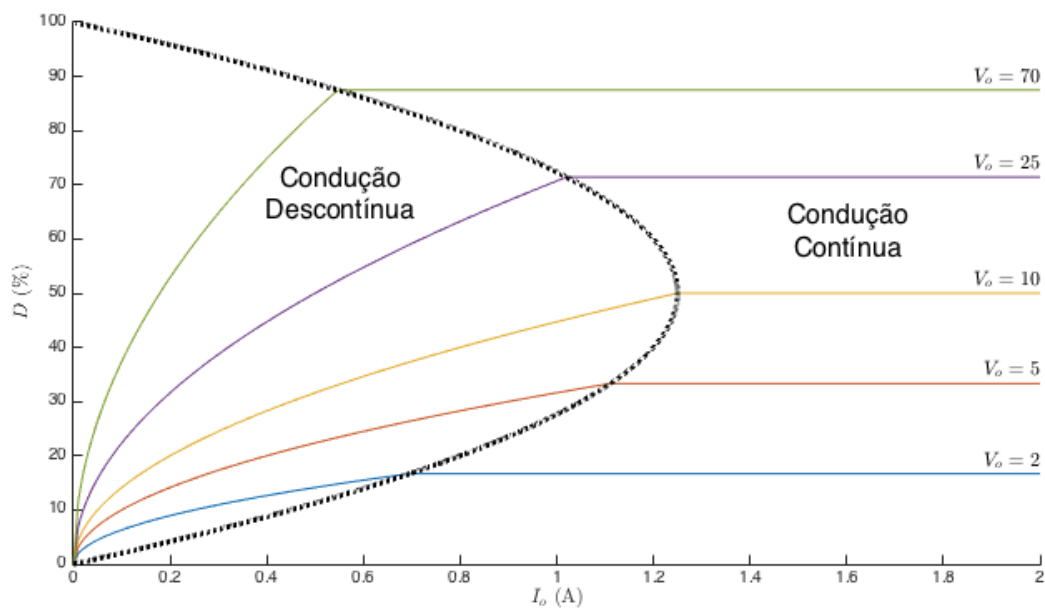


Figura 2.9 – Evolução da tensão de saída no conversor *buck-boost* com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$. e $L = 100\text{ }\mu\text{H}$.

2.2.4. Conversor flyback

O conversor *flyback* é uma variante do conversor *buck-boost*, permitindo elevar ou reduzir a tensão de saída em relação a tensão de entrada. Os conversores *flyback* possuem no seu esquema de funcionamento (Figura 2.10) um transformador. Variando a relação de espiras entre primário e secundário deste transformador, assim como o *Duty Cycle*, será possível obter uma maior gama de tensões de saída e de valor positivo em relação ao *buck-boost*. Para além disso, o transformador no conversor confere isolamento galvânico entre a entrada e a saída do sistema.

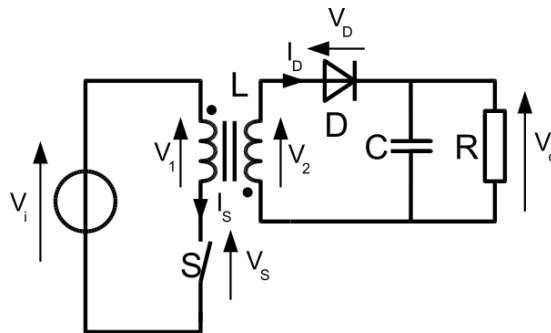


Figura 2.10 – Conversor Flyback [6].

Quando o interruptor está fechado Figura 2.11a, o primário do transformador está ligado diretamente à fonte de alimentação e a corrente fornecida pela entrada vai carregar a bobine do primário do transformador. Como a tensão induzida no secundário é de sentido oposto, o diodo encontra-se inversamente polarizado e, conseqüentemente, não conduz, sendo a energia no secundário alimentada pelo condensador agora utilizada no secundário do transformador para alimentar a carga e recarregar o condensador para o próximo ciclo.

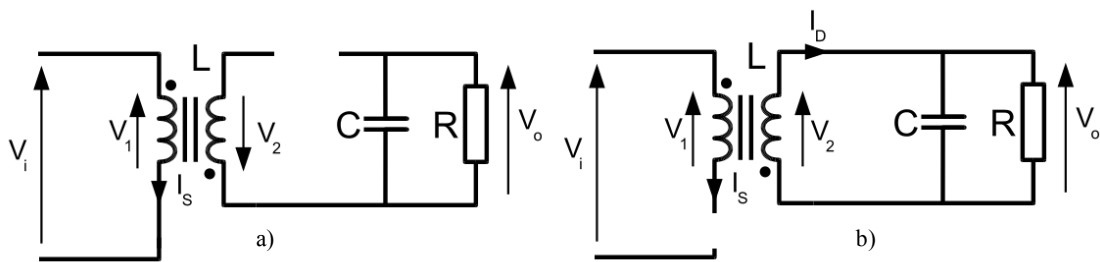


Figura 2.11 – Estados do conversor *flyback*: a) interruptor fechado; b) interruptor aberto.

Segundo [20] a equação que mostra a relação entre a tensão de entrada (V_i), a tensão de saída (V_o), quando o conversor está a operar em condução contínua (Figura 2.12) é:

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \times \frac{\mathcal{D}}{1 - \mathcal{D}} \times V_i, \quad (7)$$

em que N_s/N_p é a relação de espiras entre o primário e o secundário do transformador.

Quando $N_S = N_P$, a equação é igual a do conversor *buck-boost* com a vantagem de possuir isolamento galvânico e tensão positiva. A Figura 2.12 apresenta o valor do *duty cycle* para cinco tensões de saída diferentes. Este conversor opera, em condições normais, na zona de condução contínua. Contudo, se o valor da corrente for baixo, este passa a operar na zona descontínua. Nesta zona a equação (7) não se aplica, verificando-se que a tensão de saída é superior ao valor esperado para as mesmas condições (o mesmo *duty cycle*).

A equação que limita a zona contínua da descontínua (curva a tracejado na Figura 2.12) é a seguinte:

$$I_o = \frac{\mathfrak{D} \times (1 - \mathfrak{D}) \times V_i}{2 \times L \times f} \times \frac{N_P}{N_S}. \quad (8)$$

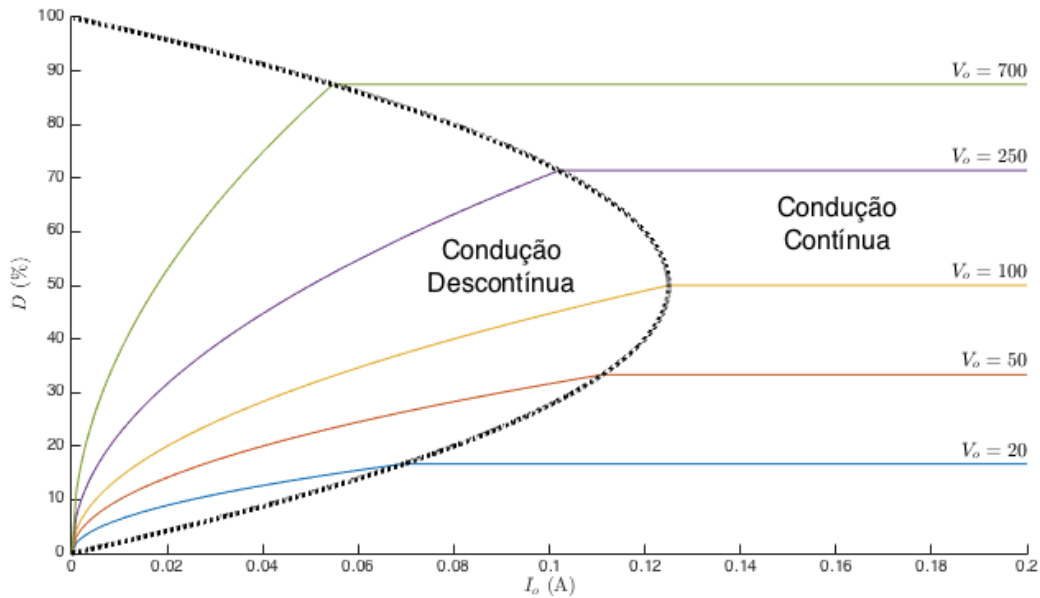


Figura 2.12 – Evolução da tensão de saída no conversor *flyback* com a corrente de saída, considerando: $V_i = 10 \text{ V}$, $f = 10 \text{ kHz}$. e $L = 100 \mu\text{H}$.

2.2.5. Comparação entre os diversos tipos de conversores comutados

A Tabela 2.2 apresenta um pequeno resumo/comparação dos conversores referidos nesta secção. Como se pode observar é possível obter diferentes gamas de tensão de saída para os diversos conversores. É de notar que entre os conversores apresentados apenas o conversor *Flyback* possui isolamento galvânico.

Tabela 2.2 – Alguns aspetos a ter em conta na escolha do conversor.

	Buck	Boost	Buck-Boost	Flyback
Gama de tensão (Saída)	$V_o < V_i$	$V_o > V_i$	Qualquer valor	Qualquer valor
Custo componentes	Baixo	Baixo	Baixo	Alto
Isolamento galvânico	Não	Não	Não	Sim

2.3. Estado da arte em conversores DC/DC para o encaminhamento de energia

A comunidade científica tem-se interessado bastante por este tema, apresentando diversas soluções para a implementação de conversores DC/DC para o encaminhamento de energia. As soluções apresentadas são, na sua maioria, baseadas nos conversores DC/DC comutados típicos (mencionados na secção anterior) sofrendo apenas algumas adaptações para suportar e otimizar o armazenamento em baterias.

Yanzhi e Wang et al. [13] propõem um sistema que utiliza dois barramentos, um DC e um AC (ver Figura 2.13). Este sistema utiliza um processo composto por duas fases para transferir a energia para a carga. Na primeira fase a energia fornecida pelo painel fotovoltaico (FV) é transferida para o barramento DC através de um conversor DC/DC. Neste barramento pode ser ligado, utilizando outro conversor DC/DC, um sistema de armazenamento de energia. Na segunda etapa, a energia é transferida do barramento DC para o barramento AC, utilizando para o efeito um conversor DC/AC. Os autores não fornecem informações sobre algumas características cruciais deste sistema nomeadamente as topologias dos conversores e a eficiência global do sistema.

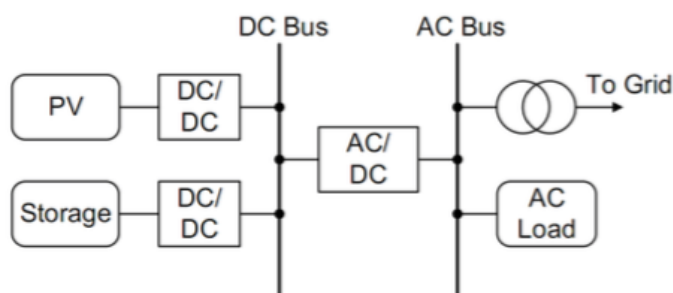


Figura 2.13 – Sistema proposto por Yanzhi e Wang et al. [13].

O conversor DC/DC de três portas apresentado nas Figura 2.15 e Figura 2.14 é proposto em [3, 16]. Este conversor apresenta duas entradas e uma saída, sendo as entradas dedicadas à ligação de um FV e uma bateria (permite a carga e a descarga da mesma). A solução apresentada em [3] usa um barramento DC 380V e uma topologia consideravelmente complexa com um rendimento global de 90,1% para uma potência de 110W (e uma potência máxima de 200W). Por outro lado, o sistema proposto em [16] usa um barramento de 50V DC e um conversor *boost*.

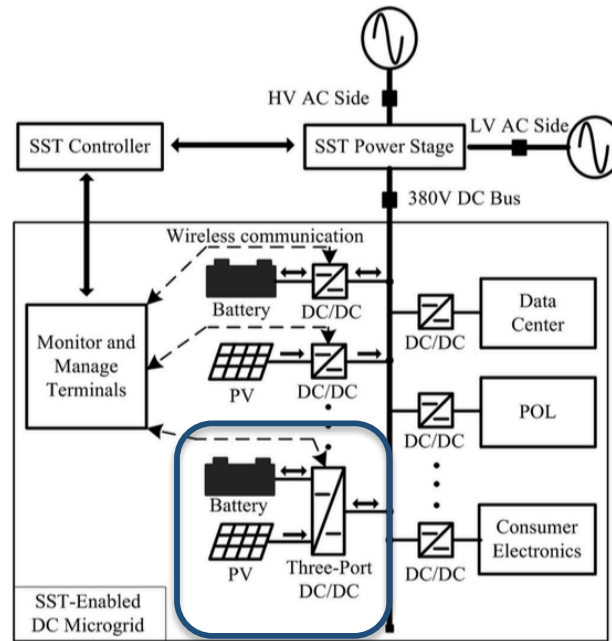


Figura 2.15 – Sistema proposto por C. Yen-Mo et al. [3].

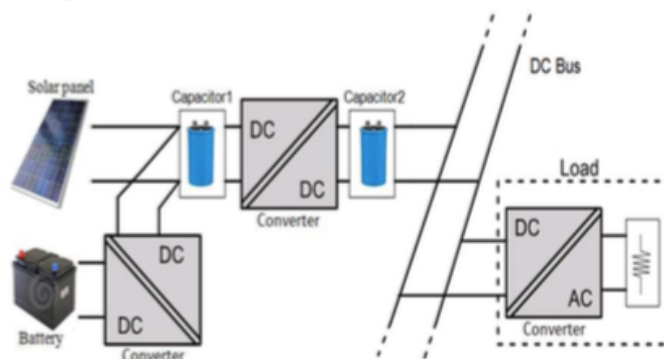


Figura 2.14 – Sistema proposto por G. V. Santos et al. [16].

Wang et al. [2] propõe um sistema composto por múltiplas entradas, o qual foi projetado principalmente para a utilização de turbinas eólicas e geradores fotovoltaicos. A energia AC produzida pelas turbinas eólicas é transmitida ao barramento AC através de um conversor AC/DC seguido de um conversor DC/AC. Por outro lado, o gerador fotovoltaico está ligado ao barramento AC através de um conversor DC/DC com MPPT, seguido por um conversor DC/AC. No entanto, tanto quanto é do nosso conhecimento, o sistema não foi implementado,

não sendo apresentados quaisquer valores de eficiência. No entanto, uma vez que o sistema utiliza dois barramentos (um DC e um AC), este tipo de sistema tende a ser mais suscetível a perdas no processo de transferência de energia (da geração para ao consumo).

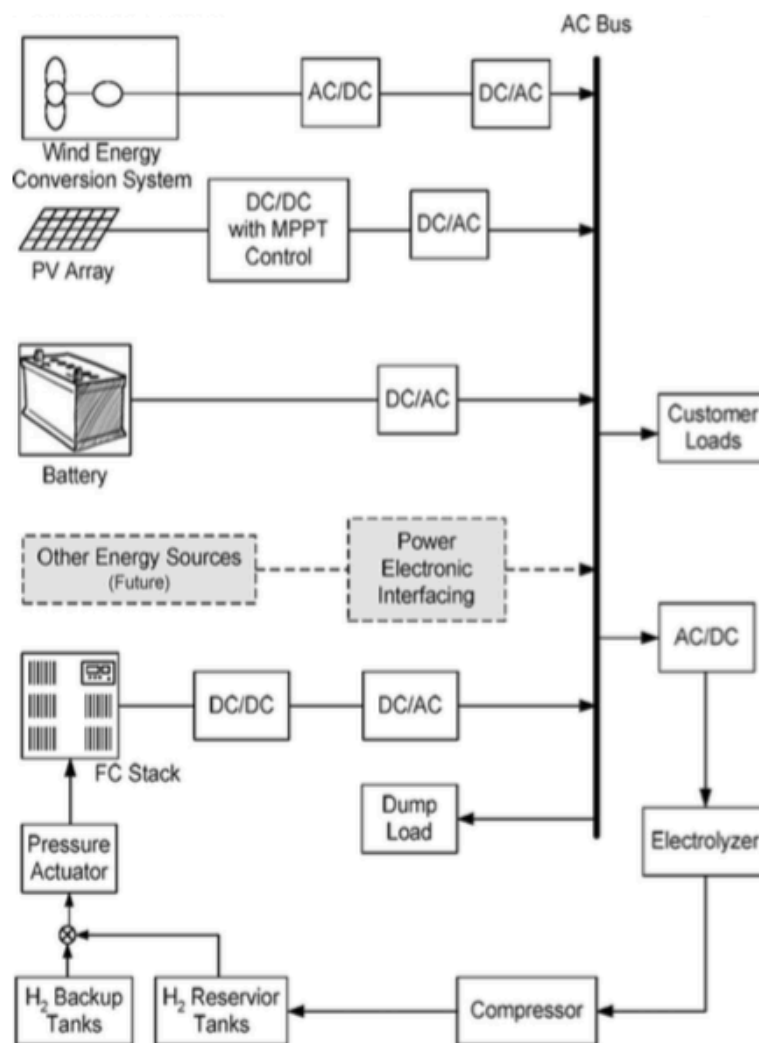


Figura 2.16 – Sistema proposto por Wang et al. [2].

Baseado no trabalho proposto em [18], Yu et al. [1] propõem um conversor de corrente com múltiplas entradas que utiliza um transformador auxiliar (ver Figura 2.17). Este sistema apresenta uma eficiência de 92% para uma potência de saída de 200 W.

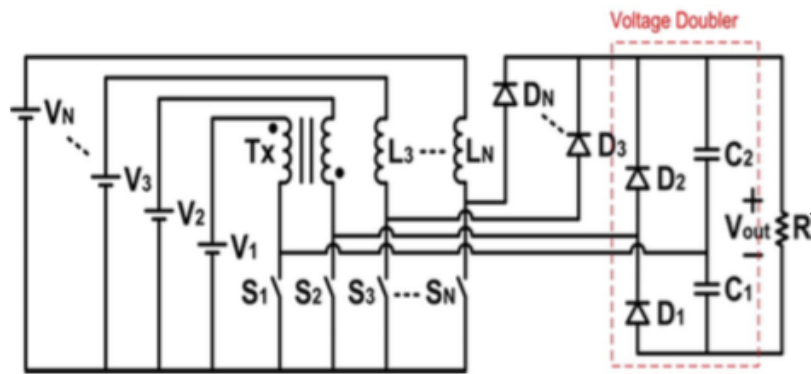


Figura 2.17 – Sistema proposto por Yu et al. [1].

Finalmente, Dobbs et al. [15] propõe um conversor *buck-boost* (ver Figura 2.18) que permite a interface de múltiplas entradas para um barramento DC de 50 V (semelhante ao proposto em [16]). Apesar de ser referido que foram efetuados testes práticos não são apresentados quaisquer valores de eficiência.

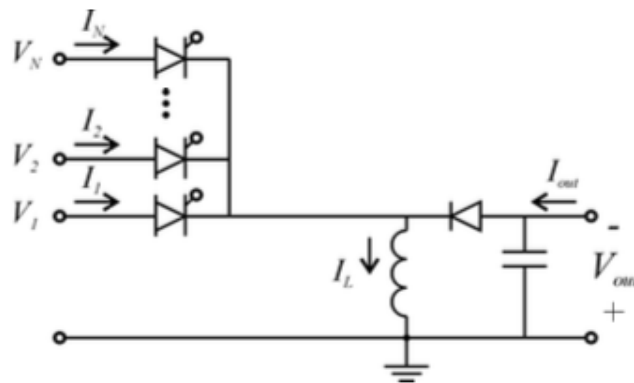


Figura 2.18 – Sistema proposto por Dobbs et al. em [15].

2.4. Conversor DC/DC a implementar no sistema proposto

O conversor *flyback* foi escolhido nesta dissertação uma vez que se trata de um sistema com um custo e complexidade inferior em relação aos que se podem encontrar na literatura. Para além de apresentar um complexidade e custo inferior aos conversores propostos por Yen-Mo Chen e et al. [3] e por Sheng-Yang Yu e et al. [1], este conversor proporciona isolamento galvânico entre a entrada e a saída. O isolamento galvânico é importante, uma vez que possibilita que dois ou mais conversores possam ser ligados num único barramento, mesmo que as entradas possuam diferentes potenciais relativamente à terra. Por outro lado, o conversor *flyback* apresenta bons valores de eficiência para uma diferença de tensão elevada entre entrada e saída[23]. Deste modo, poder-se-á usar um barramento 230 DC, com baixas perdas de conversão, o que não é possível utilizando conversores sem transformador, como propostos por Guilherme V. Santos et al [16] e por Brayn G. Dobbs et al. [15].

A Figura 2.19 apresenta o circuito elétrico do conversor *flyback* implementado. O circuito pode ser dividido em dois subcircuitos principais: o circuito primário e o circuito secundário. O circuito primário faz a ligação entre a fonte de energia e o primário do transformador. Como se pode observar pela Figura 2.19, este é composto por um condensador de entrada, um transistor (Mosfet) e respetivo driver, um circuito de proteção do transistor e o próprio enrolamento do primário do transformador. O circuito de proteção do transistor (RCD¹ *Snubber*) é usado com o intuito de proteger o transistor de possíveis picos de tensão que se originam durante o processo de comutação. Por outro lado, a utilização do driver permite comutar o transistor de forma mais eficiente, o que se traduz numa melhoria da eficiência global do conversor. Isto não seria possível ligando diretamente o sistema de controlo ao transistor, devido à elevada capacidade parasítica do transistor. Para tal, o driver traduz o sinal PWM (TTL) proveniente do sistema de controlo (será referido no capítulo 3), num sinal de PWM de elevada tensão/corrente, o qual, permite reduzir os tempos de comutação do transistor.

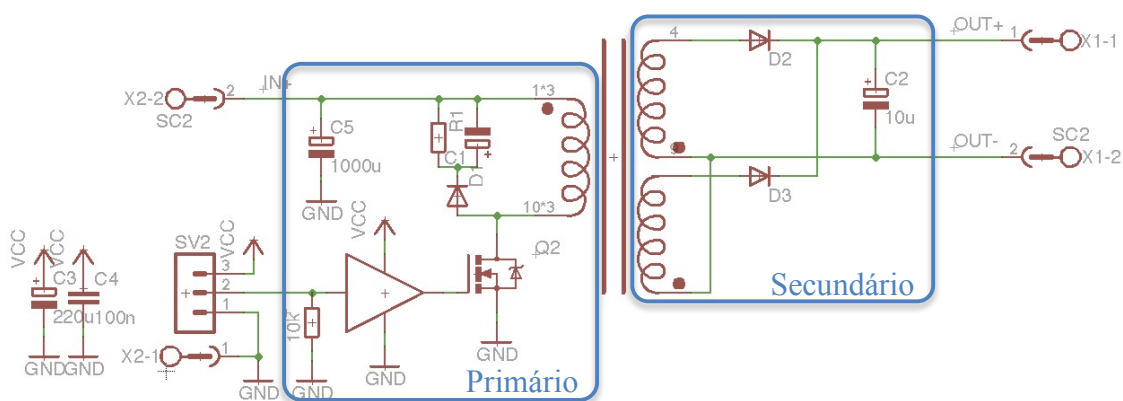


Figura 2.19 – Circuito elétrico do conversor *Flyback* implementado.

2.5. Dimensionamento do conversor implementado

2.5.1. Transformador

Como se pretende aumentar (ver capítulo 1) significativamente a tensão de saída do conversor em relação à tensão de entrada, será necessário um transformador apropriado. Como se pretende que a tensão no barramento ronde os 230 V e um gerador típico de energia doméstica [24, 25] apenas fornece uma tensão entre alguns Volts e 50 V optou-se por usar um transformador elevador com uma relação de transformação de aproximadamente 1:10. Optou-se por esta relação de transformação para ser mais fácil fazer ajustes à tensão de saída se necessário, colocando o conversor a operar com um *duty cycle* próximo dos 50 %. Para além disso deverá permitir uma potência de entrada que ronde os 200W. Deste modo, optou-se pelo

¹ Constituído por uma resistência, um condensador e um diodo.

transformador KA4823-CL da *Coilcraft*. A Figura 2.20 apresenta algumas das características do transformador escolhido.

Part number	Inductance at 0 A ¹ ±10% (µH)	DCR max (Ohms) ²		SRF typ (kHz)	Leakage inductance ³ max (µH)	Turns ratio ⁴ pri:sec	Isat ⁵ (A)	Output
		pri	sec					
JA4823-AL	28	0.008	0.100	340	0.100	1:8	10.5	110 Vac
KA4823-CL	28	0.008	0.472	360	0.115	1:12	10.5	220 Vac

1. Inductance is measured at 150 kHz, 0.1 Vrms.
2. DCR is with the secondary windings connected in parallel.
3. Leakage inductance is for the three windings of the primary with the secondary windings shorted.
4. Turns ratios are with the primary and secondary windings connected in parallel.
5. DC current at which the inductance drops 10% (typical) from its value without current.
6. Electrical specifications at 25°C.

Figura 2.20 – Características do transformador KA4823-CL da *Coilcraft* [4].

O transformador KA4823-CL apresenta uma razão de transformação 1:12 e uma corrente máxima no primário ($I_{m\acute{a}x}$) de 10.5A, permitindo operar até 525W para uma fonte de 50V de entrada. Para além disso, o transformador KA4823-CL possui dois enrolamentos secundários permitindo que estes sejam usados em paralelo ou de forma independente, vantagem que foi tida em conta durante a escolha dos díodos de saída, como se pode observar pela Figura 2.19 e como será referido na subsecção 2.5.3.

2.5.2. Transístor

Relativamente a escolha do transístor foi tido em consideração que este deve ser capaz de lidar com a corrente máxima de 10.5 A (imposta pelo transformador escolhido) e tensão máxima de operação de 50 V. Para o transístor de comutação existem algumas opções diferentes sendo as mais comuns: BJT, IGBT ou Mosfet. Os BJT são controlados por corrente e possuem um baixo rendimento para frequências elevadas, não se adequando à aplicação desejada devido à necessidade de utilizar frequências elevadas (fora do espectro audível). Poder-se-ia ter optado por um IGBT, que tem um comportamento melhor que os BJT para frequências elevadas. Contudo este componente está desenhado para operar com potências elevadas (e tensões elevadas) apresentando um fraco desempenho para baixas tensões. Desse modo, optou-se por um Mosfet que, para além de ser controlado por tensão, apresenta um bom rendimento para frequências elevadas [26].

Um aspeto importante na escolha do Mosfet, passa pela sua resistência equivalente ($R_{DS(on)}$), a qual deve ser baixa de forma a minimizar a potência dissipada pelo transístor. Ou seja, quanto menor esta for melhor será a eficiência do sistema. Para além de tudo isto, deve-se também optar por um transístor que apresente um valor de capacidade de saída baixa de forma a minimizar o efeito de ressonância com a bobine do enrolamento primário do transformador. Tendo tudo isto em conta foi escolhido o Mosfet FDA24N40F da *Fairchild*, com as características da Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Principais características do Mosfet FDA24N40F.

V_{DSS}	400 V
I_D contínuo $T_C = 25^\circ\text{C}$	23 A
I_D pulsada	92 A
P_D $T_C = 25^\circ\text{C}$	235 W
$V_{GS(th)}$	3 – 5 V
$R_{DS(on)}$	0.15 – 0.19 Ω
C_{OSS}	370 – 490 pF
$t_{d(on)}$	40 – 90 ns
$t_{d(off)}$	120 – 250 ns

Ainda no circuito primário do transformador temos mais dois componentes importantes para o correto funcionamento do conversor: o condensador de entrada e o driver do transistor. O condensador de entrada tem como função tornar constante a corrente consumida ao gerador de energia. Importa referir que quando maior for a capacidade do condensador, mais constante será a corrente, contudo menor será a resposta dinâmica do sistema. Desse modo foi escolhido um condensador de 1mF permitindo reduzir a variação de corrente para valores baixos comparativamente ao valor médio fornecido pelo gerador de energia. O outro componente importante, presente no circuito primário, é o driver do transistor. Este converte o sinal PWM (TTL) do sistema de controlo (ver capítulo 3) num sinal de PWM de elevada tensão/alta corrente. Isto faz com que a comutação do transistor aconteça no menor espaço de tempo possível melhorando, desta forma, a eficiência global do conversor.

2.5.3. Díodos de saída

No circuito secundário, como se referiu anteriormente, o transformador possui dois enrolamentos separados. Decidiu-se então usa-los de forma independente, ou seja, cada um com o seu diodo de saída. Isto permite reduzir a corrente que atravessaria o diodo para metade do valor que se verificaria caso se utilizasse apenas um enrolamento do transformador. Deste modo, optou-se pelo uso dos díodos rápidos em relação aos díodos normais com o intuito de melhorar os tempos de comutação diminuindo a potência dissipada. Os díodos necessitam de suportar uma corrente máxima superior a 0,437 A (correspondente a uma potência de 200W) e, especialmente, suportar os picos de tensão inversa elevados que ocorrem durante o processo de comutação. Foram escolhidos os UF1007 da *Diodes Incorporated* com as características mais importantes na Tabela 2.4 e estavam disponíveis em Laboratório.

Tabela 2.4 – Características do diodo UF1007.

V_{RRM}	1000 V
$V_{R(RMS)}$	700 V
I_o	1 A
V_{FM}	1.7 V
t_{rr}	75 ns

2.5.4. Condensador de saída

O condensador de saída foi escolhido para que o *ripple* de saída representasse, no pior caso, cerca de 1% da tensão de saída (230 V). Para tal recorreu-se à equação 9 e aos valores da Tabela 2.5 de forma a determinar o valor da capacidade, tendo sido obtido o valor de 10 μF .

$$V_{ripple} \approx \frac{I_o \times D}{f \times C} \quad (9)$$

Tabela 2.5 – Valores utilizados no cálculo do condensador de saída.

I_o	875 mA
D	80 %
f	30 kHz
V_{ripple}	2,3 V

2.5.5. RCD Snubber

A comutação do transístor para o estado desligado produz um pico de alta tensão no dreno, devido à indutância de fugas do enrolamento primário e à capacidade de saída do transístor. A não limitação desta tensão pode levar à destruição do transístor, caso esta ultrapasse os valores máximos suportados por este (400V neste caso). Ou seja, é necessário algum tipo de circuito para limitar esses picos. Isto é feito através de um RCD *Snubber*, o qual é constituído por um diodo de comutação rápida, um condensador e uma resistência com a configuração da Figura 2.22.

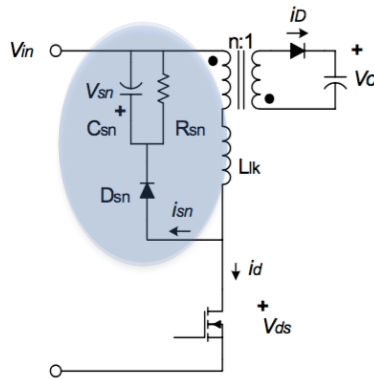


Figura 2.22 – Esquema da localização do RCD Snubber [7].

A “application note AN-4147” da Fairchild ([7]) fornece uma forma simples de determinar os componentes adequados para a implementação do *Snubber*. Na Figura 2.21 é possível observar as diferentes formas de onda presentes no circuito (Figura 2.22) para dois períodos de PWM.

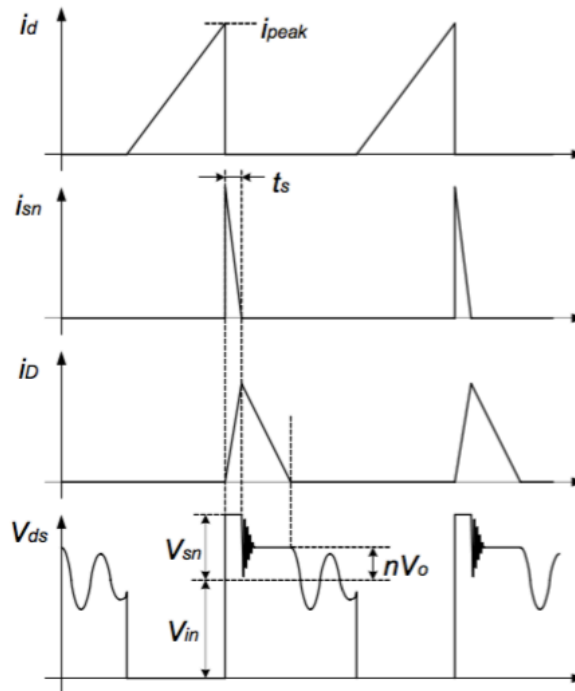


Figura 2.21 – Formas de ondas do conversor flyback.

onde i_{sn} é a corrente que flui para o *Snubber*, V_{sn} é a tensão aos terminais do condensador do *Snubber* e n é a relação de transformação do transformador.

O valor da corrente de pico devia ser obtido através de medições práticas, mas devido a falta de equipamento capaz de medir o valor de i_{peak} foi calculada utilizada a formula:

$$i_{peak} = \frac{i_{m\acute{a}x}}{2} \times D. \quad (10)$$

Com o valor da corrente de pico calculada determina-se o tempo de funcionamento do *Snubber* em cada ciclo, t_s , o qual é obtido através da expressão:

$$t_s = \frac{L_{lk1}}{V_{sn} - n \times V_o} \times i_{peak}, \quad (11)$$

onde L_{lk1} é a corrente de fuga do transformador e i_{peak} é a corrente de pico do primário do transformador.

Por outro lado, a tensão do condensador do *Snubber* (V_{sn}) deve ser determinada para a tensão mínima de entrada e máxima carga. Com o V_{sn} medido, a potência dissipada no *Snubber* pode ser obtida segundo a expressão:

$$P_{sn} = V_{sn} \times \frac{i_{peak} \times t_s}{2} \times f_s, \quad (12)$$

onde f_s é a frequência de comutação do conversor flyback e V_{sn} deve ser 2~2.5 vezes o valor de nV_o . Valores muito pequenos V_{sn} resulta em perdas acentuadas no *Snubber*.

O calculo da resistência com a sua respetiva potência nominal deve ser baseado nas perdas e é feito recorrendo à expressão:

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P_{sn}}, \quad (13)$$

O condensador do *Snubber*, C_{sn} , é obtido pela expressão:

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} \times R_{sn} \times f_s}. \quad (14)$$

Em geral, segundo [7], 5~10% de *ripple* (ΔV_{sn}) é aceitável.

No que diz respeito a implementação prática do *RCD Snubber* foram utilizados os valores da Tabela 2.6. Optou-se por usar um valor de V_{sn} de 100 V tendo em conta que o Mosfet apresenta uma tensão *dreno source* (V_{ds}) máxima de 400 V (ver seção 2.5.2).

Os valores da Tabela 2.7 foram obtidos com base nas equações (10) a (14) e nos valores da Tabela 2.6.

Tabela 2.6 – Valores utilizados para calcular os valores do Snubber.

V_o	230 V
L_{lk1}	0.115 μ H
n	1/12
f_s	33 kHz
V_{sn}	50 V
$I_{m\acute{a}x}$	9 A

Tabela 2.7 – Valores obtidos para os componentes do Snubber.

t_s	51 ns
R_{sn}	3,29 k Ω
P_{sn}	3,04 W
C_{sn}	0,09 μ F

A Figura 2.23 e Figura 2.24 mostram o *ripple* aos terminais do díodo para uma tensão de entrada de 20V. Como se pode observar, verifica-se um *ripple* máximo de cerca de 2V, estando de acordo com o esperado uma vez que se trata de 10% da tensão entrada de 20 V.

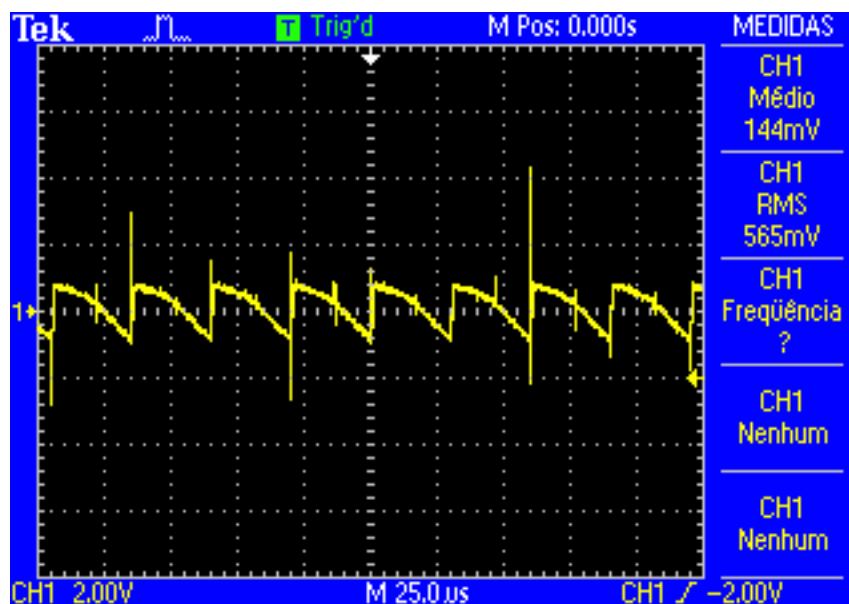


Figura 2.23 – Tensão entre o condensador e o díodo do RCD Snubber (componente AC).

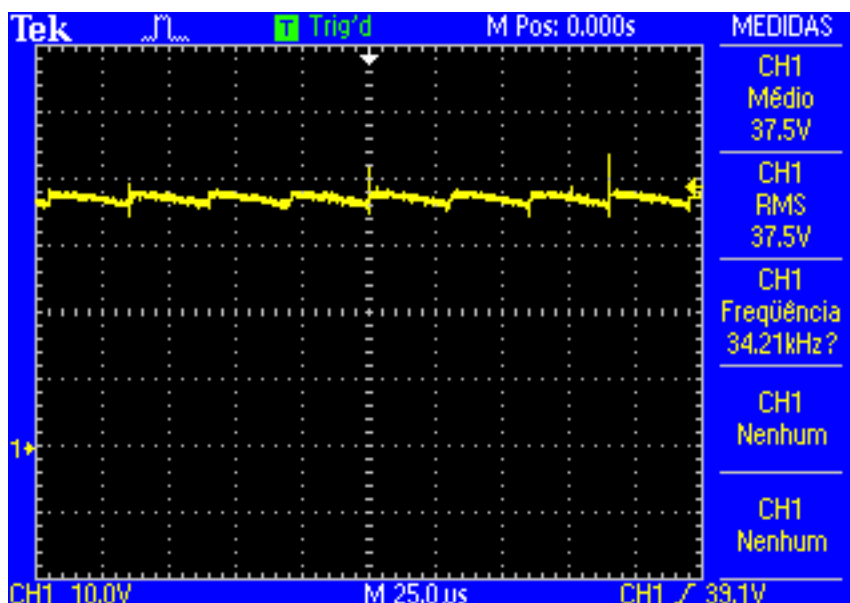


Figura 2.24 – Tensão entre o condensador e o díodo do RCD Snubber (componente AC e DC).

2.5.6. Conversor implementado

A Figura 2.25 mostra a implementação física do conversor *flyback*, onde o circuito primário do conversor se encontra dividido em 4 sub-circuitos (1-4) e o circuito secundário é apenas constituído por um circuito (5). O circuito 1 é o RCD *Snubber*, 2 é o condensador de entrada, 3 é o Mosfet de potência e 4 é o driver do Mosfet com os respectivos condensadores na alimentação. No secundário temos o circuito 5, que é composto pelos dois díodos de comutação rápida, um para cada bobina do transformador, e um condensador de saída de alta tensão para que a *ripple* da tensão de saída representasse cerca de 1% da tensão de saída (230 V) no pior caso.

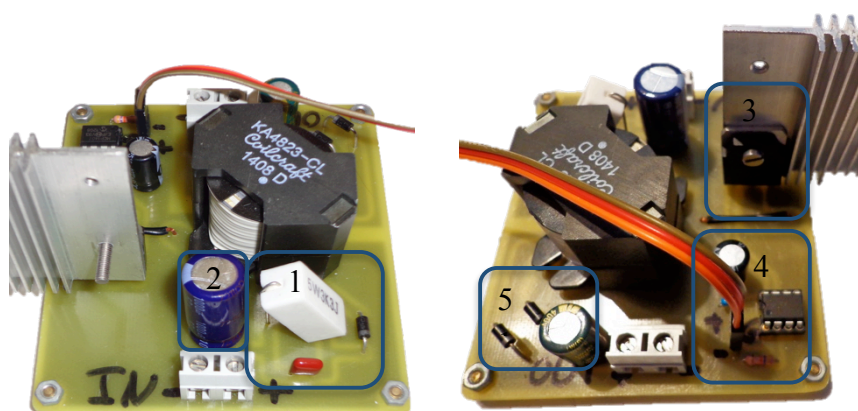


Figura 2.25 – Implementação prática do conversor DC/DC.

A Figura 2.26 mostra a PCB implementada para o conversor DC/DC.

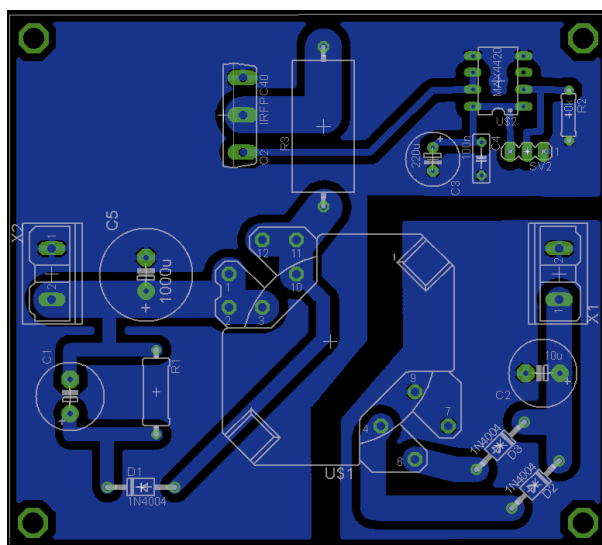


Figura 2.26 – PCB implementada para o conversor DC/DC.

3. Sistema de Controlo para a extração da máxima energia

Neste capítulo é apresentado o sistema de controlo que permite extrair a máxima potência possível de uma fonte, utilizando o conversor DC/DC implementado. A secção 3.1 apresenta e compara os principais algoritmos existentes na literatura e destinados a extrair a máxima potência de uma dada fonte. Na secção 3.2 é apresentado o *hardware* de suporte ao sistema de controlo que foi implementado. Por fim, na secção 3.3, apresenta-se a implementação prática do algoritmo no sistema de controlo.

3.1. *Maximum Power Point Tracking* - MPPT

Com a implementação de um algoritmo de *Maximum Power Point Tracking* (MPPT), num qualquer sistema, será possível fornecer em cada instante a potência máxima que a fonte geradora disponibiliza. A maximização da potência em sistemas fotovoltaicos tem especial interesse devido ao seu relativo reduzido rendimento. A não inclusão de um sistema MPPT nestes geradores implica um maior número de painéis para igual produção de energia. Isto traduz-se num aumento dos custos e, por consequência, do prazo de retorno do investimento.

Como é possível observar pela Figura 3.1, para as mesmas condições de incidência solar, o mesmo painel fornece diferentes níveis de potência. Por exemplo, para uma radiação incidente de 800 W/m^2 e uma tensão de 15 V, a potência que o sistema consegue fornecer é de, aproximadamente, 100 W. Contudo, se a tensão subir para os 30 V será possível fornecer uma potência superior, na ordem dos 150 W. Com o intuito de extrair a máxima potência, o sistema tem de monitorizar, a cada instante, a potência extraída e perceber se o painel está a

operar no ponto ótimo de funcionamento (potência máxima). Caso contrário tem de tomar medidas para o colocar nesse ponto, variando a tensão de operação do sistema.

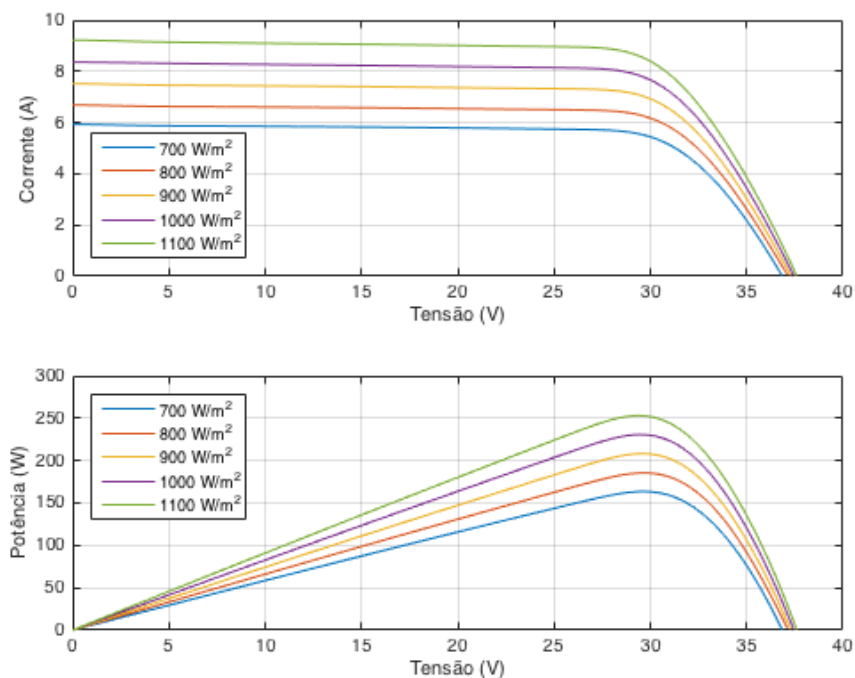


Figura 3.1 – Curva Corrente/Tensão e Potência/Tensão adaptado de [5].

Na literatura podem encontrar-se diversos algoritmos que permitem, observando a evolução das variáveis envolvidas, colocar o sistema a operar em regime MPPT. Nesta dissertação optou-se por abordar os três principais algoritmos existentes [14, 27, 28], a saber:

- Perturbação e Observação;
- *Hill Climbing*;
- Condutância Incremental.

3.1.1. Perturbação e Observação

A metodologia de Perturbação e Observação é um dos algoritmos mais discutidos e usados no MPPT [28]. Este algoritmo introduz uma pequena perturbação na tensão de operação e avalia o impacto dessa perturbação na potência fornecida pelo sistema. Caso essa perturbação produza um aumento de potência, o algoritmo mantém o sentido da perturbação para o próximo ciclo, caso contrário, a perturbação passa a ter o sentido inverso no próximo ciclo.

Este comportamento é mais facilmente explicado recorrendo à ajuda da Figura 3.2. Partindo do pressuposto que o sistema se encontra no ponto A e que ocorreu uma perturbação positiva, o algoritmo avança de A para B. Enquanto a variação de potência se mantiver positiva o algoritmo avança até ao ponto D. A variação de potência entre o ponto C e D é negativa (a potência diminui), pelo que no próximo ciclo a perturbação será no sentido oposto (Ponto E). Após a ocorrência de várias iterações, o sistema irá oscilar em torno da zona de maior potência, ou seja, entre os pontos E e F da Figura 3.2.

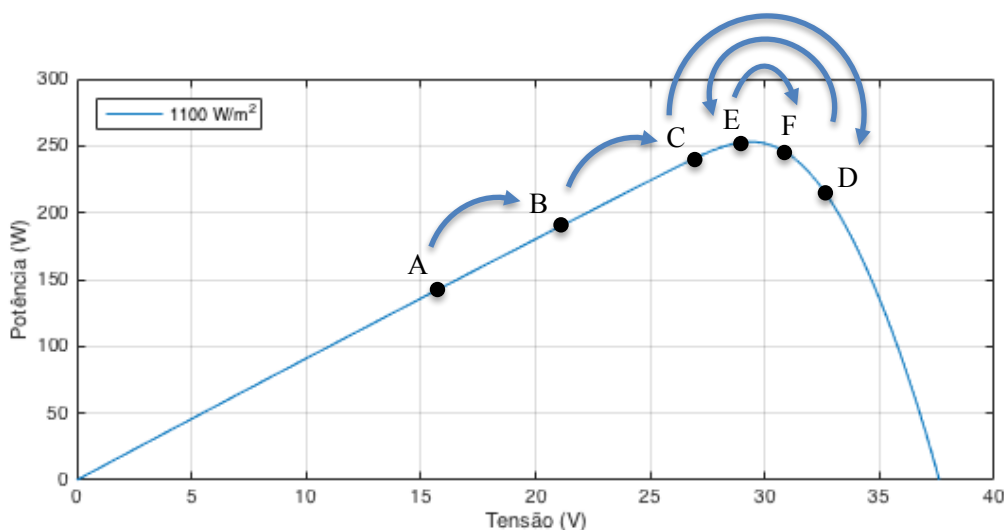


Figura 3.2 – Comportamento do algoritmo de Perturbação e Observação [14].

A amplitude das perturbações é mantida reduzida visando obter variações de potência pequenas, o que garante que o algoritmo não oscile muito quando está próximo do ponto de potência máxima. O princípio de funcionamento deste algoritmo permite que possam ocorrer perdas de produção quando a perturbação não acompanha alterações rápidas na radiação solar. Apesar disso, trata-se de um algoritmo popular e simples [14].

A Figura 3.3 apresenta o fluxograma de operação do algoritmo de Perturbação e Observação. O sistema começa por medir a tensão e a corrente provenientes da fonte que se pretende otimizar (ex.: Painel Fotovoltaico) calcula a potência, diferença de potência e tensão relativamente ao ciclo anterior. Com base nestes valores é possível determinar em que parte da curva P(V) o sistema se encontra e, consoante isso, aumentar ou diminuir a tensão de operação. Por último, é necessário atualizar o estado das variáveis para o ciclo seguinte.

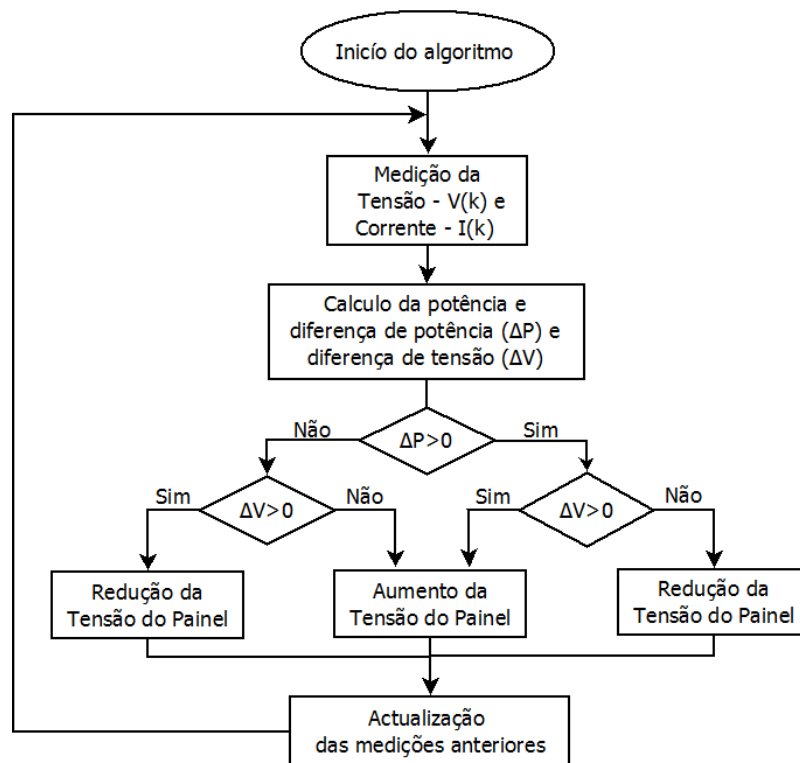


Figura 3.3 – Fluxograma do algoritmo Perturbação e Observação (adaptado de [14]).

3.1.2. Hill Climbing

O algoritmo *Hill Climbing* é uma variante do algoritmo descrito na secção anterior. Como se pode observar no Fluxograma da Figura 3.4, todo o processo de medições e verificação da posição do sistema na curva é idêntico ao aplicado no algoritmo *Perturbação e Observação* (Figura 3.2). As diferenças entre são idênticos com exceção de dois pontos:

1. Se não houver alteração de potência entre o ciclo anterior e o atual, não existe variação da saída (Figura 3.4a).
2. O passo ΔM (Figura 3.4b) não é constante, sendo que é determinado forma dinâmica de acordo com os valores de potência observados, contudo em [12] não é apresentado como se pode obter o seu valor.

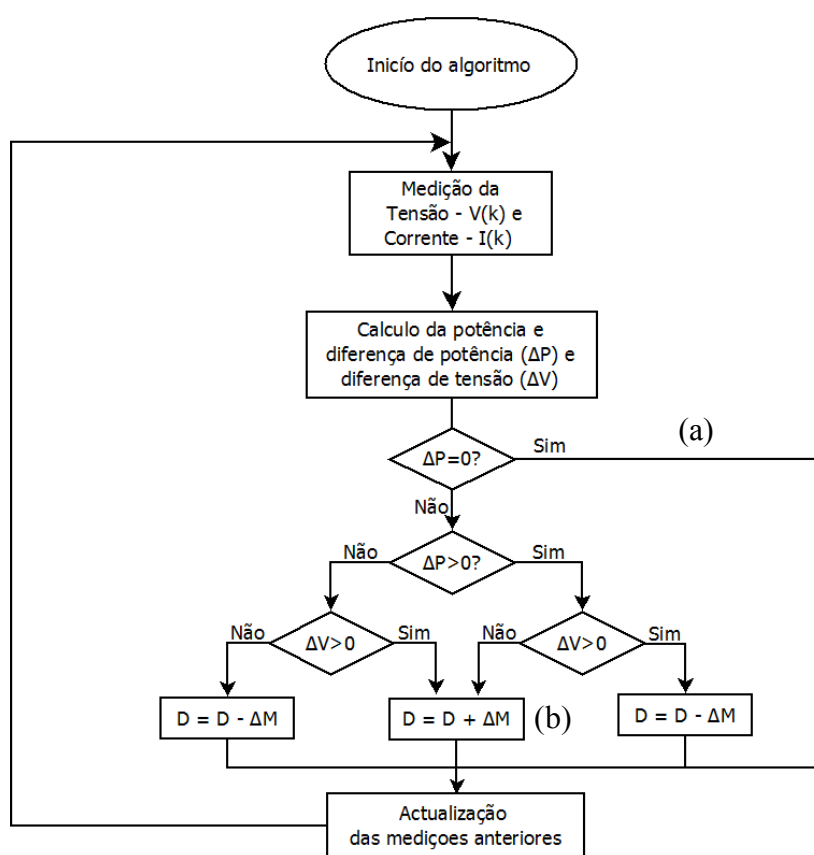


Figura 3.4 – Fluxograma do algoritmo *Hill Climbing* [11].

3.1.3. Condutância Incremental

O algoritmo da condutância incremental baseia-se no facto da derivada da curva da potência produzida em função da tensão ser nula no ponto de máxima potência (PMP), sendo negativa na parte direita da curva e positiva na parte esquerda (ex.: Figura 3.5 baseado no mesmo exemplo da Figura 3.1).

$$\frac{dP}{dV} = 0 \text{ no PMP,} \quad (15)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \text{ à esquerda do PMP,} \quad (16)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \text{ à direita do PMP.} \quad (17)$$

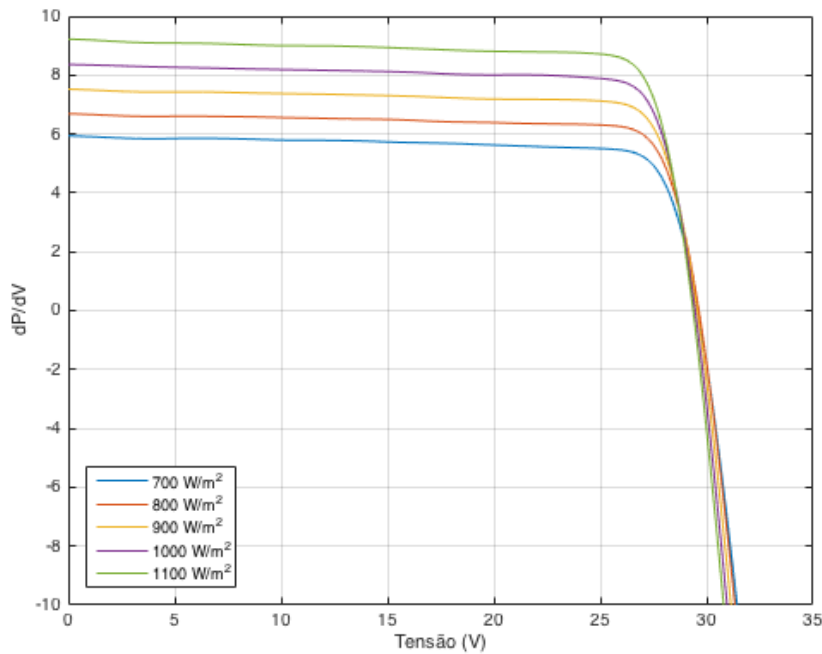


Figura 3.5 – Derivado da curva de potência do painel em função da tensão.

Por outro lado, a derivada da curva da potência produzida em função da tensão pode ser escrita como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \times I)}{dV} = I \times \frac{dV}{dV} + V \times \frac{dI}{dV} = I + V \times \frac{dI}{dV}, \quad (18)$$

Deste modo as equações (15) a (17) podem ser reescritas com base na equação (18) em termos de tensão e corrente do seguinte modo:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \text{ no PMP,} \quad (19)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \text{ à esquerda do PMP,} \quad (20)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \text{ à direita do PMP.} \quad (21)$$

Note-se que nas equações (19) a (21) o termo $\frac{dI}{dV}$ representa condutância incremental do painel fotovoltaico, e $-\frac{I}{V}$ representa sua condutância instantânea.

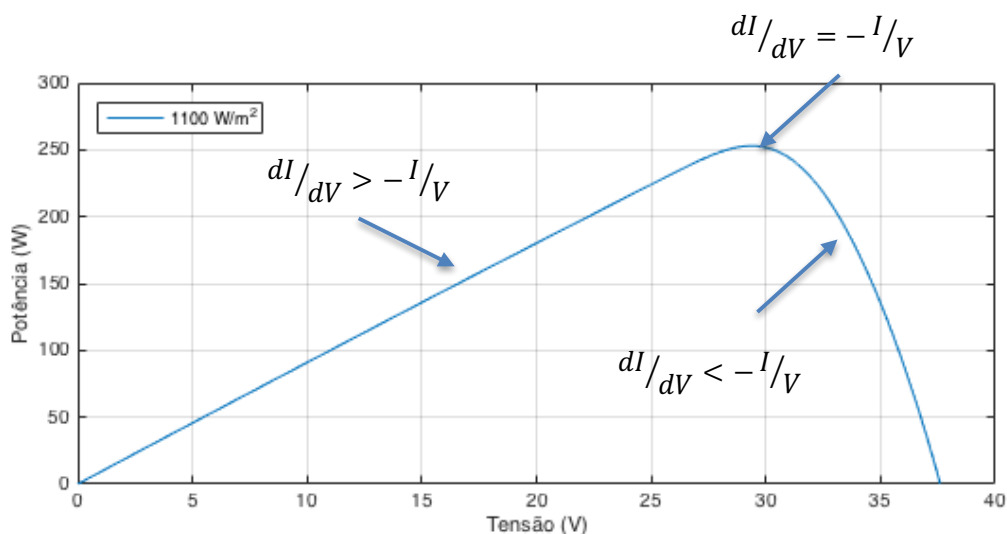


Figura 3.6 – Metodo da condutância incremental numa curva P(V)

O algoritmo compara a condutância incremental com a condutância instantânea (Figura 3.6) e, dependendo do resultado, a tensão do painel irá aumentar ou diminuir até que o ponto de MPPT seja atingido. Ao contrário do algoritmo de perturbação e observação, que oscila naturalmente em torno do ponto de potência máxima, o algoritmo da condutância incremental mantém a tensão quando o ponto MPPT é atingido. O cálculo do novo ponto de potência máxima apenas acontecerá quando ocorrer uma alteração na corrente e/ou tensão do painel. O mesmo pode ser atingido através das equações iniciais (15 a 17).

O algoritmo básico da condutância incremental utiliza passos fixos para a atualização da tensão do painel, sendo que a utilização de passos maiores diminui o tempo necessário até atingir o ponto de MPPT. Contudo, se o passo for demasiadamente grande, poderá ocorrer que o algoritmo oscile em torno do ponto de máxima potência sem que se fixe nesse ponto.

A Figura 3.7 apresenta o fluxograma do funcionamento do algoritmo da condutância incremental. O sistema começa por medir a tensão e a corrente proveniente da fonte que se pretende otimizar. Os valores medidos são utilizados no cálculo dos seguintes parâmetros: diferença de tensão e diferença de corrente (calculados entre os valores de atuais (V e I respetivamente) e os últimos valores (V_{last} e I_{last} respetivamente)). Consoante o “ramo” do diagrama de blocos em que o sistema se encontra, este aumenta ou diminui a tensão de

operação. No final, o algoritmo guarda as variáveis atuais como variáveis passadas para o ciclo seguinte do algoritmo, por exemplo: $V_{last} = V$.

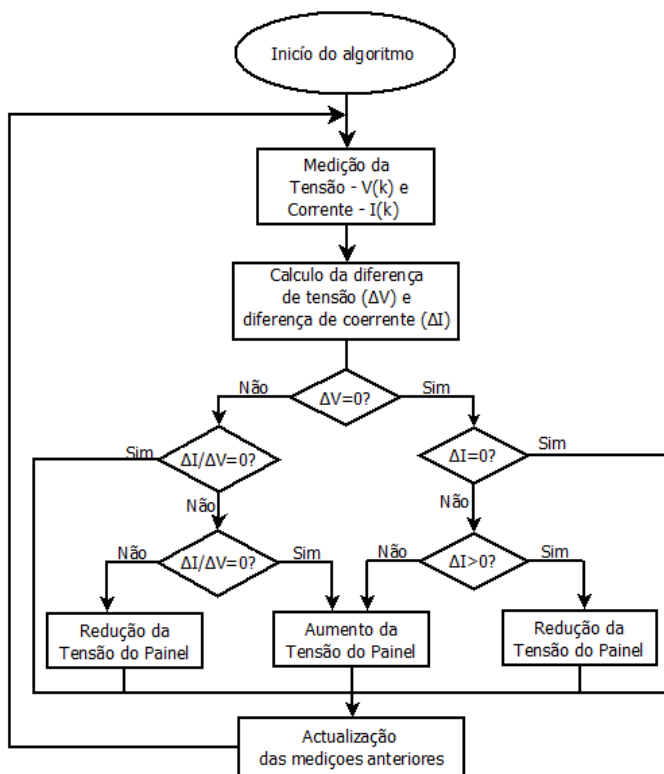


Figura 3.7 – Fluxograma do algoritmo da condutância incremental (adotado de [12]).

3.1.4. Comparação entre os diversos algoritmos apresentados

A Tabela 3.1 apresenta um pequeno resumo/comparação dos algoritmos apresentados nas secções anteriores. Como se pode observar, o algoritmo de *Perturbação e Observação* é o que apresenta menor complexidade. Contudo, este algoritmo possui o maior tempo de convergência. O algoritmo da *Condutância Incremental* possui o menor tempo de convergência, mas apresenta o maior nível de complexidade. O algoritmo *Hill Climbing* possui uma complexidade e tempo de convergência moderado. Se se pretende um algoritmo com uma complexidade baixa terá de se aceitar que este poderá ter um tempo de convergência mais elevado.

Tabela 3.1 – Alguns aspetos a ter em conta na escolha do algoritmo.

	Perturbação e Observação	<i>Hill Climbing</i>	Condutância Incremental
Complexidade	Baixa	Média	Alta
Tempo de convergência	Alto	Médio	Baixo
Número de variáveis a calcular em cada ciclo	3	4	5

3.2. Hardware de suporte ao conversor DC/DC

Existem múltiplas opções para fazer o controlo do conversor DC/DC apresentado na secção 2.5.6. No entanto, todas têm de respeitar as seguintes premissas: entradas analógicas de tensão e corrente (leituras via ADC¹ caso o sistema seja digital) e saídas em PWM. Adicionalmente, de acordo com os objetivos da dissertação, pretende-se um sistema fácil de operar e de baixo custo.

Optou-se para a implementação do sistema de controlo por um microcontrolador com programador embutido com um custo por unidade acessível. O microcontrolador escolhido foi o Arduino Nano (Tabela 3.2) que utiliza o processador ATmega328 da *Atmel*.

Tabela 3.2 – Principais características do Arduino Nano.

Tensão de alimentação	6 a 20 V
Nível logico	5 V
Número de saídas digitais	14 (6 PWM)
Número de entradas analógicas	8
Resolução da ADC	10 bits
Corrente DC por pino	40 mA
Dimensões (LxW)	45x18 mm
Peso	5 g

Após testes práticos verificou-se que a resolução de 10 bits da ADC integrado no microcontrolador era insuficiente na deteção de pequenas variações que ocorrem com a variação de um por cento de *duty cycle*. Desse modo, optou-se pela utilização de uma ADC externo dotado de maior resolução, concretamente o circuito ADS1115 da *Texas Instruments*, cujas características se apresentam na Tabela 3.4.

¹ ADC: Conversor analógico-digital

Tabela 3.3 – Principais características da ADC.

Resolução	16 bits
Ganho interno	Até 16 vezes
Sample Rate	Programável de 8 a 860 amostras/segundo
Tensão de alimentação	2 a 5.5 V
Nível logico	2 a 5.5 V
Consumo (corrente)	150 μ A
Interface	I2C
Medição	Individual ou diferencial

Como o microcontrolador não possui forma de medição de corrente foi necessário recorrer à utilização de um sensor com esse fim. Esta medição pode ser feita recorrendo a um de dois tipos de sensores: sensor de Hall ou sensor resistivo. O sensor de Hall funciona através da conversão do campo magnético gerado pela corrente que flui pelo fio elétrico em uma tensão proporcional. Por outro lado, o sensor resistivo funciona através da medição da queda de tensão numa resistência de baixo valor (na ordem dos $m\Omega$). Medindo essa queda de tensão e sabendo o valor da resistência é possível determinar a corrente que a atravessa, utilizando para o efeito a Lei de Ohm. Normalmente o impacto no sistema de um sensor resistivo é superior ao que é introduzido por um sensor de Hall. Contudo, existem sensores resistivos com um impacto bastante reduzido, sendo praticamente equivalente ao de um sensor de Hall. Para além disso, o sensor a ser escolhido tem de ser capaz de medir elevadas correntes (ver secção 2.5), ter boa precisão e apresentar uma saída em tensão (que é convertida pela ADC em um sinal digital). Estes fatores determinaram a opção por um sensor resistivo, em concreto o INA250 da *Texas Instruments*, cujas características principais são apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Principais características do sensor de corrente.

Tensão de operação	2.7 a 36 V
Resistência interna	2 $m\Omega$
Tolerância da resistência	0,1% (Máx.)
Corrente Máxima	15 A
Erro do Ganho Máx.	0,3%
Offset Máx. de Corrente	50 mA
Ganho interno	500 mV/A

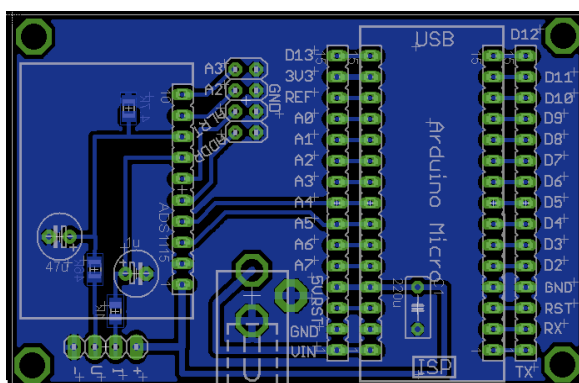


Figura 3.11 – PCB implementada para o microcontrolador e para a ADC.

3.3. Algoritmo implementado

O algoritmo MPPT implementado é uma versão modificada do algoritmo Perturbação e Observação apresentado no subcapítulo 3.1.1. Este algoritmo foi escolhido por apresentar bons resultados e possuir um grau de complexidade baixo, tornando a implementação prática do algoritmo mais simples. A Figura 3.12 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo MPPT. No arranque do sistema, todos as variáveis envolvidas são inicializadas de forma ao sistema iniciar com PWM de 1%. Após a inicialização estar concluída, o microcontrolador adquire da ADC, aproximadamente a cada 10 ms, os valores representativos da tensão (V) e da corrente (I). Esta velocidade de aquisição dos valores representativos da tensão e da corrente mostrou-se, em testes práticos efetuados para o efeito (ver secção 4.3 e 4.5), suficiente, atendendo à dinâmica dos painéis. Os valores adquiridos (V e I) são filtrados usando um filtro digital passa-baixo de segunda ordem com uma frequência de corte próxima dos 2,5 Hz (estimada por análise espectral do sinal de entrada). O cálculo do valor de potência (P) na entrada do conversor baseia-se na multiplicação dos valores adquiridos (V e I). O valores necessários, P e V, são passados para o algoritmo MPPT, o qual decide, a cada 100 ms (tempo baseado na obtenção de 10 medições consecutivas como o intuito de minimizar possíveis flutuações do sistema), se incrementa ou decrementa o PWM.

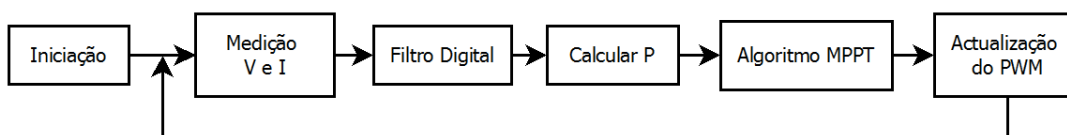


Figura 3.12 – Diagrama de blocos do software.

Com base nas variáveis de entradas (V e P) o algoritmo MPPT (Algoritmo 1) calcula o valor de PWM. Para esse calculo o algoritmo necessita das seguintes variáveis: a diferença de potência (dP), a diferença de tensão (dV) e um fator escala (SF). Este fator escala (baseado no algoritmo *Hill Climbing*) foi introduzido no algoritmo porque o tempo normal convergência do algoritmo Perturbação e Observação é lento. O dP e dV representam uma espécie de histerese do sistema, impedindo que o algoritmo fique preso em possíveis máximos

locais de potência. O SF é baseado no valor de potência de entrada e é usado para acelerar o tempo de convergência do algoritmo. Estes valores foram obtidos empiricamente através de sucessivos testes práticos não sendo dependente da fonte de energia. Para o dP foi escolhido o valor 0.02 W, para o dV o valor 0.04 V e para o SF 1/200.

O algoritmo começa por calcular a diferença de potência (ΔP) e a diferença de tensão (ΔV) entre os valores de atuais (P e V respetivamente) e os últimos valores considerados válidos (P_{last} e V_{last} respetivamente). Nota, um valor considera-se válido caso se observe uma variação de potência superior a dP e uma variação de tensão superior a dV . O algoritmo determina o valor de $PWM_{increment}$ (valor que será adicionado ao valor de PWM atual) segundo a seguinte expressão:

$$PWM_{increment} = \pm 0.1\% \pm P \times SF, \quad (22)$$

aonde o sinal \pm depende da zona na curva P(V) em que o sistema está a operar.

No final do algoritmo o valor de PWM obtido é limitado entre um valor mínimo e máximo com o intuitivo de evitar que a entrada seja curto-circuitada ou prevenir o algoritmo deixe de funcionar devido à falta de variação de entrada (gerador desligado).

Entrada dos parametros P e V

$$\Delta P = P - P_{last}$$

$$\Delta V = V - V_{last}$$

if $\Delta P > dP$ and $\Delta V < -dV$

$$PWM_{incremento} = 0.1\% + P \times SF$$

$$P_{last} = P$$

$$V_{last} = V$$

end

if $\Delta P > dP$ and $\Delta V > dV$

$$PWM_{incremento} = -0.1\% - P \times SF$$

$$P_{last} = P$$

$$V_{last} = V$$

end

if $\Delta P < -dP$ and $\Delta V < -dV$

$$PWM_{incremento} = -0.1\% + P \times SF$$

$$P_{last} = P$$

$$V_{last} = V$$

end

if $\Delta P < -dP$ and $\Delta V > dV$

$$PWM_{incremento} = 0.1\% - P \times SF$$

$$P_{last} = P$$

$$V_{last} = V$$

end

$$PWM = PWM + PWM_{incremento}$$

if $PWM > 80\%$

$$PWM = 80\%$$

if $PWM < 1\%$

$$PWM = 1\%$$

Algoritmo 1 – Pseudocódigo do algoritmo MPPT implementado.

4. Resultados

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados relativos ao funcionamento do conversor. Estes resultados permitirão avaliar o funcionamento do sistema, tanto a nível de hardware (conversor *flyback*) como a nível de software (algoritmo MPPT), incluindo o seu rendimento global. A secção 4.1 apresenta os testes efetuados ao driver e ao Mosfet. Na secção 4.2 é analisada a eficiência do sistema base (uma entrada e uma saída). A secção 4.3 centra-se na verificação, em diversos cenários, do correto funcionamento do algoritmo de MPPT. A secção 4.4 apresenta a eficiência global do sistema composto por múltiplas entradas ligadas ao mesmo barramento de saída. Finalmente, a secção 4.5 mostra os testes efetuados com um painel fotovoltaico.

4.1. Teste de Funcionamento

Após a implementação prática do conversor DC/DC foi efetuado um teste com o intuito de verificar o seu correto funcionamento. Para o efeito, colocou-se na saída um inversor uma carga de 50W a 230V. Para além disso no driver do Mosfet (zona 4 na Figura 2.25) foi colocado um sinal PWM (TTL) com *duty cycle* constante e igual a 46% e frequência de 33.3 kHz. Este sinal é apresentado na Figura 4.1. O valor de *duty cycle* foi escolhido de forma a obter uma tensão 230 V na saída.

Por outro lado, a frequência foi escolhida através de testes sucessivos efetuados com o intuito de satisfazer dois critérios: situar-se fora da gama audível, ou seja, superior a 20 kHz e maximizar a eficiência do conversor para os componentes escolhidos.

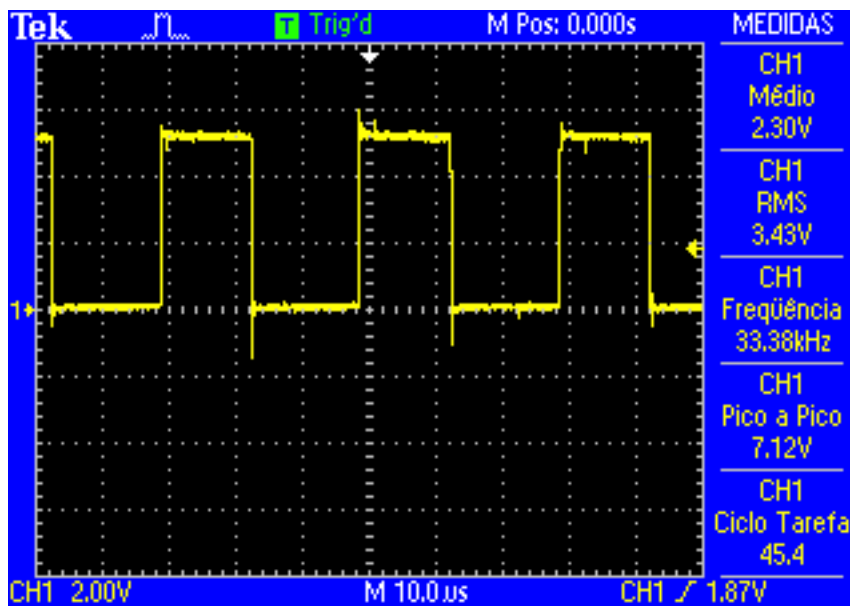


Figura 4.1 – Onda quadrada aplicada no driver do Mosfet.

Na análise do circuito começou-se por verificar o correto funcionamento do driver do Mosfet, obtendo-se para o efeito o sinal no dreno do Mosfet (Figura 4.2) para o sinal PWM escolhido. Como é possível verificar o sinal obtido (Figura 4.2) é igual ao introduzido (Figura 4.1) tanto em frequência como em *duty cycle*. De salientar que a amplitude não é igual visto que o Mosfet está a comutar a tensão de entrada (Figura 4.3) e não o sinal introduzido no driver. Outro aspeto importante a analisar na Figura 4.2 é o tempo de comutação entre estados do Mosfet que demora no pior caso (desligado a ligado) entre 10 a 20 μs . O que se pode considerar aceitável, uma vez que estamos perante um valor consideravelmente inferior ao período do sinal de PWM. Note-se que durante o período de transição o transistor comporta-se como uma carga dissipando energia, levando a que quanto maior for este valor menor será a eficiência do sistema.

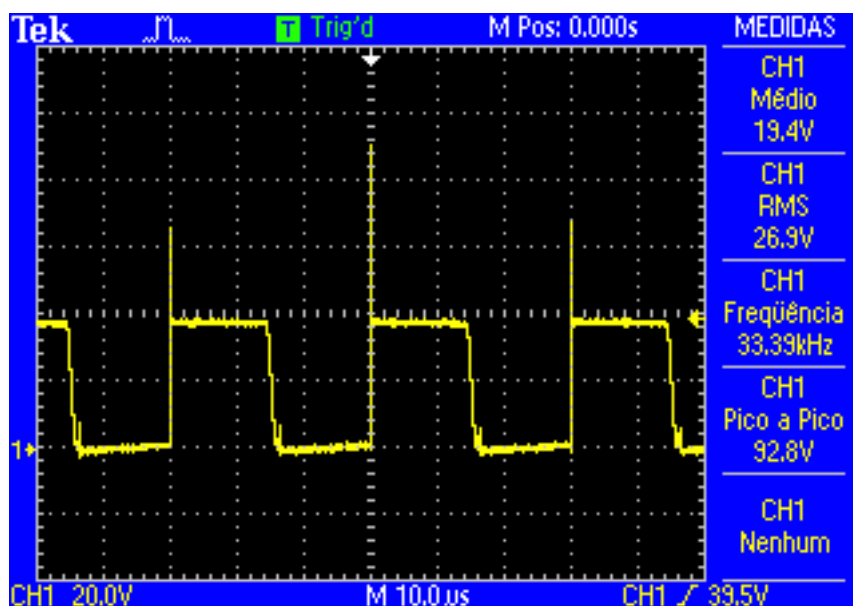


Figura 4.2 – Sinal no dreno do Mosfet.

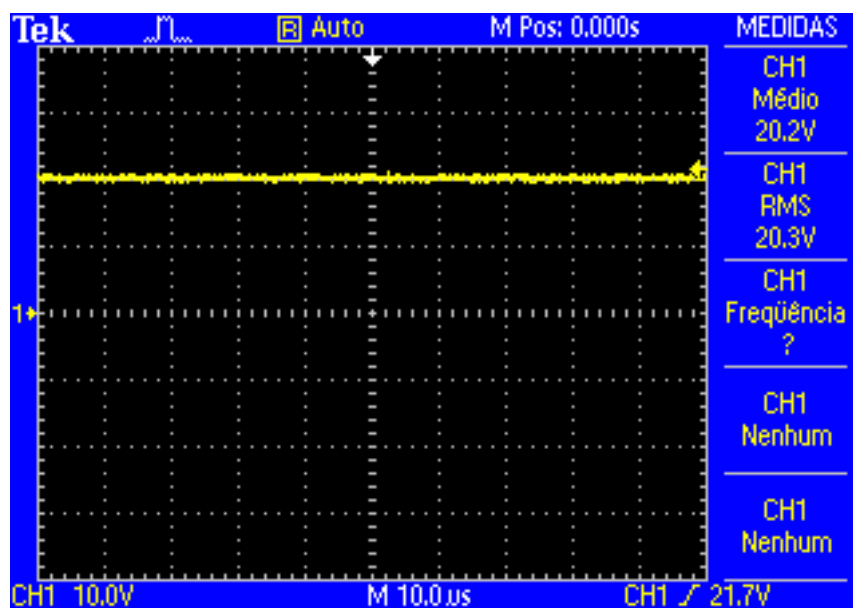


Figura 4.3 – Tensão de entrada.

4.2. Testes de Eficiência

Os testes de eficiência foram efetuados em laboratório, sob condições controladas. O gerador foi simulado utilizando uma fonte de alimentação DC de 30 V. A tensão, corrente e potência de entrada, bem como de saída foram registradas para seis valores diferentes de *duty cycle* no sinal de PWM, obtendo-se os valores apresentados na Tabela 4.1. O rendimento do sistema foi posteriormente determinado recorrendo ao quociente entre a potência disponível na saída e a potência fornecida pela fonte.

Tabela 4.1 – Valores medidos para calcular a eficiência do sistema para diferentes níveis de potência.

Entrada			Saída			η
U (V)	I (A)	P (W)	U (V)	I (A)	P (W)	
29,941	1,120	33,534	231	0,127	29,427	87,75%
29,956	1,584	47,450	231	0,183	42,206	88,95%
29,919	1,879	56,218	233	0,212	49,375	87,83%
29,835	2,930	87,417	233	0,331	77,123	88,22%
29,857	3,701	110,501	230	0,423	97,290	88,04%
29,617	4,681	138,637	221	0,537	118,677	85,60%

Com os valores de eficiência obtidos traçou-se o gráfico da Figura 4.4. Como é possível observar a eficiência global do sistema permanece aproximadamente constante com o valor a rondar os 88%. A eficiência obtida está próxima com os valores referido no estado da arte: 90.1% a 110 W [3] e 92% a 200 W [2].

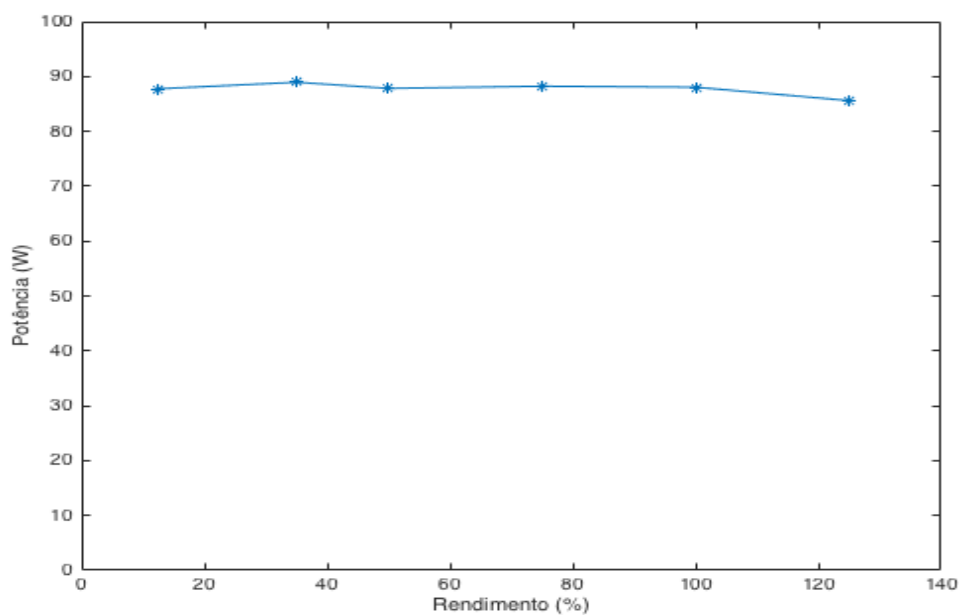


Figura 4.4 - Eficiência do sistema para seis valores diferentes de potência.

4.3. Teste do algoritmo MPPT

Como o intuito de validar o correto funcionamento do algoritmo de MPPT foram efetuados testes, em laboratório, utilizando uma fonte de alimentação DC, com capacidade de limitação de corrente, e uma resistência em série, tal como se ilustra na Figura 4.5.

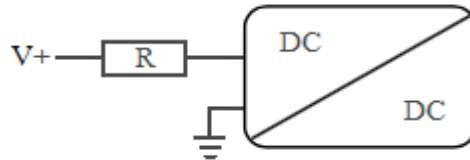


Figura 4.5 – Esquema de ligação da fonte DC para simulação de um gerador FV

Esta abordagem permite simular, de forma controlada (não dependendo das condições atmosféricas), o comportamento de um painel fotovoltaico. A variação do valor limite de corrente (o que permite alterar o ponto de potência máxima) da fonte alimentação é um equivalente a uma variação nas condições de radiação solar incidente no painel. Com base nas equações 16 e 17 e no esquema da Figura 4.5 é possível aproximar a curva da fonte DC a curva característica I(V) de um painel fotovoltaico.

$$I_{Max} = \frac{V_{supply} - V_{MPPT}}{R} \Leftrightarrow V_{MPPT} = -R \times I_{Max} + V_{supply}, \quad (23)$$

$$P_{MPPT} = I_{Max} \times V_{MPPT}, \quad (24)$$

Tabela 4.2 – Valores utilizados para aproximar a curva da fonte DC à curva I(V) do painel.

I_{Max}	2 A
R	4.7 Ω
V_{supply}	30 V

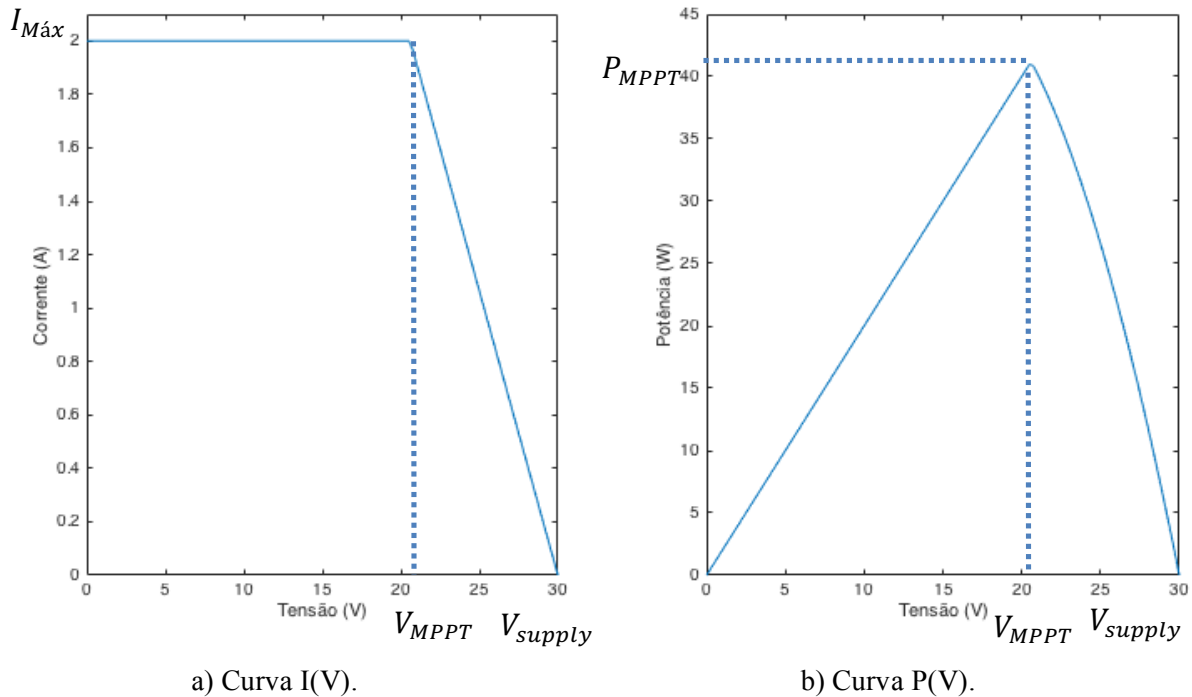


Figura 4.6 – Curvas I(V) e P(V) do circuito de simulação de um FV.

Antes de aplicar o algoritmo MPPT a curva P(V) é traçada variando o valor de V entre 0 e V_{supply} (30 V). Após cada curva ser traçada foi ativo o algoritmo de MPPT no sistema de controlo e registado 105 pontos de operação do algoritmo. Este procedimento foi efetuado para cinco valores diferentes de potência de entrada (variando $I_{máx}$ da fonte DC), o resultando em cinco curvas P(V) diferentes. As curvas P(V) resultantes estão representadas na Figura 4.7 assim como os pontos de MPPT resultantes da aplicação do algoritmo proposto na secção 3.3, em cima de cada curva P(V). O resultados do teste encontram-se sumariados na , onde, para além dos valores de MPPT obtidos, apresenta-se também o seu erro médio e máximo em relação ao ponto real de MPPT.

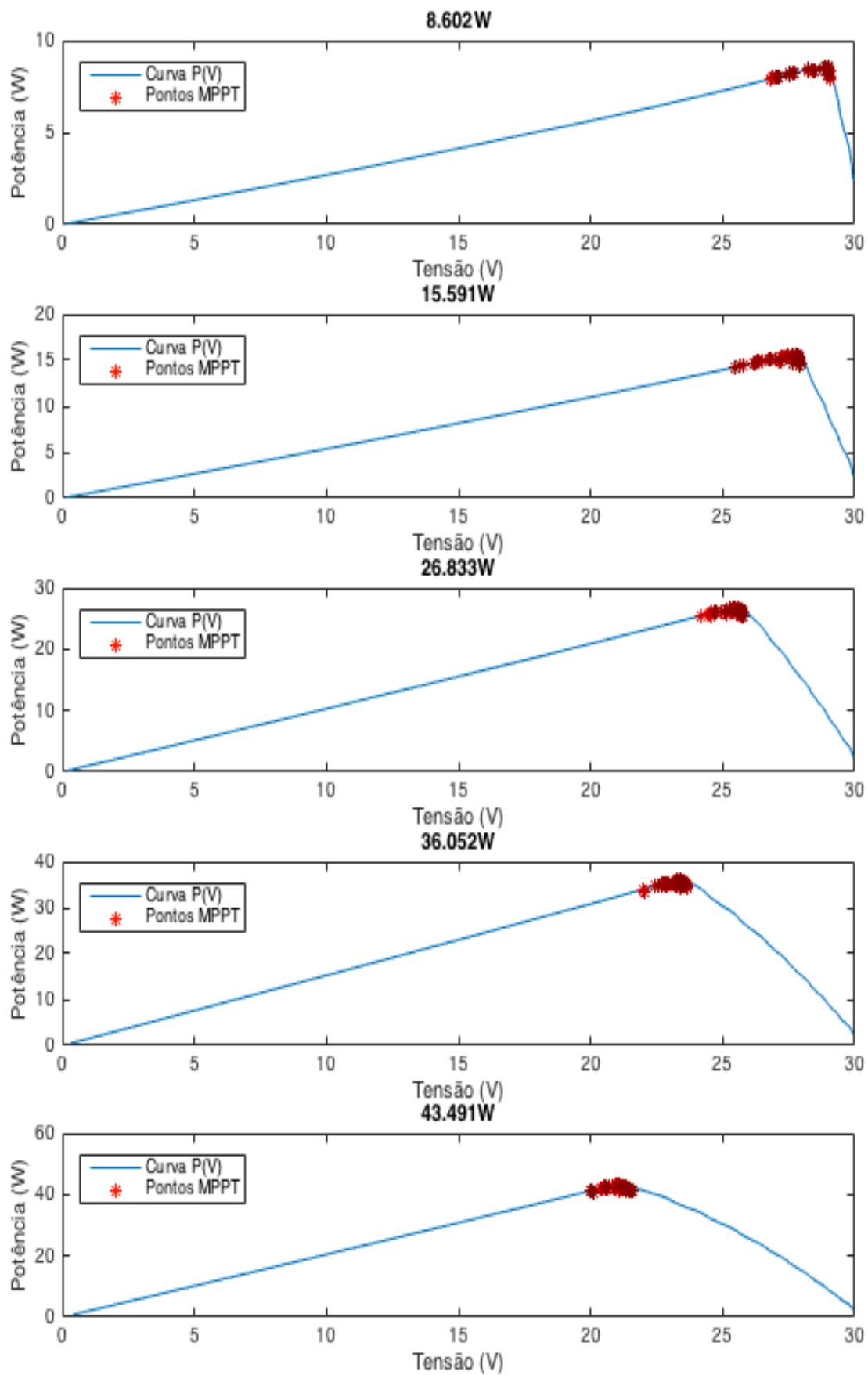


Figura 4.7 – Curvas P(V) para diferentes condições de potência (entre 8.6 W e 43.5 W) e respectivos pontos MPPT.

Tabela 4.3 – Valores MPPT.

MPPT		Erro Médio (W)	Erro Máximo (W)
U (V)	P (W)		
28,771	8,602	0,1975	0,703
27,595	15,591	0,3548	1,322
25,678	26,833	0,3832	1,423
23,275	36,052	0,4572	2,549
21,102	43,491	0,5596	2,779

4.4. Múltiplas Entradas

Com o intuito de testar a eficiência do sistema quando aplicado com múltiplos geradores de energia foi efetuado um ensaio em laboratório utilizando três sistemas completamente independentes e isolados (tanto ao nível do conversor DC/DC como do sistema de controlo), os quais partilhavam apenas o barramento de saída. Para além disso, para cada sistema, foi definida uma potência de saída distinta dos restantes sistemas presentes no barramento usando para tal um valor de PWM constante e diferente em cada sistema de controlo. A Tabela 4.4 sumaria os principais resultados obtidos neste teste. Com os valores de potência de entrada de cada sistema e a potência disponível no barramento (potência de saída) é possível determinar a eficiência combinada global do sistema, cujos valores são apresentados na Tabela 4.4 e no gráfico da Figura 4.8. Como se pode observar, a eficiência global combinada ronda os 90%, o que se encontra dentro do esperado (ver secção 4.2). A eficiência combinada dos três sistemas é ligeiramente superior à situação de se utilizar um único sistema. Uma possível explicação para esta situação está relacionada com o facto de os sistemas de controlo serem não-síncronos. Esta realidade traduz-se na injeção de corrente no barramento em intervalos de tempo aleatórios e com um valor inferior de corrente para a mesma potência de saída total em comparação com a utilização de apenas um conversor. Deste modo, os condensadores de saída serão carregados em intervalos de tempo inferior com correntes inferiores.

Tabela 4.4 – Resultados dos testes de eficiência do sistema com múltiplas entradas

Entrada 1			Entrada 2			Entrada 3			Entrada	Saída			η
U (V)	I (A)	P (W)	U (V)	I (A)	P (W)	U (V)	I (A)	P (W)	P (W)	U (V)	I (A)	P (W)	
30,00	0,225	6,75	20,00	0,231	4,62	25,00	0,292	7,30	18,67	126,00	0,132	16,63	89,08%
30,00	0,501	15,03	20,00	0,272	5,44	25,00	0,258	6,45	26,92	162,00	0,151	24,46	90,87%
30,00	0,542	16,26	20,00	0,262	5,24	25,00	0,531	13,28	34,78	190,00	0,166	31,54	90,70%
30,00	0,576	17,28	20,00	0,657	13,14	25,00	0,538	13,45	43,87	222,00	0,179	39,74	90,58%
30,00	0,636	19,08	20,00	0,618	12,36	25,00	0,637	15,93	47,37	210,00	0,206	43,26	91,33%
30,00	0,925	27,75	20,00	0,536	10,72	25,00	0,681	17,03	55,50	232,00	0,217	50,34	90,72%
30,00	0,917	27,51	20,00	0,963	19,26	25,00	0,626	15,65	62,42	202,00	0,285	57,57	92,23%
30,00	1,032	30,96	20,00	1,042	20,84	25,00	1,079	26,98	78,78	234,00	0,309	72,19	91,64%
30,00	1,945	58,35	20,00	2,004	40,08	25,00	1,833	45,83	144,26	213,00	0,609	129,72	89,92%
30,00	1,978	59,34	25,00	1,598	39,95	25,00	2,015	50,38	149,67	224,00	0,603	135,07	90,25%

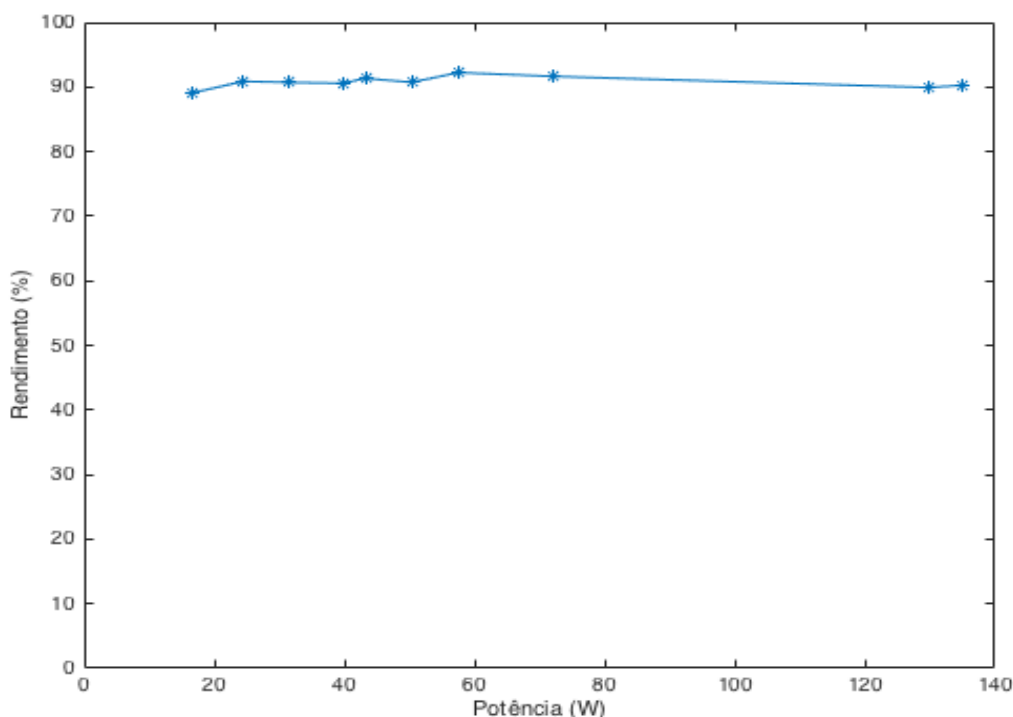
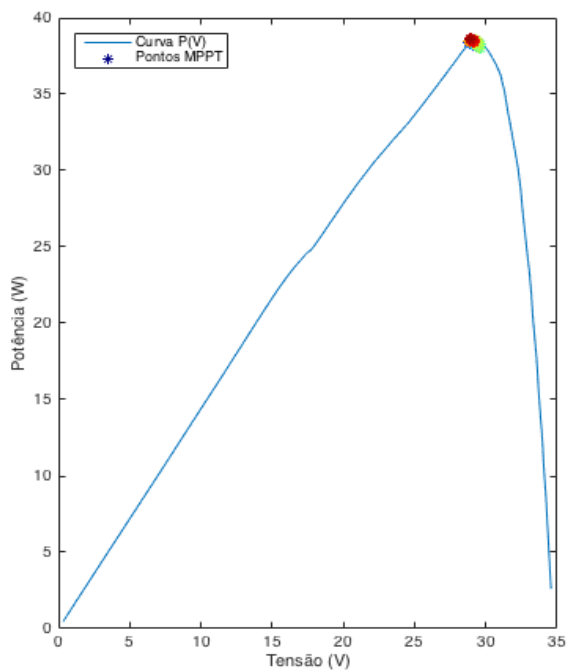


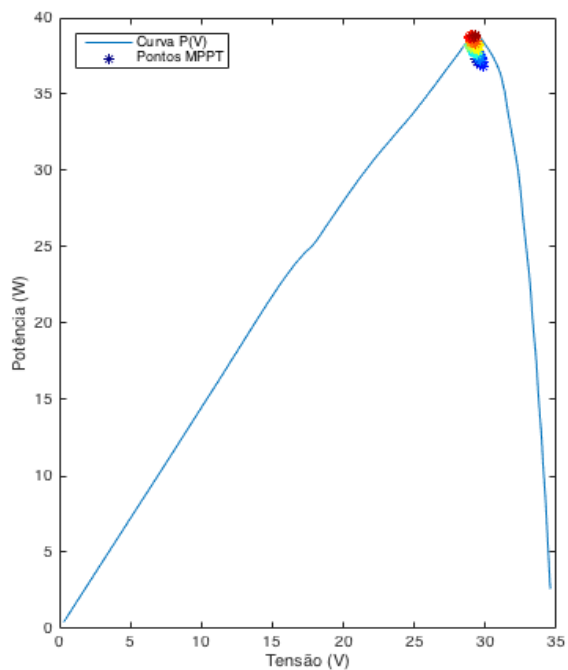
Figura 4.8 – Eficiência do sistema com três entradas para uma saída comum.

4.5. Testes Práticos efetuados com o Painel Fotovoltaico

Depois de todos os testes laboratoriais terem sido efetuados e de ser ter provado que o sistema estava a funcionar como esperado, procedeu-se à ligação do sistema desenvolvido a um painel fotovoltaico. O painel FV foi ligado à entrada do conversor DC/DC e a tensão de saída foi mantida em torno dos 230 V. Antes de se ativar o algoritmo MPPT no sistema de controlo, a curva P(V) do painel fotovoltaico foi previamente traçada para se poder comparar e validar os resultados apresentados pelo algoritmo. Note-se que este procedimento está desativado por defeito no sistema de controlo. A curva P(V) e os pontos MPPT estão representados na Figura 4.9. A curva P(V) está representada pela linha azul e os pontos coloridos representam os pontos MPPT (onde o azul é o primeiro e o vermelho o último ponto) nas várias iterações do algoritmo MPPT. O erro médio no caso referente à Figura 4.9 a) para uma potência de 38,57 W é de 0,17 W, sendo o erro máximo igual a 0,63 W. Na situação da Figura 4.9 b) para uma potência de 38,78 W o erro médio é de 0,56 W e o erro máximo é de 1,97 W. Como pode ser observado o algoritmo converge para o ponto de potência máxima do painel fotovoltaico, como esperado.



a) No período da manhã



b) No período da tarde

Figura 4.9 – Testes práticos com o painel fotovoltaico.

5. Conclusão

O interesse por pequenas unidades de produção distribuída (PD) dedicadas ao autoconsumo está a aumentar, principalmente devido ao crescimento dos preços da eletricidade, à diminuição do custo das tecnologias de PD e aos mecanismos de apoio menos atraentes para o investimento na PD. Nesta dissertação apresentou-se uma solução para a produção distribuída através de um sistema capaz de combinar a energia elétrica produzida por várias fontes (energia fotovoltaica, turbina eólica, etc.) num único barramento. Para tal, foi implementado um Combinador de Energia (CE) composto por um conversor DC/DC e um sistema de controlo cujo objetivo é extrair a cada momento a máxima potência da fonte e disponibiliza-la no barramento.

Um protótipo do sistema foi implementado com três fontes de energia conectadas ao mesmo barramento. Resultados práticos demonstraram que o sistema implementado apresenta uma eficiência global de 88% no pior caso. Relativamente ao algoritmo de extração da máxima potência (algoritmo MPPT), testes realizados com um módulo fotovoltaico demonstraram que, no pior caso, o sistema apresenta um erro médio de 0,56 W e o erro máximo é de 1,97 W para uma potência de 38,78 W. Verificou-se também que o algoritmo MPPT é capaz de lidar com mudanças bruscas nas condições solares e que atinge rapidamente o novo ponto de MPPT.

5.1. Trabalhos Futuros

Apenas foi possível projetar e implementar o CE, no entanto podem-se destacar temas que podem levar a uma continuação do trabalho desenvolvido. Relativamente ao conversor DC/DC implementado no CE sugere-se a implementação de um circuito de proteção dos díodos de saída que devido a picos de tensão inversa superiores a 1 kV (valores próximos

foram observados durante os testes práticos) podem levar à sua destruição. Para além disso, deve-se reduzir a interferência eletromagnética que o conversor DC/DC introduz no meio envolvente colocando por exemplo o conversor DC/DC numa caixa metálica. No protótipo atual o sistema é alimentado por uma fonte externa, desse modo será importante desenvolver um sistema de alimentação através da energia proveniente da fonte geradora ou do barramento. De forma a tornar o sistema global completamente funcional deve-se projetar e implementar o sistema Distribuidor de Energia (DE) que deverá distribuir a energia presente no barramento pelas diversas cargas disponíveis. Finalmente, o desenvolvimento e implementação de um sistema de supervisão e gestão de todos os sistemas implementados permitirá fazer a gestão do barramento otimizando toda a energia produzida.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Sheng-Yang, S. Junseok, and A. Kwasinski, "A multiple-input current-source converter for a stand-alone hybrid power system," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 35-40.
- [2] W. Caisheng and M. H. Nehrir, "Power Management of a Stand-Alone Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Energy System," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 957-967, 2008.
- [3] C. Yen-Mo, A. Q. Huang, and Y. Xunwei, "A High Step-Up Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone PV/Battery Power Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 5049-5062, 2013.
- [4] CoilCraft, "Flyback Transformers for Microchip Grid-Connected," ed, 2014.
- [5] MPrime, "PV Modules M215-245," M. Solar, Ed., ed, p. 2.
- [6] C. Buttay, "Conversor Flyback," ed. http://en.wikipedia.org/wiki/Flyback_converter, 2006.
- [7] G.-B. Koo, "Application Note AN-4147 - Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters," 1.1.0 ed: Fairchild, 2006, p. 5.
- [8] C. Buttay, "Conversor Buck," ed. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter, 2006.
- [9] C. Buttay, "Conversor Buck Boost," ed. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter, 2006.
- [10] C. Buttay, "Conversor Boost," ed. http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter, 2006.
- [11] N. Onat, "Fluxograma Hill Climbing," ed. International Journal of Photoenergy, 2010.
- [12] A. Oi, "Design and Simulation of Photovoltaic Water Pumping System," Mestrado, Engenharia Electrotécnica, California Polytechnic State University, 2005.
- [13] Y. Wang, X. Lin, and M. Pedram. (2014) Accurate Component Model Based Control Algorithm for Residential Photovoltaic and Energy Storage Systems Accounting for Prediction Inaccuracies. *Smart Grids: Technologies, Applications and Management Systems*.
- [14] V. A. Chaudhari, "Automatic Peak Power Traker for Solar PV Modules Using dSpacer Software," Mestrado, Energia, Maulana Azad National Institute Of Technology, 2005.
- [15] B. G. Dobbs and P. L. Chapman, "A multiple-input DC-DC converter topology," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 1, pp. 6-9, 2003.
- [16] G. V. Santos, F. H. de Oliveira, A. F. Cupertino, T. A. Pizziollo, and H. A. Pereira, "Power flow management in hybrid power system using flatness based control," in *Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), 2013 IEEE PES Conference On*, 2013, pp. 1-6.
- [17] E. C. a. I. Energy. (2015). *Best practices on Renewable Energy Self-consumption*.
- [18] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "New two-inductor boost converter with auxiliary transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 169-175, 2004.
- [19] N. Mohan, T. M. Undeland, and P. W. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, Segunda ed.: John Wiley & Sons, 2007.
- [20] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Treceira ed.: Elsevier Science, 2011.
- [21] M. Brown, *Practical Switching Power Supply Design*: Academic Press, 1990.

- [22] C. Yongseok, C. Naehyuck, and K. Taewhan, "DC-DC converter-aware power management for battery-operated embedded systems," in *Design Automation Conference, 2005. Proceedings. 42nd*, 2005, pp. 895-900.
- [23] Z. Qun and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 65-73, 2003.
- [24] E. C. a. I. Energy, "Catalogue of European Urban Wind Turbine Manufacturers," ed, 2007.
- [25] YHI, "Solar power product catalogue 2015," ed, 2015.
- [26] C. Blake and C. Bull, "IGBT or MOSFET: Choose Wisely," ed: International Rectifier.
- [27] J. M. A. Aniceto, "Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares," Mestrado, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2010.
- [28] M. Rosu-Hamzescu and S. Oprea, *Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*: Microchip, 2013.