



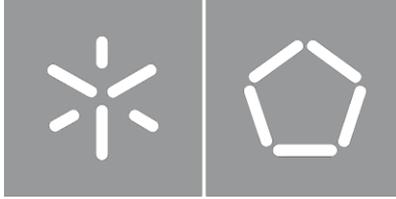
**Universidade do Minho**

Escola de Engenharia

Joana Ferreira Campos

**Desenvolvimento de um Conversor  
Unificado com Interface a Painéis Solares  
Fotovoltaicos**

Janeiro de 2022



**Universidade do Minho**

Escola de Engenharia

Joana Ferreira Campos

**Desenvolvimento de um Conversor  
Unificado com Interface a Painéis Solares  
Fotovoltaicos**

Dissertação do Mestrado

Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do  
**Professor Doutor Vítor Monteiro**

Janeiro de 2022

## DIREITOS DE AUTOR E CONDIÇÕES DE UTILIZAÇÃO DO TRABALHO POR TERCEIROS

Este é um trabalho académico que pode ser utilizado por terceiros desde que respeitadas as regras e boas práticas internacionalmente aceites, no que concerne aos direitos de autor e direitos conexos.

Assim, o presente trabalho pode ser utilizado nos termos previstos na licença abaixo indicada.

Caso o utilizador necessite de permissão para poder fazer um uso do trabalho em condições não previstas no licenciamento indicado, deverá contactar o autor, através do RepositóriUM da Universidade do Minho.

### ***Licença concedida aos utilizadores deste trabalho***



**Atribuição-NãoComercial-SemDerivações  
CC BY-NC-ND**

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

“Nada bate um Astronauta”

À minha família,

# Agradecimentos

A realização desta dissertação não foi possível sem o forte encorajamento, ajuda, partilha de conhecimentos e ideias de algumas pessoas, às quais devo o meu obrigado!

Primeiramente, ao meu orientador Professor Doutor Vítor Monteiro, cuja ajuda, força, incentivos foram essenciais para o sucesso deste projeto. O meu obrigado não se prende apenas à parte da partilha de informações e conselhos, mas toda a empatia que foi criada e que sem ela, o final poderia ter sido diferente.

Agradeço aos professores da especialização de Sistemas de Energia e Eletrónica de Potência pelas sabedorias partilhadas e por me cativarem a escolher esta área para tema da dissertação. Esta dissertação foi desenvolvida durante uma pandemia mundial, tornando tudo o que deveria ser feito muito mais complicado, com as restrições impostas a nível de acessos ao laboratório como outras complicações que daí vieram. Durante estes tempos, o GEPE estava limitado em lotação, e apesar de agradecer a todos os investigadores, professores, alunos de doutoramento e mestrado, queria deixar o meu especial obrigado ao doutor Delfim Pedrosa, às investigadoras Ana Rodrigues e Cátia Oliveira, aos investigadores Manuel Silva, Luís Machado e aos meus colegas José Pedro e Daniel Barbosa que partilharam o laboratório nestes momentos desafiantes, partilhando conhecimentos, auxílio e muita alegria, permitindo não perder a essência do GEPE e motivando diariamente.

Obrigado a todos os colegas que se cruzaram comigo, em grupos, aulas, partilhas de conteúdos e aventuras, em especial aos melhores amigos que a Universidade me deu e que juntos nos tornamos melhores seres humanos: Adriano, Alexandre, Hugo, João Torre, Leonardo, Luís, Pedro, Sérgio, Tiago, e a ti, Astronauta, espero que fiques orgulhoso de nós!

Queria agradecer àqueles que sempre me acompanharam desde os primeiros momentos neste mundo, aos meus pais, irmão, avós, madrinha e restante família. Por serem a força e coragem nas horas difíceis, a felicidades nos momentos bons, e encorajamento que por vezes faltava. Por todo o amor, apoio e esforço que permitiram o sucesso do meu percurso académico e pessoal, o meu eterno obrigado!

## **DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE**

Declaro ter atuado com integridade na elaboração do presente trabalho académico e confirmo que não recorri à prática de plágio nem a qualquer forma de utilização indevida ou falsificação de informações ou resultados em nenhuma das etapas conducente à sua elaboração.

Mais declaro que conheço e que respeitei o Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

# Resumo

Com novas metas europeias a serem propostas e com o aumento da população mundial, a necessidade energética nunca foi tão elevada e com tendência para continuar a aumentar. Neste contexto, enquadram-se as fontes de energias renováveis que, além de um complemento à necessidade energética, são uma realidade cada vez mais promissora ajudando a colmatar falhas energéticas em sítios remotos e contribuindo para um planeta energeticamente mais sustentável. Apesar de serem uma solução bastante atrativa, não conseguem colmatar o problema energético sozinhas devido à sua intermitência de produção de energia, sendo, muitas vezes, necessária a combinação com diferentes tipos de energias renováveis para aumentar a linha temporal de produção. Adicionalmente, surge ainda a necessidade de sistemas de armazenamento de energia que permitem armazenar e fornecer energia elétrica de acordo com a produção e necessidades da rede elétrica. No âmbito desta dissertação foi considerada a energia solar fotovoltaica que, para além de ter grande potencial na Terra devido a ser a sua fonte luminosa é também largamente investigada para exploração espacial.

Assim, esta dissertação apresenta o estudo de dois tipos de conversores CC-CC *Interleaved* para posterior utilização numa rede CC. Inicialmente é apresentado um *boost* para interface com painéis solares fotovoltaicos, permitindo um fluxo unidirecional de energia e cujo controlo visa obter a máxima potência do painel, seguindo-se de um *buck boost* para interface com baterias, permitindo o fluxo bidirecional de energia, e cujo controlo permite a carga e descarga das mesmas.

Esta dissertação inclui um estudo bibliográfico sobre a tecnologia solar fotovoltaica, sobre conversores CC-CC e sobre possíveis algoritmos de controlo. A validação foi efetuada, primeiramente com recurso a simulações computacionais, tanto a nível dos conversores como dos algoritmos de controlo. Posteriormente, foi desenvolvido um protótipo laboratorial de um conversor CC-CC *Interleaved*, controlado por um DSP e foi efetuada a sua validação experimental.

**Palavras-Chave:** Energia Renovável, Energia Solar Fotovoltaica, Conversor CC-CC, Conversor Unidirecional, Conversor Bidirecional, Conversor *Interleaved*.

# Abstract

With new European targets being proposed and the world population increasing, the energy demand has never been higher and with a tendency to continue to increase. In this context, renewable energy sources are included, which, in addition to a complement to the energy need, are an increasingly promising reality, helping to fill energy gaps in remote places in the world and contributing to a more energy-sustainable planet. Despite being a very attractive solution, they cannot solve the energy problem alone due to their intermittent energy production, and it is often necessary to combine different types of renewable energies to increase the production timeline. Additionally, there is still a need for energy storage systems that allow storing and supplying according to the production and needs of the electricity grid. In the scope of this dissertation, photovoltaic solar energy was considered, which, in addition to having great potential on Earth due to its light source, is also the most powerful source of energy that allows space exploration and is therefore widely explored.

Thus, this dissertation presents the study of two types of DC Interleaved DC converters for later use in a DC grid. Initially, a boost for interfacing with photovoltaic solar panels is presented, allowing a unidirectional flow of energy and whose control aims to obtain the maximum power of the panel, followed by a buck boost for interfacing with batteries, allowing the bidirectional flow of energy, and whose control allows their loading and unloading. This dissertation includes a bibliographic study on photovoltaic solar technology, DC-DC converters, and on possible control possibilities. The validation was carried out, initially using computer simulations, both at the level of the converters and the unknown animals. Subsequently, a laboratory of an interleaved DC-DC converter was developed, controlled by a DSP and its experimental validation was carried out.

**Keywords:** Renewable Energy, Photovoltaic Solar Energy, DC-DC Converter, Unidirectional Converter, Bidirectional Converter, Interleaved Converter

# ÍNDICE

|   |      |
|---|------|
| Agradecimentos .....  | v    |
| Resumo .....  | vii  |
| Abstract.....   | viii |
| Lista de Figuras.....   | xi   |
| Lista de Tabelas.....   | xiv  |
| Acrónimos e Siglas .....  | xv   |
| Nomenclatura .....  | xvi  |
| Capítulo 1      Introdução.....   | 1    |
| 1.1    Energia Solar e a sua Influência no Mundo.....                                   | 1    |
| 1.2    Enquadramento e Motivações.....  | 2    |
| 1.3    Objetivos .....  | 3    |
| 1.4    Organização da Dissertação .....   | 3    |
| Capítulo 2      Tecnologia Solar Fotovoltaica .....                                     | 6    |
| 2.1    Introdução.....  | 6    |
| 2.2    Células Solares Fotovoltaicas .....  | 6    |
| 2.2.1    Tipos de Células Solares Fotovoltaicas.....                                    | 7    |
| 2.2.2    Modelo da Célula Solar Fotovoltaica .....                                      | 10   |
| 2.2.3    Características das Células Solares .....                                      | 12   |
| 2.2.4    Curvas Características .....   | 13   |
| 2.3    Painéis Solares Fotovoltaicos .....  | 14   |
| 2.3.1    Fatores que influenciam a performance dos Painéis Solares Fotovoltaicos.....   | 15   |
| 2.4    Classificação dos Sistemas Solares Fotovoltaicos .....                           | 16   |
| 2.4.1    Sistemas Solares Fotovoltaicos Autónomos .....                                 | 17   |
| 2.4.2    Sistemas Solares Fotovoltaicos conectados com a Rede Elétrica .....            | 17   |
| 2.4.3    Sistemas Híbridos.....   | 18   |
| 2.5    Conclusão .....  | 19   |
| Capítulo 3      Conversores de Potência CC-CC para Sistemas Solares Fotovoltaicos ..... | 20   |
| 3.1    Introdução.....  | 20   |
| 3.2    Conversores CC-CC.....   | 20   |
| 3.2.1    Conversor CC-CC <i>Boost</i> .....   | 21   |
| 3.2.2    Conversor <i>Boost Interleaved</i> .....                                       | 25   |
| 3.2.3    Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> .....  | 27   |
| 3.2.4    Conversor Bidirecional <i>Interleaved</i> .....                                | 30   |
| 3.3    Algoritmos de Controlo MPPT.....   | 33   |
| 3.3.1    Tensão Constante .....   | 33   |
| 3.3.2    Corrente Constante.....  | 34   |
| 3.3.3    Perturbação e Observação.....  | 35   |
| 3.3.4    Condutância Incremental.....   | 36   |

|                      |  |     |
|----------------------|--|-----|
| 3.3.5                | Controlo Lógico Difuso .....                             | 39  |
| 3.3.6                | Outros Algoritmos de Controlo MPPT .....                 | 41  |
| 3.4                  | Carregamento de Baterias .....                           | 42  |
| 3.4.1                | Corrente Constante .....                                 | 42  |
| 3.4.2                | Tensão Constante .....                                   | 43  |
| 3.4.3                | Corrente Constante seguido de Tensão Constante .....     | 43  |
| 3.5                  | Conclusão .....  | 43  |
| Capítulo 4           | Simulações Computacionais .....                          | 45  |
| 4.1                  | Introdução .....   | 45  |
| 4.2                  | Conversor CC-CC com Painel Solar .....                   | 46  |
| 4.2.1                | Painel Solar Fotovoltaico .....                          | 46  |
| 4.2.2                | Dimensionamento dos Componentes .....                    | 48  |
| 4.2.3                | Conversor CC-CC <i>Boost</i> .....                       | 50  |
| 4.2.4                | Conversor CC-CC <i>Boost Interleaved</i> .....           | 52  |
| 4.2.5                | Validação do Algoritmo de MPPT .....                     | 55  |
| 4.3                  | Conversor CC-CC com Baterias .....                       | 58  |
| 4.3.1                | Modelo da Bateria .....                                  | 59  |
| 4.3.2                | Conversor CC-CC Bidirecional .....                       | 60  |
| 4.3.3                | Conversor CC-CC Bidirecional <i>Interleaved</i> .....    | 65  |
| 4.4                  | Conclusão .....  | 72  |
| Capítulo 5           | Desenvolvimento do Protótipo da Topologia Proposta ..... | 74  |
| 5.1                  | Introdução .....   | 74  |
| 5.2                  | <i>Hardware</i> de Potência .....                        | 74  |
| 5.2.1                | Semicondutores de Potência .....                         | 75  |
| 5.2.2                | Elementos indutivos do Conversor CC-CC .....             | 76  |
| 5.2.3                | Elementos Capacitivos do Conversor CC-CC .....           | 77  |
| 5.3                  | Sistema de Controlo .....                                | 78  |
| 5.3.1                | <i>Digital Signal Processor</i> .....                    | 78  |
| 5.3.2                | Condicionamento de Sinal .....                           | 79  |
| 5.3.3                | Placa de <i>Driver</i> .....                             | 81  |
| 5.3.4                | Sensor de Tensão .....                                   | 83  |
| 5.3.5                | Sensor de Corrente .....                                 | 85  |
| 5.4                  | Esquemático e Placa Desenvolvida .....                   | 88  |
| 5.5                  | Conclusão .....  | 94  |
| Capítulo 6           | Resultados Experimentais .....                           | 96  |
| 6.1                  | Introdução .....   | 96  |
| 6.2                  | Conversor CC-CC .....                                    | 96  |
| 6.2.1                | Teste em Malha Aberta .....                              | 99  |
| 6.2.2                | Validação do Algoritmo MPPT .....                        | 100 |
| 6.3                  | Conclusão .....  | 102 |
| Capítulo 7           | Conclusão .....  | 103 |
| 7.1                  | Conclusões .....   | 103 |
| 7.2                  | Sugestões de Trabalho Futuro .....                       | 106 |
| Lista de Referências | .....  | 108 |

# Lista de Figuras

|  |    |
|--|----|
| Figura 1.1 - Produção de Energia Solar em Portugal entre os anos 2000 até 2020 [4].  | 2  |
| Figura 2.1 - Modelo elétrico de um painel solar fotovoltaico.  | 10 |
| Figura 2.2 - Curvas características de um painel solar fotovoltaico.   | 13 |
| Figura 3.1- Conversor CC-CC do tipo <i>boost</i> .   | 21 |
| Figura 3.2- Conversor <i>Boost</i> durante os períodos de operação: (a) interruptor ligado; (b) interruptor desligado.   | 22 |
| Figura 3.3 - Formas de onda de tensões e correntes presentes no conversor <i>boost</i> .   | 24 |
| Figura 3.4 - Esquema elétrico de um conversor CC-CC <i>boost interleaved</i> .   | 25 |
| Figura 3.5 - Conversor CC-CC <i>Boost Interleaved</i> de duas fases modos de operação: (a) modo de operação 1; (b) modo de operação 2.   | 26 |
| Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional do tipo <i>buck-boost</i> .  | 27 |
| Figura 3.7 - Modos de operação do conversor <i>buck-boost</i> modo <i>boost</i> : (a) S1 ao corte e S2 ON; (b) S1 ao corte e OFF.  | 28 |
| Figura 3.8 - Modos de operação do conversor <i>buck-boost</i> modo <i>buck</i> : (a) S1 OFF e S2 ao corte (b) S1 ON e S2 ao corte.   | 29 |
| Figura 3.9 - Esquema elétrico de um conversor CC-CC <i>buck-boost interleaved</i> genérico em que n representa o número de níveis.   | 30 |
| Figura 3.10 - Modos de operação do conversor <i>buck-boost</i> modo <i>buck</i> : (a) S2 e S4 ao corte e S1 ON e S3 OFF (b) S2 e S4 ao corte e S1 OFF e S3 ON.   | 31 |
| Figura 3.11 - Modos de operação do conversor <i>Buck-Boost</i> modo <i>boost</i> : (a) S1 e S3 ao corte e S2 ON e S4 OFF (b) S1 e S3 ao corte e S2 OFF e S4 ON.  | 32 |
| Figura 3.12 -Fluxograma do algoritmo de Perturbação e Observação.  | 36 |
| Figura 3.13 - Variação das derivadas da curva P-V.   | 37 |
| Figura 3.14 - Fluxograma do algoritmo de condutância incremental.  | 38 |
| Figura 3.15 - Fluxograma do algoritmo de Controlo Difuso.  | 40 |
| Figura 4.1 - Características do painel solar quando introduzidas no <i>software</i> PSIM.  | 47 |
| Figura 4.2 - Curvas características do painel solar, calculadas no <i>software</i> PSIM.   | 48 |
| Figura 4.3 - Esquema elétrico do conversor <i>boost</i> , no <i>software</i> PSIM.   | 50 |
| Figura 4.4 - Comparador para criação do PWM desejado de 56%.   | 51 |
| Figura 4.5 - Formas de onda obtidas em ambiente de simulação do conversor <i>boost</i> : No gráfico superior formas de onda das tensões: a vermelho a tensão de entrada e a azul a tensão de saída. No gráfico inferior encontra-se a onda da corrente atravessada pela bobina do conversor. | 51 |
| Figura 4.6 - Esquema elétrico do conversor <i>boost interleaved</i> .  | 52 |
| Figura 4.7 - Comparador para criação dos PWMs desejado de 56%.   | 52 |
| Figura 4.8 – Pormenor das formas de onda à saída do comparador para comutação dos IGBTs.   | 53 |
| Figura 4.9 - Variação das formas de onda da corrente do sistema.   | 53 |
| Figura 4.10 - Formas de onda das tensões: entrada representada a vermelho e saída representada a azul.   | 54 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 4.11 - Comparação entre as formas de onda do conversor <i>boost</i> e do conversor <i>boost interleaved</i> . No gráfico superior encontram-se as formas de onda da corrente e no gráfico de baixo encontra-se as formas de onda da tensão, sendo que a vermelho estão representadas o conversor <i>boost</i> e a azul o conversor <i>boost interleaved</i> . | 55 |
| Figura 4.12 - Esquema do PSIM com bloco C para introdução do algoritmo de controlo.  | 56 |
| Figura 4.13 - Variação da radiação simulada.   | 56 |
| Figura 4.14 - Comparação entre a potência de referência e a potência real produzida pelo painel solar fotovoltaico.  | 57 |
| Figura 4.15 - Comparação entre a potência de referência e a potência real produzida pelo painel solar fotovoltaico no intervalo [1;1,5] s.   | 57 |
| Figura 4.16 - Formas de onda do sistema para verificação do algoritmo de MPPT: No gráfico superior a variação da temperatura e no gráfico inferior a variação das potências de referência e real do sistema.   | 58 |
| Figura 4.17 - Variação da potência real comparativamente à potência de referência num intervalo de tempo de [1,1160-1,1174]s.  | 58 |
| Figura 4.18 - Modelo elétrico da bateria.  | 60 |
| Figura 4.19 - Esquema elétrico do circuito <i>buck boost</i> .   | 61 |
| Figura 4.20 - Diagrama de blocos do controlo PI do método corrente constante.  | 62 |
| Figura 4.21 - Diagrama de blocos do controlo PI do método tensão constante.  | 62 |
| Figura 4.22 - Formas de onda do conversor <i>buck-boost</i> no modo <i>buck</i> : a vermelho a corrente e a azul a tensão  | 63 |
| Figura 4.23 - Formas de onda no conversor <i>buck boost</i> : a azul a corrente e a vermelho a tensão durante o mesmo intervalo de tempo.  | 64 |
| Figura 4.24 - Formas no conversor <i>buck boost</i> : pormenor da comutação dos IGBTs enquanto a bateria descarrega.   | 64 |
| Figura 4.25 - Esquema elétrico do conversor <i>buck boost interleaved</i> .  | 65 |
| Figura 4.26- Comparação entre as formas de onda da tensão de ambos os conversores.   | 66 |
| Figura 4.27 - Comparação entre as formas de onda dos conversores: no gráfico superior as correntes nas bobinas e no gráfico inferior as comutações dos IGBTs.  | 67 |
| Figura 4.28 - Pormenor das formas de onda das correntes dos diferentes braços do conversor <i>buck boost interleaved</i> .   | 67 |
| Figura 4.29 - Comparação entre as formas de onda da corrente e tensão, quando usada a mesma corrente de referência 5 A.  | 68 |
| Figura 4.30 - Comparação entre as formas de onda da corrente e tensão, quando usada a corrente de referência 5 A para o conversor <i>buck boost</i> e a corrente de 2,5 A para o conversor <i>buck boost interleaved</i> .   | 69 |
| Figura 4.31 - Comparação entre a comutação dos semicondutores presentes no conversor <i>boost</i> (gráfico superior) e os semicondutores presentes no conversor <i>buck boost interleaved</i> (gráfico inferior).  | 70 |
| Figura 4.32 – Pormenor das formas de onda das correntes atravessadas nas bobinas do conversor <i>buck boost interleaved</i> .  | 70 |
| Figura 4.33 - Comparação entre as formas de onda de corrente à saída conversor: a azul a corrente do conversor <i>buck boost</i> e a vermelho a corrente do conversor <i>buck boost interleaved</i> .  | 71 |
| Figura 4.34 - Verificação da consequência nas formas de onda da tensão, quando a corrente de referência é igual para todos os braços.  | 72 |
| Figura 5.1 - Proteção de <i>gate</i> do IGBT [49].   | 76 |
| Figura 5.2 - Bobinas utilizadas no conversor <i>boost interleaved</i> .  | 76 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 5.3 - Condensador de filme utilizado para redução do <i>ripple</i> .....  | 77  |
| Figura 5.4 - placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F8027F C200. ....   | 78  |
| Figura 5.5 - Fluxograma do código utilizado no DSP. ....   | 79  |
| Figura 5.6 - Seguidor de tensão, filtro passivo e díodo de <i>zener</i> de proteção dos ADCs. ....   | 80  |
| Figura 5.7 - Esquema elétrico do circuito somador não inversor para o condicionamento de sinal proveniente dos sensores. ....  | 81  |
| Figura 5.8 – Circuito de <i>Bootstrap</i> modo de operação em meia ponte. ....   | 82  |
| Figura 5.9 - Esquema da montagem de um sensor de Tensão. ....  | 83  |
| Figura 5.10 - Variação da tensão de entrada no sensor e da tensão no ADC. ....   | 85  |
| Figura 5.11 - sensor de corrente [57]. ....  | 86  |
| Figura 5.12 - ligação entre os pinos do sensor de corrente [57]. ....  | 86  |
| Figura 5.13 - Relação entre a tensão de saída nos sensores de corrente e a corrente à entrada do conversor: a azul o sensor A e a laranja o sensor B. ....                 | 87  |
| Figura 5.14 - Esquemático de todo o sistema implementado no <i>PADS schematics</i> . ....  | 88  |
| Figura 5.15 - Detalhes do esquemático do conversor <i>boost</i> : (a) conversor de potência, (b) circuito de <i>drive</i> e (c) circuito de condicionamento de sinal. .... | 89  |
| Figura 5.16 - Representação da distribuição dos componentes na PCB usando o <i>PADS layout</i> . ....  | 90  |
| Figura 5.17 - Placa desenvolvida: (a) vista superior; (b) vista inferior. ....   | 91  |
| Figura 5.18 - Esquemático da PCB do conversor CC-CC <i>buck boost</i> . ....   | 92  |
| Figura 5.19 - Detalhes do esquemático do conversor buck-boost: (a) conversor de potência, (b) circuito de <i>drive</i> e (c) circuito de condicionamento de sinal. ....    | 93  |
| Figura 5.20 – Layout da PCB do conversor <i>buck boost</i> . ....  | 94  |
| Figura 6.1 – Pormenores de PWMs de 50% provenientes do DSP. ....   | 97  |
| Figura 6.2 – Pormenor dos PWMs na entrada do ADUM (a azul) e na saída (a laranja). ....  | 97  |
| Figura 6.3 – Pormenor da tensão no coletor de um dos IGBTs. ....   | 98  |
| Figura 6.4 – Pormenor das formas de onda da comutação dos IGBTs. ....  | 98  |
| Figura 6.5 – Pormenor das formas de onda presentes nas bobinas do conversor. ....  | 99  |
| Figura 6.6 - Formas de onda de tensão de entrada de 20V, a azul e forma de onda da tensão na saída, a laranja, para um <i>duty-cycle</i> de 50%. ....                      | 100 |
| Figura 6.7 - Formas de onda de tensão de entrada de 30V, a azul e forma de onda da tensão na saída, a laranja, para um <i>duty-cycle</i> de 50%. ....                      | 100 |
| Figura 6.8 - Esquema elétrico de uma fonte CC não ideal. ....  | 101 |
| Figura 6.9 - Fonte não ideal conectada ao conversor CC-CC <i>boost interleaved</i> . ....  | 101 |

# Lista de Tabelas

|   |    |
|---|----|
| Tabela 3.1 - Comparação do <i>Ripple</i> num conversor <i>Boost</i> Clássico e um <i>Boost Interleaved</i> de três níveis. .... | 27 |
| Tabela 3.2 - Ponto de operação e características das derivadas .....  | 38 |
| Tabela 3.3 - Tabela de regras do controlo difuso.....   | 40 |
| Tabela 4.1 - Parâmetros considerados para o funcionamento do sistema.....   | 49 |
| Tabela 5.1 - Variação do valor de indutância das bobinas consoante diferentes frequências .....                                 | 77 |
| Tabela 5.2 - Valores de tensão de entrada no sensor e o respetivo valor de tensão de saída .....                                | 84 |
| Tabela 5.3 - Valores de corrente de entrada no sensor A e o respetivo valor de tensão de saída.....                             | 86 |
| Tabela 5.4 -Valores de corrente de entrada no sensor B e o respetivo valor de tensão de saída.....                              | 87 |

# Acrónimos e Siglas

| <b>Acrónimo / Sigla</b> | <b>Significado</b>                        |
|-------------------------|---|
| ADC                     | <i>Analog-to-Digital Converter</i>        |
| CC                      | Corrente Contínua                         |
| CA                      | Corrente Alternada                        |
| DSP                     | <i>Digital Signal Processor</i>           |
| IDE                     | <i>Integrated Development Environment</i> |
| IGBT                    | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>  |
| MPPT                    | <i>Maximum Power Point Tracking</i>       |
| PCB                     | <i>Printed Circuit Board</i>              |
| PWM                     | <i>Pulse Width Modulation</i>             |
| RAM                     | <i>Random Access Memory</i>               |
| STC                     | <i>Standard Test Conditions</i>           |

# Nomenclatura

|           |  |    |
|-----------|--|----|
| $f_s$     | Frequência de comutação                | Hz |
| $I_{CC}$  | Corrente de curto-circuito             | A  |
| $I_{MPP}$ | Corrente nominal                       | A  |
| $I_d$     | Corrente no díodo                      | A  |
| $I_{ph}$  | Fotocorrente                           | A  |
| $I_s$     | Corrente de saída                      | A  |
| $I_{sh}$  | Corrente de saturação reversa do díodo | A  |
| $P_{Max}$ | Potência máxima                        | W  |
| $T_s$     | Período de comutação                   | s  |
| $V_{MPP}$ | Tensão nominal                         | V  |
| $V_{OC}$  | Tensão de circuito aberto              | V  |

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Energia Solar e a sua Influência no Mundo

No século XVIII em Inglaterra, deu-se a revolução industrial. A não utilização de animais para trabalhos, mas de máquinas trouxe muitas mudanças positivas e permitiu um grande avanço na ciência e na tecnologia sendo que atualmente ainda sofremos positivamente com essas consequências.

Decorria o ano de 1870 quando foi inventado o motor de combustão interna e com a sua descoberta, combustíveis fósseis, gás natural começaram a ser usados em grande escala. Mais tarde, com o aparecimento do motor térmico, os combustíveis fósseis permitiram a flexibilidade necessária, graças à portabilidade que este tipo de energia permitia. Pela primeira vez na história era possível mover-se sem recorrer à energia do vento ou de animais, requerendo apenas abastecer-se de combustíveis fósseis e movimentar-se. Com a introdução de cada vez mais máquinas, a qualidade de vida do Homem aumentou significativamente e também a sua necessidade de produção de energia.

Nas últimas décadas, tornou-se óbvio que as fontes de combustíveis fósseis estão a diminuir cada vez mais rápido e que é necessário fontes renováveis, menos poluentes e de fácil acesso para satisfazer as necessidades energéticas que temos vindo a considerar como essenciais à vida humana [1].

Dos três tipos de energia renováveis capazes de fornecer energia elétrica capaz de suportar o consumo mundial apenas a energia solar exibe uma boa dispersão a nível mundial, variando consoante a altitude, latitude, estação do ano entre outros fatores. Cerca de  $342 \text{ W/m}^2$  é o valor médio de radiação que chega à superfície terrestre, sendo uma parte dela refletida de volta para a atmosfera. Caso fossem feitas instalações de painéis solares fotovoltaicos em alguns dos principais desertos do Mundo, sendo eles o deserto do Saara, deserto da Arábia, deserto de Gobi, deserto da Patagónia, deserto da Grande Bacia e o Grande deserto de Vitória,

a necessidade primária mundial de energia seria atingida através da sua produção, se apenas uma eficiência de 8% fosse atingida [2].

Na Europa, a energia solar representava 3.6% da energia produzida dos 28 estados-membro da união europeia em 2017, mostrando um potencial de crescimento até 20% até ao ano de 2040 [3]. Em Portugal, a produção de energia solar tem vindo a aumentar significativamente desde o início do novo milénio, como se pode ver na figura 1.1 [4].

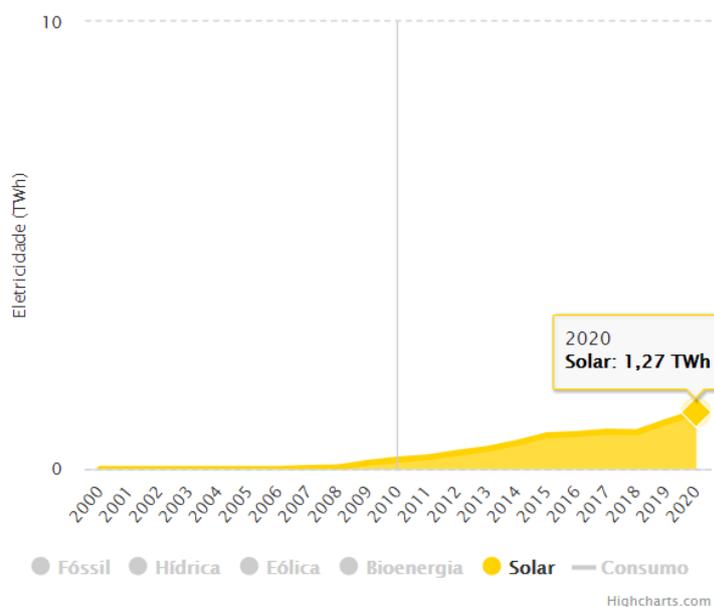


Figura 1.1 - Produção de Energia Solar em Portugal entre os anos 2000 até 2020 [4].

Segundo a APREN, Portugal continental produziu em fevereiro de 2021, 5066 GWh de eletricidade, sendo 88,5% vindos de uma fonte de energia renovável, destacando a energia solar que representou 1,4%. O cenário é diferente nas ilhas, onde a produção de energia solar é menor no arquipélago dos Açores, representando apenas 0,20%, mas superior no arquipélago da Madeira, que apesar das energias renováveis representar apenas 27,23%, a energia solar é 3,6% [4].

## 1.2 Enquadramento e Motivações

A principal motivação para a escolha do tema prende-se na relação com uma fonte de energia renovável, nomeadamente o Sol. A nível mundial, existe cada vez mais a necessidade da redução da pegada ecológica de cada um e uma das formas de colmatar essa necessidade passa cada vez mais pela produção de energia mais limpa. Este tipo de energia também

permitirá acesso a energia elétrica a zonas mais remotas e isoladas que representam cerca de 13% da população mundial, possibilitando o aumento da sua qualidade de vida.

Para além da interface a painéis solares, também o armazenamento de energia contribuiu para a seleção do tema, visto que um dos complementos essenciais na produção de energia será o seu armazenamento pois nem sempre a energia é necessária quando é produzida.

Esta dissertação irá complementar o desenvolvimento tecnológico que tem vindo a ser feito na área, destacando a multidisciplinaridade do projeto, incluindo as áreas de energias renováveis, eletrónica de potência, controlo digital, programação de microcontroladores e design de *hardware* com placas de circuito impresso.

### 1.3 Objetivos

Os principais objetivos desta dissertação prendem-se no estudo e desenvolvimento de um conversor unificado com interface a painéis solares fotovoltaicos. Este estudo conta com dois tipos de conversores: um *Boost Interleaved* na interface a painéis solares fotovoltaicos e um *Buck Boost Interleaved* na interface a baterias e cuja intenção é incorporar uma rede CC. Destacando os principais objetivos:

- Estudo bibliográfico de sistemas solares fotovoltaicos;
- Estudo bibliográfico de conversores de potência, incluindo os algoritmos de controlo;
- Simulações computacionais usando o software PSIM para os conversores estudados previamente;
- Dimensionamento e seleção de componentes para design do *hardware* de controlo e potência;
- Design do *hardware* em placas de circuito impresso;
- Testes para validação dos circuitos implementados.

### 1.4 Organização da Dissertação

Esta dissertação é composta por sete capítulos tendo cada um representado um dos objetivos principais propostos.

O capítulo 1 é responsável pela descrição do problema energético, destacando como solução a energia solar. São apresentados dados a nível mundial e em Portugal sobre a evolução da produção de energia solar ao longo deste milénio.

O capítulo 2 apresenta a evolução da energia solar, desde o momento de verificação de tensão elétrica entre dois elétrodos até às células mais utilizadas atualmente. Surge ainda a caracterização de células fotovoltaicas segundo características elétricas, como o seu modelo elétrico, as curvas características e as características elétricas essenciais à simulação das células.

No capítulo 3 são refletidos diversos conversores de potência que poderão ser utilizados tanto como interface a painéis solares fotovoltaicos como a baterias. Para além dos conversores, é neste capítulo que são descritos os diferentes tipos de algoritmos de controlo, começando pelos algoritmos de controlo MPPT e concluindo com os algoritmos de controlo necessários para a carga e descarga de baterias.

Segue-se o capítulo 4, onde se inicia a parte mais prática desta dissertação, as simulações computacionais. Subdivide-se em 2 seções: conversores para painéis solares e conversores para baterias. No que respeita aos conversores dos painéis solares, é estudado um painel solar que serve de base para as simulações, o dimensionamento dos componentes, simuladas duas topologias, comparadas para depois ser selecionada uma, e validado o algoritmo de MPPT. Em relação aos conversores para interface a baterias, inicia-se com o modelo elétrico de uma bateria, simuladas duas topologias e comparadas, com a diferença que considerando o tipo de conversor, são ainda estudados os modos que correspondem à carga e descarga do elemento armazenador de energia.

Após as simulações computacionais, é desenvolvido o protótipo no capítulo 5. Inicia-se com o *Hardware* de potência, destacando os semicondutores de potência, os elementos indutivos e capacitivos necessários ao conversor. Posteriormente é detalhado o sistema de controlo, dando ênfase ao DSP utilizado, o condicionamento de sinal, placa de driver e os sensores de tensão e corrente. Este capítulo termina com a junção de todos os componentes utilizados numa placa de circuito impresso.

Antes de terminar com as conclusões do projeto e sugestões de trabalho futuro no capítulo 7, encontram-se os resultados experimentais obtidos no capítulo 6. Dos resultados obtidos destacam-se os testes em malha aberta ao conversor CC-CC *boost*, seguindo-se da validação do algoritmo de MPPT como forma de validação do sistema desenvolvido e simulado.

# Capítulo 2

## Tecnologia Solar Fotovoltaica

### 2.1 Introdução

Desde os primórdios da raça humana que é compreendida e admirada a importância do Sol sob a Terra. Se ele não existe, a Terra seria apenas um planeta de rocha e gelo, sendo este astro responsável pelos padrões climáticos e por fornecer energia às plantas para que possam realizar a fotossíntese, produzindo oxigênio e assim possibilitando a vida tal como a conhecemos. Com o aumento da população mundial e o seu impacto no consumo energético, é inconcebível pensar que os combustíveis fósseis, largamente utilizados nas décadas anteriores, possam garantir o consumo energético crescente que se tem vindo a concretizar. Surge assim a sensibilização para a questão ambiental e recursos naturais sendo que uma solução proposta passa pelas energias renováveis [5][6]. No contexto desta dissertação, será focada a energia solar fotovoltaica. Este tipo de energia tem vindo a sofrer fortes investigações e evoluído bastante desde a observação do efeito fotoelétrico, sendo uma fonte de energia promissora interessando investigadores, políticos e líderes de indústria. Neste capítulo é introduzido com um pouco de história da evolução das células fotovoltaicas, os principais tipos de células disponíveis no mercado, o modelo elétrico de uma célula fotovoltaica que permite traçar as suas curvas características e retirar os seus principais parâmetros. Serão ainda indicados os problemas que os painéis podem apresentar e quais os motivos que influenciam a produção de energia elétrica. Por fim, serão descritos os principais tipos de sistemas que podem ser criados usando este tipo de energia renovável.

### 2.2 Células Solares Fotovoltaicas

Em 1839, o renomeado cientista chamado Alexander Edmond Becquerel observou pela primeira vez que a energia fotovoltaica é a maneira mais direta de converter radiação solar em eletricidade baseando-se no efeito fotovoltaico, muitas vezes definido como o surgimento

de tensão elétrica entre dois elétrodos conectados a um sólido ou sistema líquido quando este sistema é iluminado.

Desde esse ano até aproximadamente 1904, foi um período de muitas descobertas: publicação do artigo “A ação da luz no selênio” onde demonstrava o efeito fotovoltaico desse material solidificado, primeira célula solar desenvolvida por Charles Fritts, usando selênio com uma fina camada de ouro que possuía menos de 1% de eficiência e o desenvolvimento de uma célula solar de junção semicondutora (cobre e óxido de cobre).

Já em 1905, quando Albert Einstein publicou um artigo sobre o efeito com base na energia quântica, que lhe valeu o prêmio Nobel da Física em 1906, começou a haver fundamentos científicos que explicavam o seu funcionamento permitindo que em 1918, Jan Czochralski produzisse um método para crescimento de cristais únicos de metal, que mais tarde foi adaptado para a produção de cristais de silício.

Decorria o ano de 1931 quando A. H. Wilson desenvolveu a teoria do semicondutor de alta pureza que permitiu mais tarde em 1948 que Gordon Teal e John Little adaptassem o método de Czochralski, baseado no crescimento de cristais para a produção de germânio cristalino e mais tarde silício.

Todos estes eventos permitiram que em 1957 fosse criada a primeira célula solar fotovoltaica de silício com uma eficiência de 8%. Após essa primeira célula muito se tem desenvolvido e atualmente a variedade existente no mercado é bastante grande assim como o seu conjunto de aplicações [7][8].

### **2.2.1 Tipos de Células Solares Fotovoltaicas**

Com o descobrimento da mecânica quântica, foi dada importância aos semicondutores de cristais únicos e compreendido o comportamento da junção pn [7]. Com isto surge a primeira célula, criada em silício, com uma eficiência de 6% tendo sido aumentada para 10% em poucos anos. Inicialmente, o fator mais importante era dado à eficiência, sem restrições a nível monetário [9].

Quando o valor monetário começou a ser considerado existiam três grupos de pensamentos: um argumentava que as células solares espaciais deveriam ter um custo baixo de produção; outro objetava que as células de silício eram como minerais preciosos que impediria a redução do seu preço o que necessitava células de filme fino não cristalinas o que levou à pesquisa de

materiais para células como Telureto de Cádmio (CdTe) e silício amorfo; o último grupo alegava que apenas era possível obter uma boa eficácia com cristais únicos e que, baixo custo e grande área poderia ser obtida recorrendo a lentes ou espelhos óticos que permitiu a criação de eficientes células junção dupla de cristais únicos como o arsenito de Gálio (GaAs).

Apesar de o silício não ser considerado o material ideal para a produção de células fotovoltaicas ainda é altamente utilizado hoje em dia, isto porque a tecnologia do silício já tinha sido bastante desenvolvida antes da revolução da tecnologia fotovoltaica, nomeadamente em microtecnologias devido à facilidade de obtenção deste material. Atualmente, cerca de 90% das células solares produzidas são de silício [9].

Segundo o limite de Shockley-Queisser, uma célula solar com único intervalo de banda apenas pode alcançar uma eficiência de 33,5% devido essencialmente à distribuição dos fotões emitidos pela luz solar. Este limite decorre pelo facto da tensão de circuito aberto ( $V_{OC}$ ) ser limitada pelo intervalo da banda do material absorvente e que diferentes fotões não serão absorvidos [10].

### **Células Monocristalinas**

As células de silício monocristalino, também comumente chamadas de células de silício, são constituídas apenas por um único cristal de silício. É a célula utilizada que recebe maior dedicação por parte dos investigadores para futuro desenvolvimento, sendo que dependendo das referências utilizadas pode ser considerado o tipo de célula mais utilizada atualmente, a par das células policristalinas [11][12].

A maior desvantagem deste tipo de células encontra-se na perfeição da estrutura do cristal, que torna o processo de obtenção mais dispendioso e complicado. À parte disso, possui uma eficiência tipicamente entre os 13% e os 25% sendo uma das mais elevadas do mercado [13][14].

### **Células Policristalinas**

Tipo de células também produzido através do silício, igualmente chamadas de policristalinas, são produzidas através de inúmeros grãos de silício monocristalino. Após o processo de produção, estas células não possuem o grau de pureza das células monocristalinas, sendo por isso o seu processo mais simples e menos dispendioso.

A sua desvantagem prende-se à eficiência inferior que varia entre os 12% e os 17%. Comparativamente às células monocristalinas partilham o seu coeficiente de temperatura relativamente elevado e possuem uma ampla variedade de aplicações [13][14].

### **Células de Silício Amorfo**

À base de silício, diferem das anteriores pela sua constituição de uma fina camada de átomos de silício. Estas células absorvem a luz com mais eficácia que o silício cristalino o que leva a uma produção maior em climas quentes, possibilitando que a sua estrutura seja mais fina, ficando conhecidas por células de película fina. A sua capacidade de absorção na gama dos azuis proporciona uma maior eficácia durante dias nublados.

A principal vantagem é a adaptação da célula a diferentes estruturas, podendo moldar-se à necessidade do consumidor, como por exemplo poderá substituir telhas permitindo a criação de telhados completamente compostos por este tipo de células. A eficiência é a sua desvantagem sendo que ronda os 6% - 7% [13].

### **Células de Telureto de Cádmio (CdTe)**

Fazendo parte da família de células de filme fino, uma célula de Telureto de Cádmio usufrui de uma grande tolerância ao calor, coeficiente de temperatura entre 0,25 e 0,35%/°C, detendo uma eficiência superior à sua semelhante, rondando os 10 a 11%.

Possui um baixo custo e grande volume de fabrico, eficiência moderada, capacidade de absorção de quase toda a luz incidente, este tipo de células foi responsável pela criação do mercado de obtenção de um grande número de painéis para criação de centrais de energia solar, sendo também possível a sua implementação em telhados [13][15].

### **Células de Nova Geração**

Apesar das células apresentadas anteriormente representarem uma grande percentagem do mercado, a sua eficiência atinge no máximo 25% tendo sido alvo de estudo a junção de diferentes camadas capazes de absorver diferentes gamas de radiação de forma a tirar o melhor partido possível de todo o espectro solar, permitindo ultrapassar o limite de Shockley-Queisser.

Estas células são chamadas de células multifuncionais e são constituídas por uma célula superior capaz de absorver uma banda alta capaz de absorver os fotões de alta energia e permitir a passagem aos fotões de energia inferior onde serão absorvidos por outra camada, de um diferente material capaz de absorver uma gama de fotões que não foram absorvidos pela camada anterior [10].

Tipicamente usam duas ou mais junções e permitem que a sua eficiência máxima teórica aumente consoante o número de junções que serão aplicadas. Os semicondutores usados

possuem propriedades dos elementos compostos pelas colunas III e V da tabela periódica sendo que a junção de três destes elementos poderá resultar numa eficiência de 45% usando luz concentrada.

A principal barreira a este tipo de células consiste no seu elevado custo de obtenção que mesmo concentrado não consegue competir com o silício. Como sugestão para esta barreira exploram-se tecnologias de remoção e reutilização de substratos ou substituição de substratos por um mais barato como por exemplo o silício [16].

Atualmente estão sob investigação células de CIGS, CdSe silício, moléculas orgânicas entre outros materiais. [15].

### 2.2.2 Modelo da Célula Solar Fotovoltaica

Através da análise de diferentes tipos de painéis solares fotovoltaicos, nas influências externas causadas nos mesmos e nas características dadas pelos produtores, foi possível obter modelos do painel solar. Os modelos matemáticos são baseados em equações teóricas que descrevem a operação das células fotovoltaicas que são desenvolvidos através do circuito elétrico equivalente das células fotovoltaicas. Os modelos empíricos são baseados em diferentes valores retirados da curva característica do painel (curva I-V) e que aproximam a equação característica dos painéis solares através de uma função analítica.

O modelo mais simples para representação de uma célula fotovoltaica é o modelo de um diodo que consiste num diodo e uma fonte de corrente em paralelo. A fonte gera a fotocorrente  $I_{ph}$ , que é diretamente proporcional à radiação solar  $F_s [W/m^2]$ , temperatura ambiente  $T_a [^{\circ}C]$ , e os dois parâmetros de saída: a corrente  $I_s [A]$  e a tensão  $V_s [V]$ . A transição p-n da célula solar fotovoltaica é equivalente ao diodo. O esquema do modelo elétrico pode ser observado na figura 2.1.

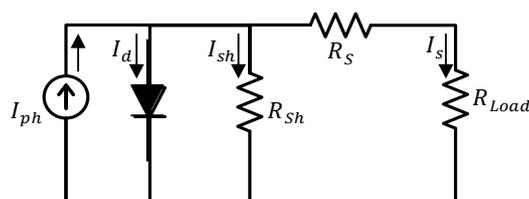


Figura 2.1 - Modelo elétrico de um painel solar fotovoltaico.

A corrente de saída é dada pela expressão:

$$I_s = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (2.1)$$

Onde:

$I_s$  – corrente de saída

$I_{ph}$  - fotocorrente

$I_d$  - corrente no díodo

$I_{sh}$  - corrente de saturação reversa do díodo

A corrente no díodo é dada pela expressão:

$$I_d = I_s \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Onde  $m$  é o fator de idealidade normalmente com valores compreendidos entre 1 e 2 e o  $V_T$  é a tensão térmica.

Já a corrente  $I_{sh}$  é dada pela expressão:

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V + I R_s}{R_{sh}} \quad (2.3)$$

Substituindo as equações 2.2 e 2.3 na equação 2.1 obtém-se a equação correspondente ao modelo elétrico standard que é utilizado como forma de obtenção das curvas características dos diferentes painéis solares fotovoltaicos.

$$I_s = I_{ph} - I_s \left( e^{\frac{V}{mV_T}} - 1 \right) - \frac{V + I_s R_s}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

Variando os diferentes parâmetros da equação obtém-se alterações à curva, nomeando algumas, no caso de um aumento do valor da resistência  $R_s$  a curva irá achatar-se, o mesmo acontece para o aumento de valores de  $R_{sh}$  sendo que neste caso até a tensão de curto circuito será afetada pois a corrente  $I_{sh}$  crescente faz com que a tensão no díodo diminua [14][17].

### 2.2.3 Características das Células Solares

Apesar de todos os diferentes tipos de células existentes no mercado, todos partilham características elétricas semelhantes.

Durante a criação de um painel solar fotovoltaico, são realizados testes específicos que possuem determinadas regras chamadas *Standard Test Conditions* (STC). Estas regras indicam que todos os testes a serem realizados devem ser feitos com uma temperatura de 25°C e uma radiação incidente de 1000 W/m<sup>2</sup>. Deve-se ter também em atenção a massa de ar de 1.5.<sup>1</sup>

Após os testes vêm os resultados que são apresentados na folha técnica de cada painel e que permite verificar o seu desempenho [14][17][18][19]. Os principais parâmetros considerados no STC são:

**Corrente de curto-circuito ( $I_{CC}$ )**- corresponde ao valor máximo de corrente que o painel consegue produzir quando a tensão é zero. Esta corrente é proporcional à radiação solar num amplo alcance e depende da temperatura da célula.

**Tensão de circuito aberto ( $V_{OC}$ )**- corresponde à tensão do díodo interno, quando a foto corrente total flui através desse díodo, sendo a tensão aos terminais do painel solar. Esta é a tensão máxima produzida por um painel é quase independente do valor de radiação para valores muito elevados de intensidade ao ar livre. Muitas vezes considerada a tensão de trabalho depende fortemente da temperatura.

**Tensão nominal ( $V_{MPP}$ )** – corresponde ao valor de tensão para qual é possível obter a potência máxima, sendo cerca de 75% a 90% do valor de tensão em circuito aberto.

**Corrente nominal ( $I_{MPP}$ )** – corresponde ao valor de corrente para o qual é possível obter a potência máxima, sendo cerca de 85% a 95% do valor de corrente de curto-circuito.

---

<sup>1</sup> Massa de ar: é a intensidade e distribuição espectral resultante de um determinado comprimento do caminho da luz solar através da atmosfera. AM 1 significa que o sol está diretamente em cima; AM 1,5 aplica-se ao sol quando a sua posição é tal que o comprimento do caminho seja 1,5x maior.

**Potência máxima ( $P_{Máx}$ )** – considerado o parâmetro mais importante de um painel solar, indica a potência máxima que este pode operar, correspondendo à multiplicação de  $V_{MPP}$  com  $I_{MPP}$ .

**Eficiência** – corresponde à relação entre energia elétrica emitida e radiação solar porque nem toda a radiação solar é convertida em eletricidade. A eficiência depende do tipo de célula e é maior numa célula do que num painel porque o painel possui áreas entre as células que não são produtoras de eletricidade.

**Sensibilidade** – corresponde à sensibilidade de cada célula às diferentes faixas espectrais da radiação incidente [14][17][18][19].

## 2.2.4 Curvas Características

Após serem apresentadas todas as características de um painel solar fotovoltaico, são agora resumidas num gráfico que representa as duas curvas características.

Uma das curvas representadas é da corrente e tensão (curva I-V), identificada na figura 2.2 a azul, onde se pode verificar que inicia com a corrente de curto-circuito para tensões nulas e termina com a tensão em circuito aberto para correntes nulas.

Resultante da multiplicação dos vários pontos dessas variáveis, surge a segunda curva, identificada na figura 2.2 a verde, que relaciona a potência com a tensão (curva P-V) onde é possível observar o ponto de potência máxima ( $P_{Máx}$ ), correspondendo ao ( $I_{MPP}$ ) e ao ( $V_{MPP}$ ) da curva anterior.

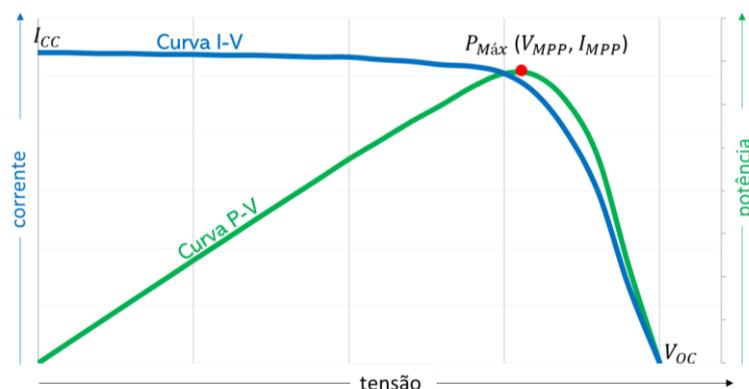


Figura 2.2 - Curvas características de um painel solar fotovoltaico.

As curvas de um painel variam relativamente a vários fatores e para que seja possível otimizar a produção de energia é importante que sejam implementados algoritmos de controlo *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). Estes algoritmos permitem calcular o ponto de potência máxima mesmo quando este se desloca devido a fatores externos como diferentes temperaturas ou radiações.

É ainda possível concluir com o gráfico anterior que valores inferiores ao ponto  $P_{Máx}$  e à esquerda do mesmo, o painel comporta-se como uma fonte de corrente enquanto que à direita se comporta como uma fonte de tensão [20][21].

## 2.3 Painéis Solares Fotovoltaicos

Com a junção de várias células fotovoltaicas, obtém-se um painel solar fotovoltaico. Um painel fotovoltaico permite a variação de potência instalada e/ou área utilizada sendo que as células solares fotovoltaicas podem ser instaladas em série ou em paralelo e cujas características correspondem às leis dos circuitos elétricos: ligação em série permite um aumento de tensão mantendo a corrente igual em ambas as células; ligação em paralelo ocorre um aumento de corrente e a tensão mantém-se igual em ambas as células.

Para a criação de uma instalação elétrica em grande escala, é preciso ter em atenção o tipo de ligação, pois apenas devem ser ligados em série os painéis que possuam a mesma corrente operacional, independente da tensão e apenas devem ser ligados em paralelo os painéis que possuam a mesma tensão de operação.

Atualmente os fabricantes de painéis fabricam painéis com características semelhantes de forma a que possam ser instalados sem grandes preocupações sendo que, no entanto, devido a variações de radiação ou sombra nem todos os painéis da instalação produzirão a mesma potência. Nesta secção será dada a conhecer diferentes fatores que influenciam a performance dos painéis solares, alguns deles que devem ser tomados em conta de forma a maximizar a performance da instalação feita [6].

### 2.3.1 Fatores que influenciam a performance dos Painéis Solares Fotovoltaicos

Tal como foi descrito acima, todas as características de um painel solar fotovoltaico são determinadas segundo as STC que determinam as condições ideais para o funcionamento do mesmo. No entanto é trivial que as condições meteorológicas variam ao longo do dia, mês, ano... perante isto, são alteradas as condições ideais de forma a prever o comportamento do painel [21].

Radiação Solar é o nome dado à energia radiante transmitida pelo Sol tendo como valor de densidade média  $1367 \text{ W/m}^2$  obtido na perpendicular entre o Sol e a Terra. Este fator depende da localização geográfica, hora do dia, estação do ano, humidade e ângulo de disposição do painel. À medida que a radiação incidente diminui, também a corrente de curto-circuito produzida pelo painel diminui de forma proporcional enquanto a tensão em circuito aberto sofre apenas pequenas reduções, sendo quase impercetíveis. É importante salientar que para a variação da radiação, os testes são feitos com a temperatura ideal de  $25^\circ\text{C}$  [22].

Através da variação das curvas P-V consoante os diferentes parâmetros, a potência produzida diminui significativamente para radiações mais baixas, consequência de a corrente ser muito inferior, mas que o ponto de tensão que permite o cálculo da potência máxima se mantém aproximadamente o mesmo.

A temperatura é outro fator bastante inconstante e para observação das suas variações, é considerada uma radiação constante ideal de  $1000 \text{ W/m}^2$  e observado o comportamento para diferentes temperaturas. Teoricamente, quanto mais baixa for a temperatura, maior será a tensão em circuito aberto, sendo que a corrente tem variações muito pequenas. Em suma, a temperatura influencia muito mais a tensão do que a corrente e que a produção de energia é melhor quando a temperatura é baixa. No verão, os painéis solares não conseguem produzir o máximo do seu potencial devido às altas temperaturas apesar dos elevados valores de radiação e das várias horas de sol diárias, o que difere do inverno, que apesar das suas baixas temperaturas, possui níveis de radiação menores para além do tempo de exposição solar ser bastante mais reduzido quando comparado com o verão. Existem vários estudos para a resolução desse problema, passando por vários sistemas de refrigeração: refrigeração passiva utilizando um dissipador de calor residual das células solares, refrigeração ativa onde uma

chapa metálica plana e fina é suspensa para ajuda no melhoramento do desempenho geral e refrigeração através da água usado para redução das temperaturas de operação das células [23][24].

Um outro fator que influencia a produção de energia elétrica por parte dos painéis é a sombra que pode ser causada por qualquer elemento que cruze a linha direta entre a luz solar e o painel solar como nuvens, árvores, edifícios circundantes, excrementos de pássaros, entre outros. A sombra afeta de maneira diferente dependendo do tipo de instalação.

No caso de os módulos estarem instalados em paralelo, caso estejam a receber a mesma radiação, o valor total da tensão será igual ao valor da tensão de cada módulo fotovoltaico e a corrente é dada pela soma das correntes de cada painel individualmente. Supondo dois painéis solares fotovoltaicos iguais: painel A e painel B, onde o painel A ficou coberto por sombra e o painel B continua a receber radiação solar implicando que a corrente do painel B seja superior à do painel A. Caso não exista um diodo anti refluxo, o painel A irá transformar-se numa carga e o fluxo de corrente dar-se-á entre os painéis, consumindo a energia através de calor, produzindo pontos quentes podendo levar a incêndios, tendo como consequência direta a perda de energia para além da perda do equipamento. Caso exista o diodo de anti-refluxo, a corrente será sempre a soma das correntes produzidas pelo painel, mesmo que implique que seja igual à corrente de um só painel [25][26].

No caso de os módulos estarem instalados em série, caso estejam a receber a mesma radiação, o valor total da tensão equivale à soma das tensões dos módulos. Supondo dois painéis solares fotovoltaicos iguais: painel A e painel B, onde o painel B ficou coberto por sombra, implicando uma corrente inferior no painel B relativamente ao painel A. Caso exista diodo de bypass, a corrente produzida pelo painel A irá fluir através do mesmo para alimentar a carga. Quando a resistência externa da carga aumenta até que a corrente produzida no painel A seja inferior à corrente de curto circuito, o painel B começa a produzir, ficando ambos os painéis a alimentar a carga [25].

## **2.4 Classificação dos Sistemas Solares Fotovoltaicos**

Os painéis solares fotovoltaicos possuem um numeroso conjunto de aplicações sendo usados tanto para alimentações de semáforos de trânsito, bombear água de um poço como também

podem ser conectados à rede elétrica sendo a sua energia produzida adicionada à rede elétrica. Os sistemas solares podem ser classificados essencialmente em três categorias: conectados com a rede elétrica, autónomos ou híbridos.

### **2.4.1 Sistemas Solares Fotovoltaicos Autónomos**

De acordo com a Comissão Europeia, cerca de dois mil milhões de pessoas não possuem acesso à rede elétrica sendo uma grande parte delas sem nenhum tipo de acesso à eletricidade. Das que possuem eletricidade, os geradores são a sua forma de obtê-la, mas não é difícil de imaginar que estas zonas remotas são bastantes pobres e poucas conseguem ter os geradores. A solução para este tipo de problema pode passar pelos sistemas autónomos com painéis solares fotovoltaicos.

O mais simples sistema chamado de sistema solar doméstico consiste num painel solar, um controlador de cargas que tem como função a proteção da bateria contra sobrecargas e uma bateria. Os aparelhos terão de ser conectados a esta micro rede. Este sistema permite a ligação à rede de iluminação, televisão, rádio ou um pequeno frigorífico sendo, portanto muito utilizado em zonas muito remotas e pobres do planeta. É também comumente usado para situações pontuais como para fornecer energia para bombear água de um poço ou para os semáforos.

Uma evolução ao sistema anteriormente descrito, consiste na produção de uma rede interna de um edifício, mas com corrente alternada. Para que seja possível, é necessário um banco de baterias, um inversor e um controlador de cargas para além do painel solar fotovoltaico [14][19].

### **2.4.2 Sistemas Solares Fotovoltaicos conectados com a Rede Elétrica**

Ao contrário dos sistemas autónomos, quando o painel solar se encontra conectado com a rede elétrica, a sua alimentação irá diretamente para a rede sem a necessidade imediata de armazenamento de energia pois a rede elétrica substitui esse fator, permitindo o uso imediato da energia, evitando por exemplo a retirada de água pelas barragens para produção de energia, ou em caso de excesso bombear a água novamente para a barragem, no caso das centrais hidroelétricas reversas.

Os painéis solares fotovoltaicos podem encontrar-se no chão ou nos telhados dos edifícios e devem ser orientados de forma a obter a melhor radiação solar para permitir a melhor produção de energia possível. Esta troca de energia só é possível através de contratos com a distribuidora de energia. Muitas empresas de distribuição permitem ao utilizador vender toda a energia produzida e o seu consumo será medido através da eletricidade fornecida pela empresa ou então que apenas a diferença de energia consumida seja comprada.

Para que seja possível conectar um painel solar à rede elétrica, são necessários conversores de potência. Inicialmente e tal como nos sistemas autónomos, um conversor CC-CC do tipo *step-up*, preferencialmente utilizando um MPPT de forma que a energia produzida seja maximizada e assim evitar perdas de energia, mas como o painel produz corrente contínua e a rede elétrica é em corrente alternada é ainda necessário um conversor CC-CA.

Comparando com um sistema autónomo, um sistema conectado à rede permite explorar toda a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos, uma expectativa de vida mais elevada e uma poupança monetária na compra e manutenção de baterias para armazenamento [14][19].

### **2.4.3 Sistemas Híbridos**

Para além dos sistemas solares fotovoltaicos, a radiação solar pode ser aproveitada através de painéis solares térmicos que em vez de produzirem energia elétrica utilizam a radiação solar para aquecimento de água, ar ou outros fluidos. Este é um tipo de tecnologia muito mais simples quando comparada com o fotovoltaico e conseqüentemente mais barata. Este tipo de energia é muito utilizado em países solarengos para aquecimento de água, evitando assim a necessidade de consumo de energia elétrica para o mesmo efeito [6].

No entanto, uma das limitações que os sistemas solares fotovoltaicos autónomos apresentam é que apenas é possível obter uma quantidade limitada de energia que varia muito consoante as estações do ano. Assumindo um painel solar fotovoltaico conectado a uma bateria, o consumo superior à produção pode danificar a bateria devido a descarga total da mesma o que pode acontecer no inverno.

A forma proposta para a eliminação desse problema abrange outras formas de produção de energia elétrica, como por exemplo a inclusão de uma turbina eólica, formando assim um

sistema híbrido. Uma turbina eólica é um bom complemento porque, por norma, quando o sol é mais escasso, o vento é mais forte o que também acontece com o dia e a noite. Uma adição melhor seria um gerador a diesel, pois permite a sua ligação quando necessário e a possível recarga da bateria caso esta estivesse perto do limite [6][19].

## **2.5 Conclusão**

Ao longo deste capítulo foi feita uma revisão bibliográfica das tecnologias solares fotovoltaicas que constituem um sistema solar fotovoltaico.

Iniciou-se por descrever a origem do problema e os elementos necessários para a sua solução destacando-se as células fotovoltaicas que sendo predominantes no mercado de silício, tem havido evoluções e vários estudos havendo atualmente várias opções.

Independentemente do material constituinte da célula, existem características elétricas que são necessárias para a caracterização das células e que são semelhantes a todos os tipos tais como a tensão nominal, a corrente nominal e o ponto de potência máxima e que foram descritos.

Após a descrição de células, foi detalhado o painel, os tipos de ligações que podem ter assim como as limitações a que estão sujeitos, pois sabendo as limitações é possível maximizar o potencial de uma instalação elétrica.

Por fim foi feita a revisão bibliográfica dos tipos de sistemas em que os painéis solares podem ser instalados assim como indicado que com a limitação de horas de radiação disponíveis a possibilidade de incluir outras fontes de energia como complemento.

## Capítulo 3

# Conversores de Potência CC-CC para Sistemas Solares Fotovoltaicos

### 3.1 Introdução

Quando se pensa num sistema para um painel solar fotovoltaico, é impossível não considerar um conversor de potência, desde um simples conversor CC-CC do tipo *boost* até à possibilidade da ligação à rede elétrica com um conversor CC-CA.

Neste sentido, este capítulo dedica-se aos conversores de potência e aos algoritmos de controlo dos mesmos. Inicia-se com uma descrição, funcionalidades dos conversores CC-CC gerais até particularizar-se ao *boost*, *boost interleaved* para a ligação ao painel solar fotovoltaico, bidirecional e bidirecional *interleaved* para a conexão a baterias.

Posteriormente serão dedicadas secções a algoritmos de controlo dos diferentes tipos de conversores: algoritmos de MPPT ligado ao conversor *boost* que aumenta a potencialidade conversor ligado ao painel solar sendo destacados os mais utilizados no mercado até outros não tão frequentes, seguindo-se dos algoritmos mais utilizados para o carregamento e descarga das baterias que serão ligados ao conversor bidirecional.

### 3.2 Conversores CC-CC

Os sistemas eletrónicos atuais exigem qualidade, compactação, fontes de alimentação eficientes e leves. A eletrónica propõe conversores CC-CC que transformam uma tensão contínua numa tensão contínua de magnitude diferente, podendo esta ser superior ou inferior à tensão de entrada. As funções dos conversores CC-CC passam por converter uma tensão contínua de entrada, numa tensão contínua de saída, sendo que esta poderá ser maior ou menor; regular tensão contínua contra a carga ou variações de rede; reduzir o *ripple* de tensão alternada numa tensão de saída contínua inferior; fornecer o isolamento entre a fonte e carga;

proteger o sistema e a fonte de interferência eletromagnética; satisfazer os diferentes standards de segurança nacional e internacional.

Os conversores CC-CC podem ser divididos em dois grupos: conversores modulados por largura de pulso (PWM) e os conversores ressonantes de comutação suave. Nesta secção serão descritos apenas os conversores modulados por largura de pulso, dando ênfase ao conversor CC-CC *Boost* e ao conversor CC-CC Bidirecional [27][28].

### 3.2.1 Conversor CC-CC *Boost*

Fazendo parte da família dos conversores CC-CC, o *boost*, também conhecido como conversor *step-up*, tem como características a tensão de saída ser superior à tensão de entrada, a corrente de entrada ser contínua com um *ripple* que depende do valor da indutância de entrada e da frequência de comutação e a tensão de saída ser sempre positiva e contínua [29]. Este conversor é constituído por uma bobina, um condensador à saída, um dispositivo de comutação (IGBT) e um díodo. O seu esquema elétrico pode ser observado na figura 3.1.

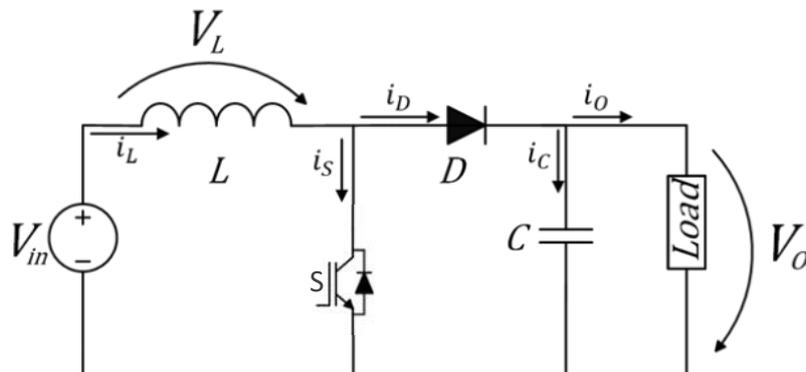


Figura 3.1- Conversor CC-CC do tipo *boost*.

Neste conversor existe dois casos distintos: o caso em que o interruptor S está fechado e o caso em que S está aberto. Na figura 3.2 encontram-se os dois períodos de operação do conversor em causa. Em (a) quando o interruptor está ligado (fisicamente fechado) e em (b) quando o interruptor está desligado (fisicamente aberto).

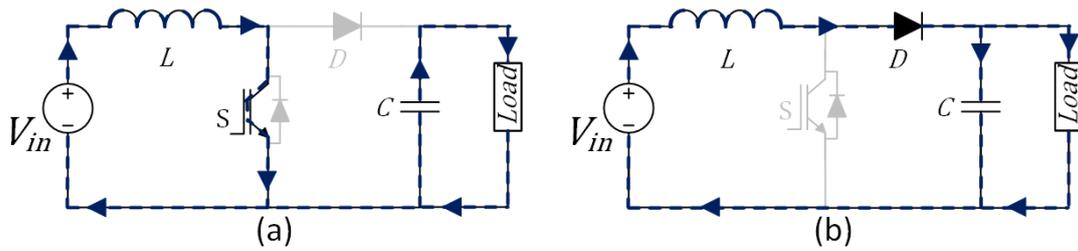


Figura 3.2- Conversor *Boost* durante os períodos de operação:  
 (a) interruptor ligado; (b) interruptor desligado.

Quando o interruptor está fechado, caso (a), o diódo não conduz e a corrente é percorrida pela bobina fazendo com que a energia seja armazenada no material da bobina. A corrente da bobina irá aumentar quase linearmente até ao infinito, teoricamente. Quando o interruptor abre, caso (b), a corrente da bobina é forçada a fluir através do diódo e da carga. A corrente da bobina irá decrementar obrigando a carga do condensador. A tensão do condensador tornar-se-á superior à tensão de entrada até atingir o valor desejado. Após o descrito, o interruptor liga, a corrente na bobina volta a aumentar, o condensador descarrega através da carga pois o diódo está inversamente polarizado para o permitir descarregar de outra forma [28]. Matematicamente, quando o interruptor está fechado são assumidas as seguintes equações:

$$V_L = V_{in} \quad (3.1)$$

$$i_D = 0 \quad (3.2)$$

$$i_O = -i_C \quad (3.3)$$

Assumindo  $v_O$  constante, a tensão na bobina também será constante, obtém-se então a equação:

$$i_L = \frac{1}{T} \int^{T_{on}} V_L dt + I_{L0} \Leftrightarrow i_L = \frac{V_L T_{on}}{L} + I_{L0} \quad (3.4)$$

Substituindo:

$$\Delta i_L = \frac{V_L T_{on}}{L} \Leftrightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in} T_{on}}{L} \quad (3.5)$$

Quando o interruptor está aberto, encontra-se o caso (b) da figura 3.2 e as suas variáveis encontram-se nas equações abaixo:

$$V_L = V_{in} - V_O \quad (3.6)$$

$$i_D = i_L \quad (3.7)$$

$$i_L = i_C + I_O \quad (3.8)$$

Sabendo que:

$$i_L = \frac{1}{T} \int^{T_{off}} V_L dt + I_{L0} \Leftrightarrow i_L = \frac{V_L T_{off}}{L} + I_{L0} \quad (3.9)$$

Substituindo as equações 3.6, 3.7, 3.8 na equação 3.9 obtém-se:

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_O) T_{off}}{L} \Leftrightarrow -\Delta i_L = \frac{(V_O - V_{in}) T_{off}}{L} \quad (3.10)$$

Em suma, quando o interruptor está fechado obtém-se a equação 3.5 e que quando o interruptor está aberto obtém-se a equação 3.10. No estado estacionário, a amplitude da variação positiva da corrente na bobina deverá ter igual amplitude à variação negativa da mesma variável. Igualando as equações 3.5, 3.10 e simplificando obtém-se:

$$\frac{V_{in} T_{on}}{L} = \frac{(V_O - V_{in}) T_{off}}{L} \quad (3.11)$$

$$V_{in} T_{on} = (V_O - V_{in}) T_{off} \Leftrightarrow V_{in} T_{on} + V_{in} T_{off} = V_O T_{off} \quad (3.12)$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_{in}(T_{on} + T_{off})}{T_{on}} = V_O \Leftrightarrow V_O = V_{in} \frac{T}{(T - T_{on})}$$

Considerando o *duty-cycle*,  $D = \frac{T_{on}}{T}$ , atinge-se a comparação entre a tensão de saída e o *duty-cycle*:

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

Relativamente às formas de onda, podem ser observadas na figura 3.3:

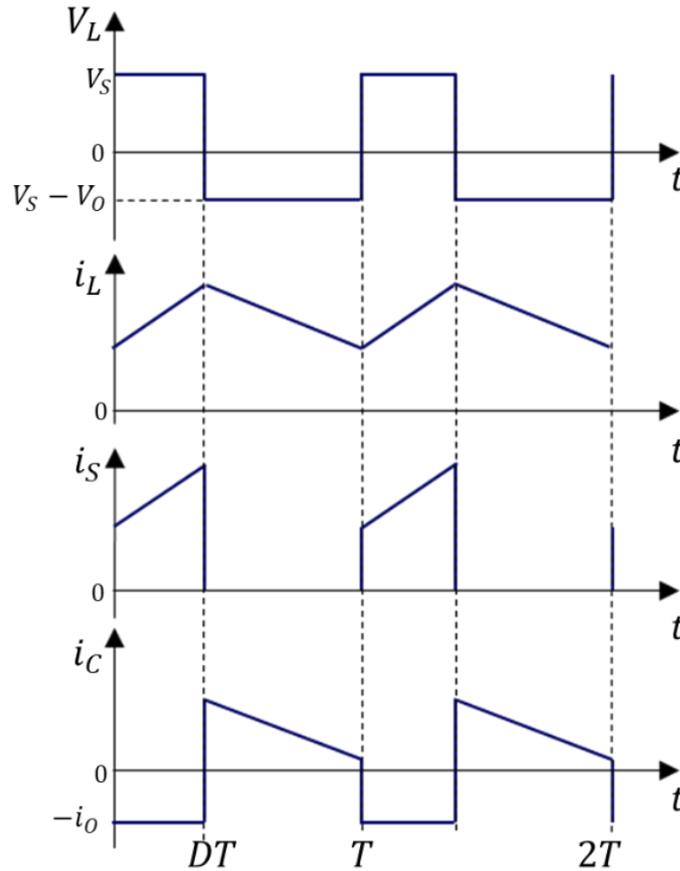


Figura 3.3 - Formas de onda de tensões e correntes presentes no conversor *boost*.

A corrente de saída é descontínua e de forma a atenuar o *ripple* produzido, é utilizado um condensador que irá fornecer uma corrente contínua à carga quando o diodo está inversamente polarizado.[27] O valor mínimo da capacitância desse condensador de forma a atenuar o *ripple* deverá ser:

$$C_{min} = \frac{D V_O}{V_r R f_s} \quad (3.14)$$

Para que o conversor funcione em modo contínuo é necessário que o valor da bobina seja superior:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 DR}{2 f_s} \quad (3.15)$$

Todos os valores inferiores a  $L_{min}$  fazem com que o conversor funcione em modo descontínuo. R representa a resistência da carga e  $f_s$  a frequência de comutação dos semicondutores.

Este tipo de conversor é muito famoso na interface com painéis solares fotovoltaicos e existem vários estudos onde é possível acompanhar as suas evoluções tanto a nível de melhoria com as suas limitações e benefícios [27].

### 3.2.2 Conversor *Boost Interleaved*

Uma evolução ao conversor CC-CC *boost* é o *boost interleaved*. Esta topologia permite a divisão da corrente dentro das unidades do conversor, reduzindo automaticamente a ondulação da corrente de entrada e a ondulação da tensão de saída sem aumentar a frequência de comutação dos dispositivos de comutação. Um conversor CC-CC *boost interleaved* de duas fases é constituído pelos mesmos componentes que um conversor *boost* convencional, mas com alguns duplicados, possuindo: duas bobinas, dois semicondutores, dois díodos e um condensador para filtro. Consoante as fases existentes, mais componentes terá [30][31]. O seu esquema elétrico está representado na figura 3.4 :

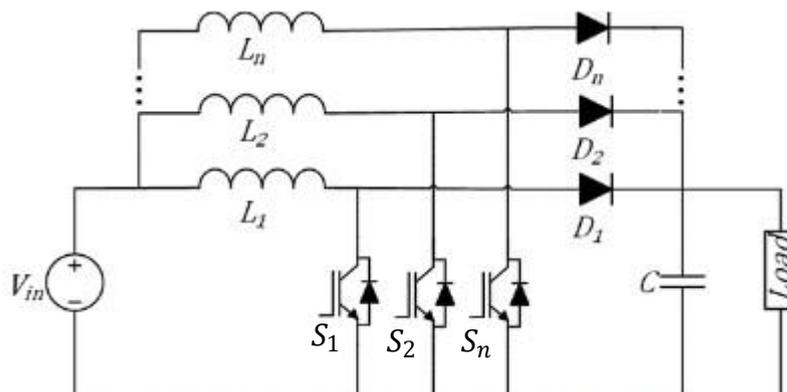


Figura 3.4 - Esquema elétrico de um conversor CC-CC *boost interleaved*.

Sendo que  $n$  representa um número inteiro que exhibe o número de níveis que o conversor pode ter. A técnica deste tipo de conversor consiste em que cada comutador, conectado em paralelo, opere na mesma frequência e que a sua comutação seja desfasada  $360^\circ/n$ . A corrente de entrada será dada pela soma das correntes nas bobinas e que como estão desfasadas anular-se-ão e cancelarão o *ripple* da corrente de entrada produzido pelas bobinas. O melhor *duty cycle* para que este caso aconteça é 50%.

Devido a esses recursos, a ondulação da corrente de entrada e a ondulação da tensão de saída e as dimensões dos componentes passivos podem ser reduzidos. Devido à estrutura paralela

das bobinas, as perdas por comutação aumentam de acordo com o número de dispositivos de comutação podendo ser diminuídas através de células de comutação [33] [34].

Dependendo da posição dos semicondutores, podem ser observados dois modos de operação distintos representados na figura 3.5.

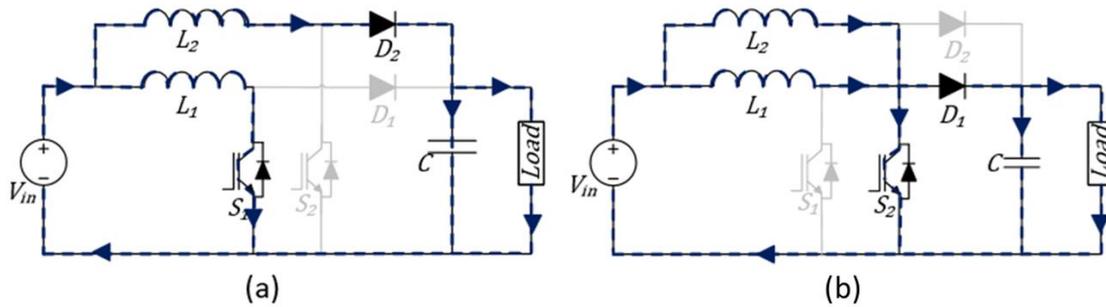


Figura 3.5 - Conversor CC-CC *Boost Interleaved* de duas fases modos de operação:  
 (a) modo de operação 1; (b) modo de operação 2.

Na situação (a) o comutador  $S_1$  está ligado, permitindo a circulação de corrente por ele, enquanto que o comutador  $S_2$  está desligado impedindo a circulação de corrente. A corrente na bobina  $L_1$  aumenta, armazenando energia pois o diodo  $D_1$  não está a ser utilizado. A energia armazenada na bobina  $L_2$  flui através do diodo  $D_2$  até à carga.

Na situação (b) os comutadores estão a trabalhar inversamente à situação (a): comutador  $S_1$  desligado, o comutador  $S_2$  ligado e o diodo  $D_2$  está polarizado inversamente. A bobina  $L_2$  armazena energia enquanto que a energia da bobina  $L_1$  é transferida para a carga através do diodo  $D_1$ . [30]

Para um conversor deste tipo com mais níveis, o método é semelhante, variando sempre os comutadores que estão ligados/desligados e qual a bobina que está a fornecer energia à carga. Quantas mais fases o conversor tiver, maior será a sua eficácia, diminuindo o *ripple* produzido. Em [33] foi comparado um *boost* clássico com um *boost* de três fases das quais foram tiradas as conclusões apresentadas na tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Comparação do *Ripple* num conversor *Boost* Clássico e um *Boost Interleaved* de três níveis.

| Parâmetros                           | Conversor <i>Boost</i> Convencional | Conversor <i>Boost Interleaved</i> de três fases |
|--------------------------------------|-------------------------------------|--|
| <i>Ripple</i> da Corrente de Entrada | 1.78%                               | 0.06%  |
| <i>Ripple</i> da Corrente na Bobina  | 13.8%                               | 5.35%  |
| <i>Ripple</i> na Tensão de saída     | 0.87%                               | 0.03%  |

### 3.2.3 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

O conversor CC-CC *buck-boost* resulta da união entre um conversor do tipo *buck* e outro do tipo *boost* na direção oposta. Este tipo de conversor, chamado de conversor de fluxo de energia bidirecional ou simplesmente conversor bidirecional, permite o fluxo de corrente em ambas as direções: da fonte de maior tensão para a de menor tensão e vice-versa. Esse fenómeno deve-se à construção do conversor que possui dois semicondutores, permitindo a sua comutação consoante o tipo de conversor pretendido [27][35]. Na figura 3.6 encontra-se o esquema elétrico do conversor, salientando que  $V_1$  representa a tensão mais elevada e  $V_2$  a tensão mais baixa.

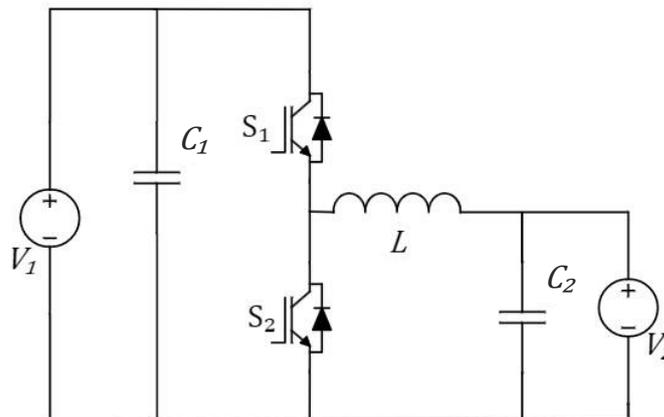


Figura 3.6 - Conversor CC-CC bidirecional do tipo *buck-boost*.

O fluxo de corrente varia consoante o conversor obtido e orientação do sensor podendo ser positiva ou negativa (nos casos representados abaixo, considera-se positivo o caso em que o sensor esteja orientado da tensão mais elevada para a tensão mais baixa). Os interruptores  $S_1$

e  $S_2$  são normalmente IGBT que já incluem na sua constituição díodos em anti-paralelo que permitem o fluxo quando estes se encontram em aberto e que consoante a sua comutação, obtém-se o conversor desejado.

Para que a tensão  $V_1$  seja elevada através do conversor *boost*, o único comutador a ser utilizado é o  $S_2$  e o comutador  $S_1$  estará ao corte. A corrente irá fluir através do diódo em anti-paralelo presente no comutador. O modo de operação encontra-se na figura 3.7 :

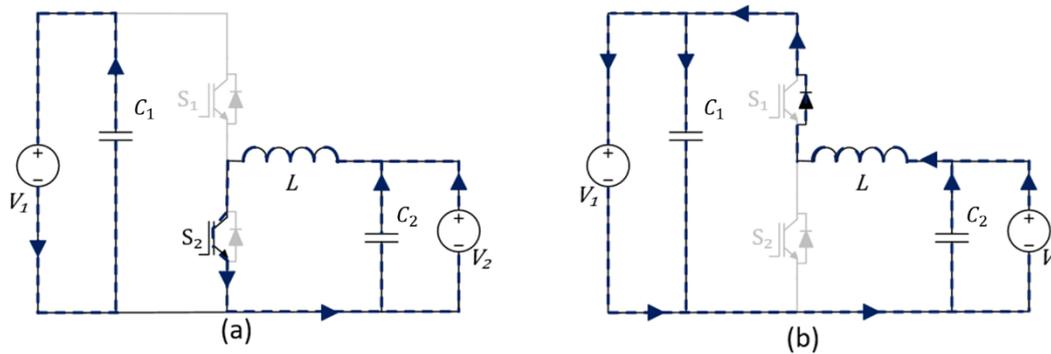


Figura 3.7 - Modos de operação do conversor *buck-boost* modo *boost* :  
 (a)  $S_1$  ao corte e  $S_2$  ON; (b)  $S_1$  ao corte e OFF.

Quando  $S_2$  se encontra em condução a tensão  $V_2$  irá alimentar a bobina  $L$  presente no conversor enquanto que o condensador  $C_1$  irá fornecer energia à carga presente na saída de  $V_1$ . Este modo de funcionamento está representado na figura 3.7 (a). Quando  $S_2$  não estiver a conduzir, representado na figura 3.7 (b), a fonte alimentação presente em  $V_2$  irá fornecer energia a todos os componentes representados: bobina, condensadores e ainda fornecer energia à carga  $V_1$ . Este modo só é possível devido ao diódo de *free-wheeling* presente no comutador  $S_1$ .

Para que a tensão  $V_1$  seja diminuída através do conversor *buck*, o único comutador a ser utilizado é o  $S_1$  e o comutador  $S_2$  estará ao corte. A corrente fluirá através do diódo em anti-paralelo presente no comutador. Este modo de condução é muito semelhante ao modo *buck* tradicional, sendo o seu funcionamento representado abaixo:

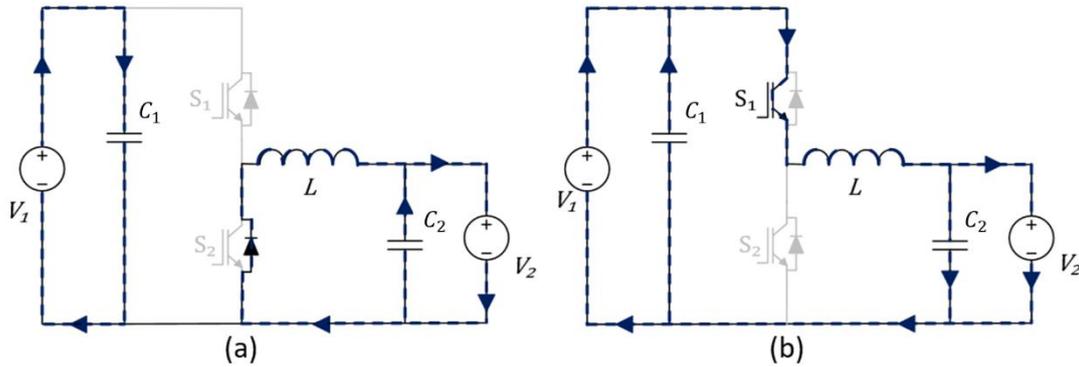


Figura 3.8 - Modos de operação do conversor *buck-boost* modo *buck*:  
 (a) S1 OFF e S2 ao corte (b) S1 ON e S2 ao corte.

Quando o semicondutor  $S_1$  não se encontra em condução, o condensador  $C_1$  estará a ser carregado e o fornecimento de energia à carga dá-se através da bobina e do condensador  $C_2$ . Este processo, representado na figura 3.8 (a), só é possível devido ao díodo de *free-wheeling* presente no semicondutor  $S_2$ . Quando o semicondutor  $S_1$  se fecha e é possível o fluxo de corrente através dele (figura 3.8 (b)), o condensador  $C_2$  juntamente com a bobina irão armazenar energia originária da fonte de tensão  $V_1$  permitindo o fornecimento também à carga. Caso um dos comutadores falhe pode causar consequências graves variando com o modo de operação e o comutador em falha. Se ocorrer uma falha no comutador  $S_1$  enquanto o conversor funciona como *boost* e em circuito aberto, as consequências não terão muito impacto na regulação da corrente ou tensão e pode passar despercebida até que o modo *buck* seja ativado. Se ocorrer uma falha no comutador  $S_2$ , a operação será comprometida, pois a corrente na bobina diminuirá até atingir zero, isto se estiver nas condições descritas anteriormente, pois caso o conversor esteja a trabalhar em modo *buck*, a corrente aumentará até zero (fluxo de corrente inverso ao convencional) independentemente do estado do comutador [34].

O valor da bobina que determina a barreira entre o modo contínuo e o modo descontínuo é dada pela expressão:

$$L = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (3.16)$$

Onde  $R$  representa a resistência de carga, não representada na figura.

O filtro capacitivo para reduzir o *ripple* da saída é dado pela mesma expressão do conversor *boost* (Equação 3.14).

Este tipo de conversor possui uma taxa de conversão CC relativamente pequena e é muitas vezes escolhido como interface entre as fontes de energia de bordo devido à estrutura simples, tamanho pequeno e alta eficiência.

Os conversores bidirecionais convencionais possuem deficiências, como velocidade de comutação reduzida, porém num *buck-boost*, a entrada não é isolada eletricamente da saída dificultando a comutação suave e o efeito de recuperação do diodo reverso reduz a velocidade de comutação do comutador [35].

### 3.2.4 Conversor Bidirecional *Interleaved*

Um conversor *buck-boost interleaved* surge com a adição de ‘n’ conversores *boost* em paralelo. Tal como acontece num *boost interleaved*, a fase de desfasamento entre os sinais de entrada para os comutadores devem ser  $360^\circ/n$ . Para cada unidade adicionada existem mais dois comutadores. O esquema elétrico encontra-se na figura abaixo:

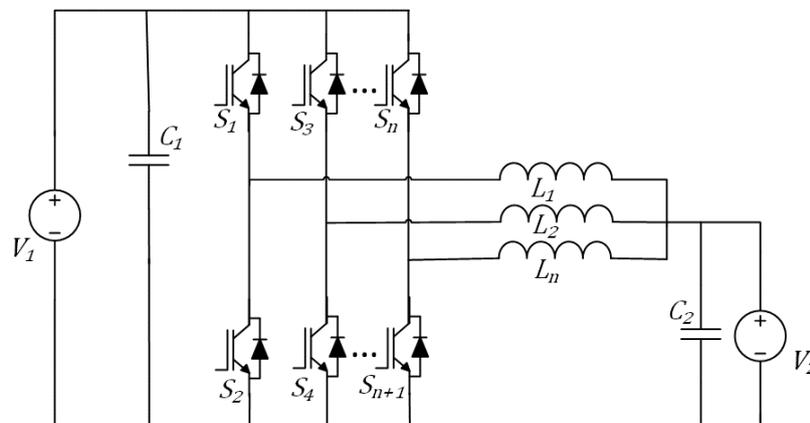


Figura 3.9 - Esquema elétrico de um conversor CC-CC *buck-boost interleaved* genérico em que n representa o número de níveis.

Este tipo de conversor permite a intercalação de fases e reduz as tensões atuais em cada fase e com o deslocamento das comutações, a ondulação total da corrente na bobina será minimizada assim como a corrente nos filtros. Possui ainda a vantagem da diminuição do peso e do tamanho dos componentes utilizados e impede o seu sobreaquecimento devido à sua corrente ser inferior comparativamente a um conversor convencional. O caso descrito

posteriormente, conta com dois níveis: sempre que um comutador ímpar (S1, S3) está a conduzir, a corrente na bobina irá aumentar enquanto os comutadores pares estiverem desligados, armazenando a energia. Quando os semicondutores pares ligarem (S2, S4) e permitirem o fluxo de corrente por eles, a energia armazenada irá dispersar-se e transferir a corrente através desses semicondutores para a carga [37][38].

Para que o conversor funcione como *buck*, os comutadores que permitirão a corrente serão os ímpares e para que permitam o funcionamento como *interleaved* irão funcionar desfasadamente, neste caso de duas fases, 180°. Tal como qualquer conversor *buck*, a tensão obtida em V2 será inferior a V1. Este método corresponde ao carregamento da bateria. Na figura abaixo está representado o trajeto que a corrente percorre nos casos em que apenas o S1 está ligado e S3 está desligado e vice-versa.

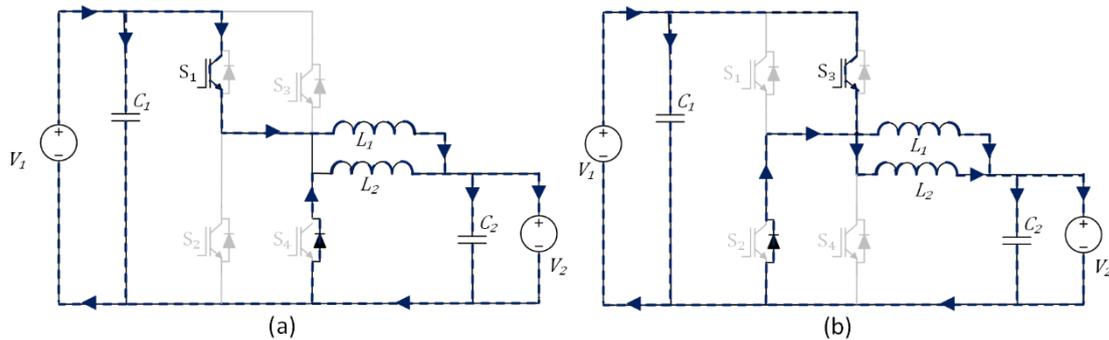


Figura 3.10 - Modos de operação do conversor *buck-boost* modo *buck*:  
 (a) S2 e S4 ao corte e S1 ON e S3 OFF (b) S2 e S4 ao corte e S1 OFF e S3 ON.

Quando S1 se encontra ligado e S3 desligado (figura 3.10 (a)), a corrente flui do V1 para C1 e também para a bobina L1 seguindo-se do condensador C2 para finalizar na bateria e permitir o seu carregamento. Como o díodo em anti-paralelo de S4 está a conduzir, permite ainda a passagem de corrente pela bobina L2. A corrente na bateria será dada pela soma das correntes que passam nas bobinas L1 e L2. Um caso semelhante acontece na figura b, porém com os semicondutores trocados.

Quando é pretendido que o conversor trabalhe em modo *buck* o *duty-cycle* pretendido pelos semicondutores é:

$$D = \frac{V_2}{V_1} \quad (3.17)$$

E a corrente obtida na bobina é dada por:

$$i_{L1} = \begin{cases} \frac{V_1 - V_2}{L_1} t + i_{L1}(0), & 0 < t \leq DT_s \\ -\frac{V_2}{L_1} (t - DT_s) + i_{L1}(DT_s), & DT < t < DT_s \end{cases} \quad (3.18)$$

A corrente obtida em cada semicondutor é igual quer o funcionamento seja em *boost* ou em *buck* e é dada pela expressão abaixo:

$$I_{Sn} = I_{Ln} = \frac{I_L}{n} \quad (3.19)$$

Para que o conversor funcione como *boost*, modo em que as baterias são descarregadas de forma a alimentar a rede CC, os comutadores que permitirão a passagem de corrente serão os pares (S2 e S4) e comutarão com o desfaseamento de 180° tal como no caso anterior. Na figura abaixo encontra-se ao percurso da corrente consoante os comutadores ligados e desligados.

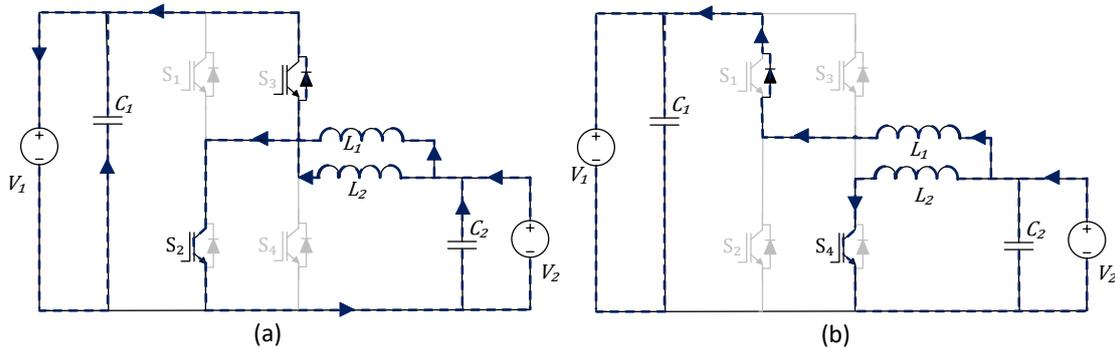


Figura 3.11 - Modos de operação do conversor *Buck-Boost* modo *boost*:  
 (a) S1 e S3 ao corte e S2 ON e S4 OFF (b) S1 e S3 ao corte e S2 OFF e S4 ON.

Para trabalhar em modo *boost*, o *duty-cycle* necessário pelos semicondutores pares é:

$$D' = 1 - \frac{V_2}{V_1} \quad (3.20)$$

E a corrente na bobina da fase 1 é dada por:

$$i_{L1} = \begin{cases} \frac{V_2}{L_1}t + i_{L1}(0), & 0 < t \leq D'T_s \\ \frac{V_2 - V_1}{L_1}(t - D'T_s) + i_{L1}(D'T_s), & D'T < t < DT_s \end{cases} \quad (3.21)$$

Onde  $T_s$  é o período de comutação dado pela expressão:

$$T_s = 1/f_s \quad (3.22)$$

Onde  $f_s$  é a frequência de comutação dos semicondutores.

O *ripple* da soma das correntes  $\Delta i_L$  será menor do que o *ripple* da corrente em cada uma das bobinas  $\Delta i_{Ln}$ . Quanto maior for a frequência de operação, menor será o *ripple* da corrente e menores são os valores necessários do filtro capacitivo para manter a ondulação de saída desejada [38].

### 3.3 Algoritmos de Controlo MPPT

Sob as condições ideais, o painel solar produz sempre a mesma energia, mas tal como foi descrito no subcapítulo anterior, o ponto de máxima potência sofre deslocamentos e sem um algoritmo de controlo que o permita procurar, a energia não está a ser aproveitada no seu máximo. Estes algoritmos de controlo são chamados de MPPT, *Maximum Power Point Tracking*, e permitem seguir o ponto de potência máxima consoante as suas deslocamentos, através da comutação dos semicondutores presentes no conversor CC/CC. Existem vários algoritmos MPPT e nos últimos anos têm sido aperfeiçoados devido a serem alvo de inúmeros estudos que tentam aprofundar qual deles o que melhor se adequa aos diferentes tipos de células fotovoltaicas.

#### 3.3.1 Tensão Constante

Este método, também chamado de método da razão da tensão do circuito aberto, tal como o nome indica, consiste na conservação da tensão do painel fotovoltaico num valor constante de referência que irá corresponder ao ponto de potência máxima do gráfico P-V. Tal como foi descrito:

$$V_{MPP} = k_1 \cdot V_{OC} \quad (3.23)$$

Onde  $k_1$  é uma constante de proporcionalidade que depende das características do painel solar fotovoltaico, mas que permite o cálculo antecipado de  $V_{MPP}$ , para diferentes radiações e temperaturas [39]–[41]. Para obtenção de  $V_{OC}$ , o painel é desligado momentaneamente do conversor o que implica a perda de energia durante esse período de tempo. Uma forma de evitar essa questão, é admitir que a tensão gerada pelos díodos é 75% do valor de  $V_{OC}$ , assumindo assim  $k_1$  como 0,75. Desta forma é obtido um  $V_{MPP}$  aproximado que através do controlo em malha fechada no conversor pode ser usado para atingir a tensão desejada. Tem como desvantagem o facto de  $V_{MPP}$  não ser o verdadeiro, mas uma aproximação ao valor desejado, o que implica que o painel nunca opera no ponto máximo de potência.

Este método é dos mais simples, adequado a múltiplas situações, barato, não requer DSP ou microcontrolador. Porém, perde todas as suas qualidades aquando de sombras que implica um novo cálculo de  $k_1$ , que aumenta a complexidade e a perda de energia [39]–[41].

### 3.3.2 Corrente Constante

Corrente constante é um algoritmo de controlo MPPT que se baseia na linearidade entre  $I_{MPP}$  e  $I_{CC}$ . Sabe-se que:

$$I_{MPP} = k_2 \cdot I_{CC} \quad (3.24)$$

Onde  $k_2$  é a constante de proporcionalidade, determinada consoante o painel usado e que normalmente varia entre 0,78 e 0,92. Para obtenção de  $I_{CC}$ , deverá ser adicionado um interruptor extra ao conversor de potência para redução periodicamente da matriz do painel solar para que  $I_{CC}$  possa ser medido usando um sensor de corrente. A potência obtida não é a máxima devido ao facto da dificuldade de encontrar  $I_{CC}$ , o que dificulta a fiabilidade da equação 3.24. Uma forma de garantir o MPPT adequado na presença de vários fatores externos, consiste na obtenção periódica dos valores de tensão de circuito aberto e corrente de curto-circuito de forma a manter  $k_2$  o mais próximo da realidade possível. Uma grande parte dos sistemas fotovoltaicos que utilizam este método contam com um controlo através de DSP, sendo também possível um ciclo de controlo através do feedback da corrente. Apesar da necessidade do uso de um microcontrolador, este método é semelhante ao método de tensão constante do qual partilha as desvantagens: necessidade da constante atualização de  $k_2$  para condições externas diferentes [42].

### 3.3.3 Perturbação e Observação

O algoritmo de Perturbação e Observação é o algoritmo de MPPT mais utilizado devido à sua simplicidade e facilidade de implementação exigindo pouco processamento de dados. Este algoritmo baseia-se nas perturbações periódicas da variável de referência da tensão de operação do painel solar. Quando um painel está conectado a um conversor, uma perturbação no ciclo de trabalho do conversor perturba a corrente produzida pelo painel o que irá modificar a sua tensão, alterando assim o valor de potência máxima. Até ser atingido o ponto de máxima potência, quando a tensão no painel aumenta, a potência aumenta proporcionalmente, assim como acontece ao contrário. Caso ocorra um incremento na potência, a perturbação dar-se-á no mesmo sentido, seguindo a mesma lógica acontece quando ocorre um decréscimo na potência. O processo acontece até ser encontrado o MPP.

No fluxograma da figura 3.12 é possível ver a descrição de todas as situações e qual o destino de cada uma. Tal como se pode deduzir, este algoritmo não trabalha com MPP, mas sempre em valores próximos da potência máxima comprometendo a eficácia do método, desperdiçando energia disponibilizada. Uma solução disponível para uma melhor aproximação, consiste na redução da perturbação sendo que tornará o processo mais lento. Outro problema neste algoritmo é demonstrado aquando mudanças bruscas das condições climáticas. Usando como exemplo uma queda repentina na radiação: esta queda irá provocar uma queda no ponto de potência máxima, mas não no ponto de tensão responsável pela sua obtenção. O algoritmo irá falhar na interpretação do fluxograma, reduzirá a tensão na direção errada, provocando mais perdas de energia [41]–[43].

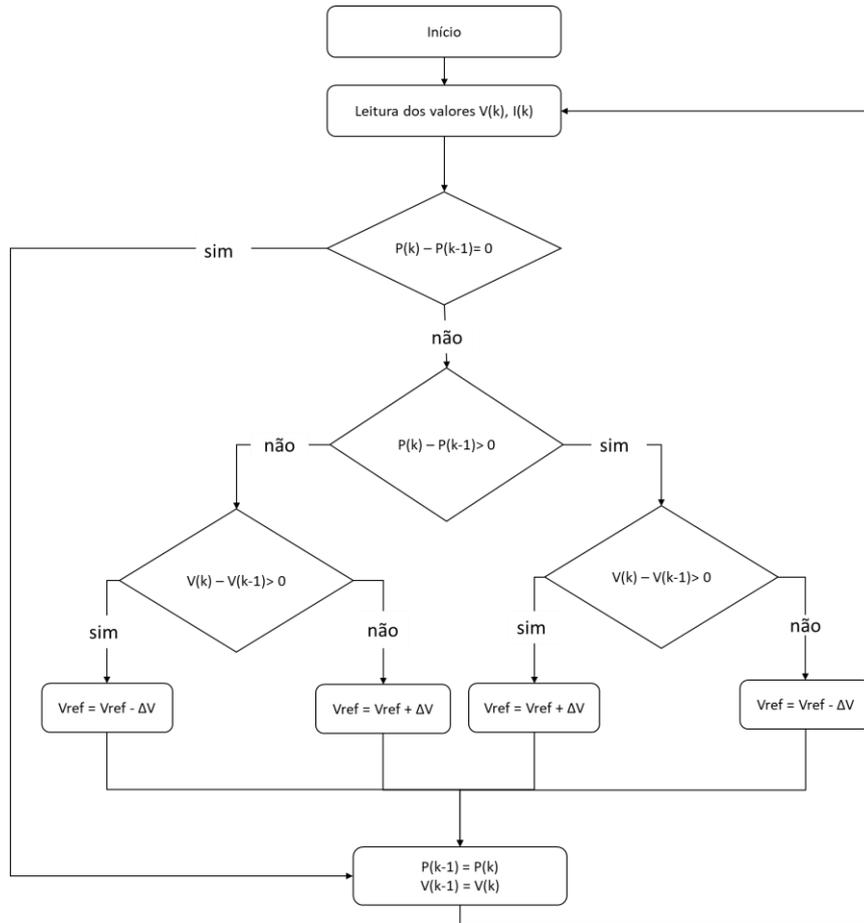


Figura 3.12 -Fluxograma do algoritmo de Perturbação e Observação.

### 3.3.4 Condutância Incremental

O método da condutância incremental apresenta vantagem sobre o método de perturbação e observação na medida em que calcula a direção da perturbação sem variação constante da tensão. Matematicamente, ao ser considerada um gráfico de uma função, a curva PV possui um máximo absoluto que é o MPP. Esse máximo é obtido quando a derivada dessa função atinge o valor zero, sendo considerado este o ponto estacionário.

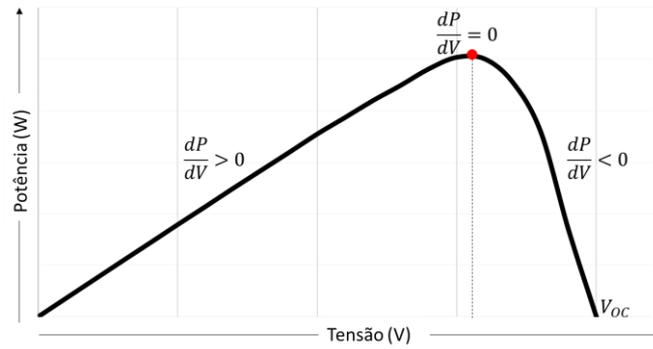


Figura 3.13 - Variação das derivadas da curva P-V.

A figura 3.13 mostra a curva PV consoante as suas derivadas. Tal como se pode observar, à esquerda do MPP (representado com um ponto vermelho), a função é crescente implicando uma derivada positiva, enquanto que à direita, a função é decrescente implicando uma derivada negativa. Sabendo que o MPP é dado por:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (3.25)$$

E que

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I V)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{dI}{dV} \quad (3.26)$$

Substituindo a equação (3.4) na equação (3.3) obtém-se:

$$I + V \frac{dI}{dV} = 0 \Leftrightarrow V \frac{dI}{dV} = -I \Leftrightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \Leftrightarrow \frac{dP}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.27)$$

Tabela 3.2 - Ponto de operação e características das derivadas

| Ponto de operação | Condutância Incremental vs Condutância Instantânea | Valor da derivada da potência em função da tensão |
|-------------------|--|---|
| MPP               | $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$                     | $\frac{dP}{dV} = 0$                               |
| À esquerda de MPP | $\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$                     | $\frac{dP}{dV} > 0$                               |
| À direita de MPP  | $\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$                     | $\frac{dP}{dV} < 0$                               |

O método de trabalho deste algoritmo apresenta-se no fluxograma da figura 3.14 :

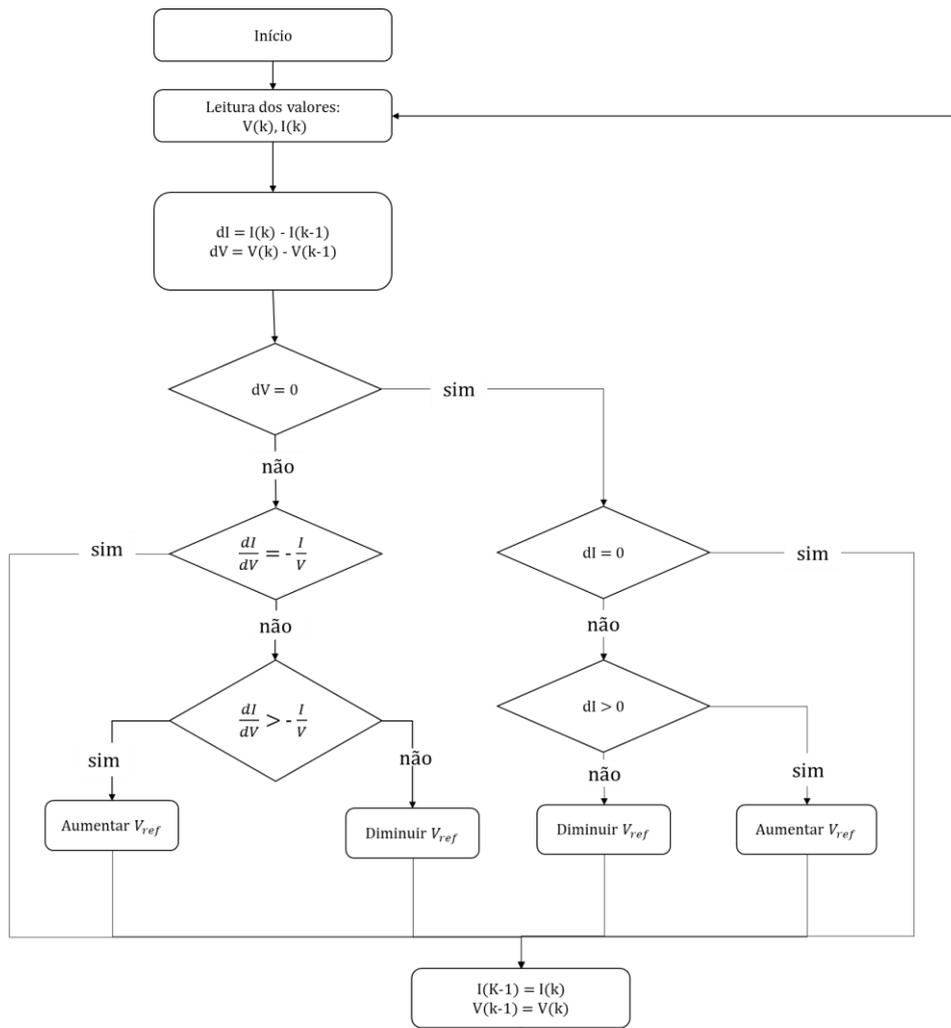


Figura 3.14 - Fluxograma do algoritmo de condutância incremental.

Nesta técnica, a condutância incremental ( $dI/dV$ ) e a condutância instantânea ( $I/V$ ) são comparadas de forma a obter o MPP. A tensão de referência é a tensão a qual o painel é forçado a operar, que é igual ao  $V_{MPP}$  no ponto de potência máxima. Quando atingido o MPP, a operação do painel é mantida nesse ponto a menos que exista uma variação na corrente que indica mudanças nas condições climáticas e conseqüentemente em MPP. Nesse caso, o algoritmo irá modificar o valor de  $V_{ref}$  com o objetivo de localizar novamente o MPP e evitar as perdas de energias derivadas. Este algoritmo é tão mais rápido quanto mais rápido for o incremento sendo, no entanto, não tão eficaz e podendo trabalhar num ponto próximo de MPP. Comparativamente ao algoritmo de perturbação e observação, é mais preciso sendo uma característica que se mantém mesmo com rápidas mudanças das condições climáticas. Tem como desvantagem um processo de cálculo mais demorado que atrasa a amostragem [41] [42].

### 3.3.5 Controlo Lógico Difuso

Na última década, o controlo lógico difuso tem sido uma técnica muito utilizada devido à capacidade de receção de entradas imprecisas sem necessidade matemática precisa, recorrendo à manipulação da não linearidade. Este método consiste em três estados: *fuzzification*, base de conhecimento, *defuzzication*. Durante o estado de *fuzzication* são recebidas as variáveis de entradas numéricas e convertidas em variáveis linguísticas baseadas numa função de associação. As variáveis de entrada normalmente são o erro, E, e a variação do erro  $\Delta E$ . O utilizador tem a flexibilidade de escolher como calculá-los. Existem cinco níveis difusos:

- GN (grande negativo);
- PN (pequeno negativo);
- ZE (zero);
- PP (pequeno positivo);
- GP (grande positivo).

Caso fossem adicionados mais níveis, mais preciso seria o algoritmo.

Após o cálculo do erro e da sua variação, as saídas, que por norma alteram o *duty-cycle* do conversor, são obtidos através da tabela 3.3:

Tabela 3.3 - Tabela de regras do controlo difuso.

| E \ $\Delta E$ | GN | PN | ZE | PP | GP |
|----------------|----|----|----|----|----|
| GN             | ZE | ZE | GN | GN | GN |
| PN             | ZE | ZE | PN | PN | PN |
| ZE             | PN | ZE | ZE | ZE | PP |
| PP             | PP | PP | PP | ZE | ZE |
| GP             | GP | GP | GP | ZE | ZE |

Caso, por exemplo, o ponto de operação estiver muito à esquerda do MPP, o erro (E) é grande positivo (GP) e  $\Delta E$  é zero (ZE), então é pretendido aumentar o *duty cycle* em grande positivo (GP) de forma que seja possível alcançar o MPP. Na defuzzificação, a saída do controlador é convertida da linguagem utilizada no controlador MPPT para uma variável numérica usado uma função de associação. Isto permite fornecer um sinal analógico que controla o conversor de potência para obtenção do MPP. O fluxograma deste algoritmo encontra-se representado na figura 3.15.

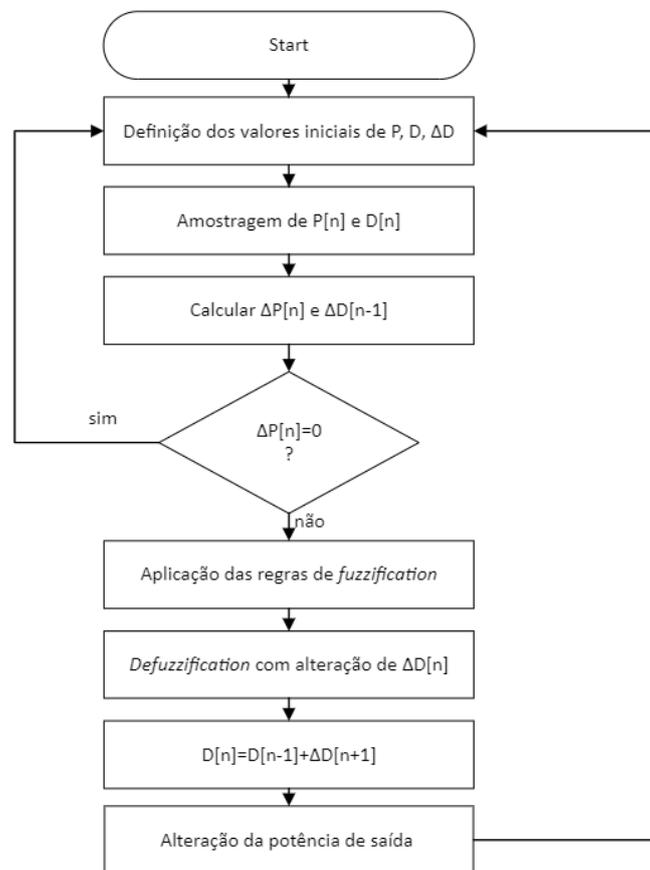


Figura 3.15 - Fluxograma do algoritmo de Controlo Difuso.

Esta técnica de controlo mostra um bom desempenho sob condições atmosféricas variadas, mas a sua eficácia é comprometida pelo conhecimento do utilizador na escolha do erro certo e na sua transformação através da tabela. Com o objetivo de ser obtido o desempenho ideal, é necessário um ajuste das funções e tabelas das regras. Tem como desvantagem o seu alto custo de implementação [44][45].

### 3.3.6 Outros Algoritmos de Controlo MPPT

As técnicas demonstradas acima são as mais descritas na literatura, quer pela sua simplicidade, quer pela sua eficácia, todavia existem muitas outras que não sendo tão estudadas muitas das vezes ficam esquecidas. Algumas dessas técnicas incluem reconfiguração de matrizes onde serão organizadas em diferentes combinações séries e paralelas de modo que o MPP atendam aos diferentes requisitos de cargas específicas. Estes métodos consomem muito tempo e tem dificuldade em acompanhar o MPP em tempo real.

Um desses métodos tem como base o cálculo de  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  através da medição dos níveis de radiação e temperatura que possui uma grande dificuldade de medição. Após a obtenção dos valores, o algoritmo força a que o painel trabalhe no MPP.

O algoritmo da temperatura surge da união entre o método da tensão constante e o método da condutância incremental. Utiliza um sensor de tensão e outro de temperatura e utiliza a expressão 3.28:

$$V_{MPP}(T) = V_{MPP}(T_{ref}) + u_{MPP}(T - T_{ref}) \quad (3.28)$$

Onde  $u_{MPP}$  é o coeficiente de temperatura dado pelo fabricante e  $V_{MPP}(T_{ref})$  e  $T_{ref}$  são características do painel. Após o cálculo de  $V_{MPP}$  segue o rumo do método de tensão constante. Tem como vantagem o  $V_{MPP}$  ser um valor real e não uma aproximação e como desvantagem a operação fora do MPP sob rápidas mudanças de radiação.

O método de coordenadas reorientadas requer a medição de  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  e de outras variáveis presentes na curva P-V. O seu erro máximo foi de 0,3%, mas nunca foi implementado, apenas simulado.

Por último, o método de controlo de correlação de ondulação (*RCC – ripple correlation control*) tem como princípio o uso do *ripple* da potência e da tensão, resultante da comutação do conversor, para encontrar o ponto em que  $dP/dV$  é zero. Isto é calculado através do produto da derivada da potência e tensão em relação ao tempo. Possui algumas vantagens como: a taxa de convergência ser limitada pelo período de comutação e ganho do controlador, poder compensar o efeito da capacitância parasita do painel solar, poder ser implementado analogicamente, e ser baseado em princípios teóricos bem fundados.

Alguns destes métodos incorporam no seu algoritmo outros métodos, sendo os mais comuns o perturbação e observação e a condutância incremental [40][47].

### 3.4 Carregamento de Baterias

Apesar das fontes de energias renováveis serem uma mais-valia para a sustentabilidade do planeta, apenas representam parte da solução, pois como a sua produção de energia é de forma pontual, nem sempre adequada ao consumo industrial ou doméstico. Por isso é de igual importância maximizar a produção e quando a energia não está a ser usada, o seu armazenamento.

O recurso utilizado para esse problema passa pelas baterias que estão em constante pesquisa e evolução e apesar de variarem consoante os materiais que as constituem, os métodos de carregamento e descarregamento são semelhantes a todas. Dependendo do tipo de carregamento utilizado pode haver variações no ciclo de vida, desempenho, conveniência para carregamento, entre outras características que podem reduzir a vida de uma bateria.

Os métodos mais convencionais para o carregamento de baterias são: método de corrente constante, tensão constante e corrente constante seguido de tensão constante. Nas secções seguintes serão descritos os principais métodos.

#### 3.4.1 Corrente Constante

Corrente constante é um método de carregamento muito simples que consiste no uso de corrente constante para carregar as baterias. Quando aplicada uma sobrecarga na bateria, esta irá resultar na diminuição da vida útil da bateria, enquanto quando aplicada uma

subcarga, a vida útil da bateria será prolongada. Os carregadores deste método são os mais baratos e simples devido à sua simplicidade tecnológica que depende do utilizador para começar e acabar a carga. Devido a essa característica, o desempenho da bateria não será otimizado, prejudicando a vida útil da mesma [47][48].

### 3.4.2 Tensão Constante

Outro método para o carregamento de baterias consiste na tensão constante que pode ser implementado com controlos simples. Durante o estágio inicial de carregamento é necessário limitar as correntes para proteção dos dispositivos. Quando a tensão atinge o valor desejado, a tensão de carregamento mantém-se e a corrente diminui com o tempo. Neste método, a vida útil da bateria é afetada com a temperatura que aumenta devido ao aumento de corrente [47][48].

### 3.4.3 Corrente Constante seguido de Tensão Constante

Este método surge da junção dos dois métodos descritos anteriores de forma a preencher as lacunas que cada método possui. Primeiramente, a bateria irá carregar através de corrente constante até que atinja a tensão limite. Após esse momento, a tensão manter-se-á constante, o estado da carga da bateria aumenta e a corrente diminui até que atinge um valor muito próximo de zero até que a bateria esteja carregada. Este método é comumente usado para baterias de Li-ion e a sua vantagem é a redução do tempo de carga quando comparado com os métodos anteriores [47][48].

## 3.5 Conclusão

É ao longo do capítulo 3 que são detalhados os conversores que servirão de interface ao painel solar fotovoltaico, assim como as baterias, descrevendo ainda os algoritmos de controlo de ambos os conversores apresentando vantagens e desvantagens.

Como ponto de partida, foi estudado o conversor CC-CC *boost*, comumente usado para interface a painéis solares. Este conversor é também chamado de *step-up*, pois a sua principal função passa pelo aumento de tensão de saída relativamente à tensão de entrada. Para interface com baterias, foi estudado um conversor bidirecional *buck boost* que consiste na

junção de um conversor *buck* com um conversor *boost*, que permite o fluxo de energia em ambas as direções.

Com o avanço da ciência, estes conversores têm vindo a ser largamente estudados, de forma a melhorar as suas características surgindo assim as topologias *interleaved* para os respetivos conversores. Nesta tipologia, surge o incremento de níveis e suas as vantagens prendem-se no *ripple* de tensão de saída que é menor, a corrente percorrida pelas bobinas ser inferior consequência do aumento do número das mesmas, permitindo a seleção de componentes com características diferentes, muitas vezes com custo inferior. Como desvantagens, necessita do dobro dos semicondutores e elementos indutivos para o mesmo efeito, a complexidade a nível de código a ser implementado e o aumento da dimensão da placa.

De modo a tirar o maior partido dos conversores estudados, foram revistos algoritmos de controlo: MPPT para o conversor *boost* de interface ao painel solar e carregamento e descarga de baterias para o conversor *buck boost*. Devido à facilidade de implementação, relativa rapidez de conversão, foi selecionado o algoritmo de perturbação e observação para ser implementado nas simulações e o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante para a carga e descarga das baterias.

# Capítulo 4

## Simulações Computacionais

### 4.1 Introdução

Para que um projeto na área da eletrónica de potência seja bem-sucedido é importante utilizar ferramentas de simulação que permitam prever o comportamento de determinado sistema, podendo ver diferentes variáveis em tempo real, variando as condições a que estão sujeitos. Neste sentido, simulando diferentes tipos de topologias e compará-las detalhadamente é possível selecionar uma solução mais informada para o problema proposto. Este capítulo será responsável por apresentar as simulações feitas no *software* computacional PSIM que é um *software* de simulação da *Powersim inc.*, ideal para simular circuitos de eletrónica de potência devido à sua rapidez na capacidade de simulação de um complexo conversor de potência e o seu sistema de controlo, é bastante preciso, fácil de utilizar e permite simulação de diferentes domínios.

Detalhando as simulações que serão apresentadas, estas subdividem-se em duas secções: conversor CC-CC com painel solar e o conversor CC-CC com baterias. Iniciando com o conversor do tipo *boost* para conexão aos painéis solares fotovoltaicos, este percorre as etapas do estudo do painel solar, o dimensionamento dos componentes, o estudo do conversor *boost* convencional, seguindo-se do conversor *boost interleaved* e terminando com o controlo de MPPT. Segue-se o conversor bidirecional para interface com as baterias. Tal como no conversor anterior, começa-se por demonstrar o modelo de bateria usado, o sistema de controlo, passando pelas diferentes opções de funcionamento do conversor para no fim compará-lo com o conversor bidirecional *interleaved*. No final deste capítulo, encontra-se um resumo das conclusões tiradas ao longo do mesmo.

## 4.2 Conversor CC-CC com Painel Solar

Após ser estudado a teoria acerca dos conversores de potência, evoluiu-se o estudo passando por um *software* computacional, PSIM, de forma a prever o comportamento do sistema. Nesta secção será descrito todas as simulações que foram feitas, iniciando com a introdução e simulação de um painel solar fotovoltaico real no software, seguindo-se do dimensionamento dos componentes para o conversor em estudo.

Como o objetivo passa por fazer um conversor *boost interleaved*, foi estudado o conversor *boost* e só posteriormente o conversor *boost interleaved*, o que irá permite uma melhor comparação entre ambos os conversores, sendo comparadas as tensões e correntes. Por fim ainda será alocado o algoritmo de MPPT para verificar a sua eficácia e concluir assim a simulação desses conversores.

### 4.2.1 Painel Solar Fotovoltaico

Como forma de começar a simular o sistema, é necessário simular um painel solar fotovoltaico. Com o recurso ao software computacional PSIM e a uma ferramenta disponível na sua biblioteca chamada de *Solar Module*, será simulado o comportamento do painel KC200GHT-2 da *Kyocera*. Através de certos parâmetros pedidos pela ferramenta, serão calculadas as curvas características. É ainda possível adicionar mais que um painel alterando o número de células de forma proporcional ao número pretendido de painéis. As características principais do painel necessárias estão representadas na figura 4.1, retirada do software PSIM.

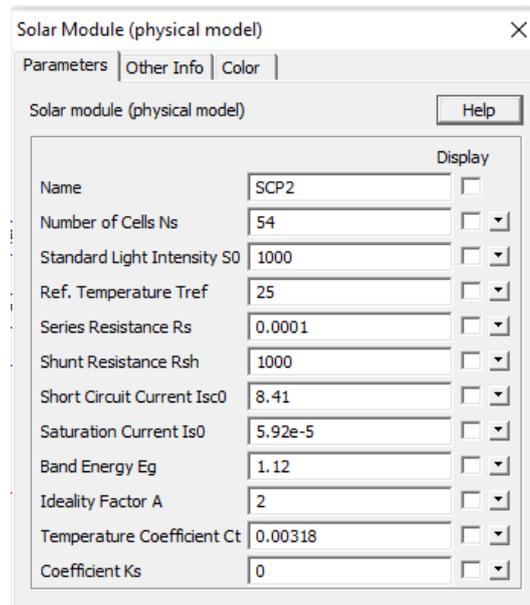


Figura 4.1 - Características do painel solar quando introduzidas no *software* PSIM.

Devido à convergência numérica produzida pelo próprio *software* foi utilizado um condensador em paralelo com o painel solar fotovoltaico. O condensador utilizado foi de 30  $\mu\text{F}$ .

Após ser introduzido o painel, o simulador calcula as curvas características do painel descrito, curvas essas que se encontram representadas na figura 4.2.

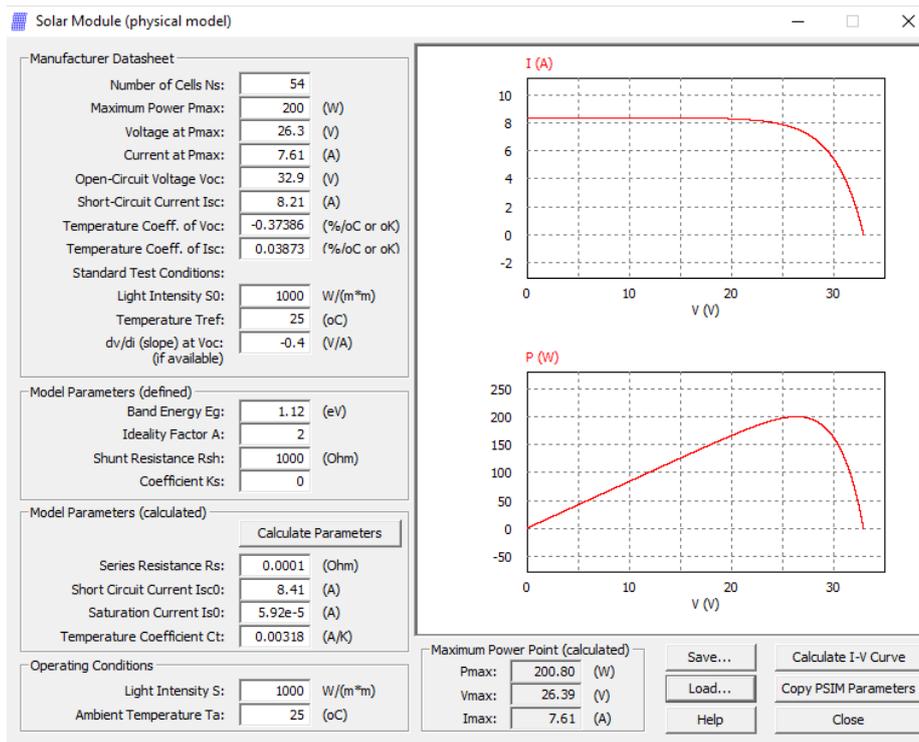


Figura 4.2 - Curvas características do painel solar, calculadas no software PSIM.

### 4.2.2 Dimensionamento dos Componentes

Após ser estudado os principais parâmetros do painel solar fotovoltaico que será utilizado, foi necessário dimensionar os componentes constituintes do conversor de potência de forma a ter o ambiente de simulação ideal para o funcionamento do sistema e para isso foram considerados os parâmetros da tabela abaixo.

Tabela 4.1 - Parâmetros considerados para o funcionamento do sistema

| Parâmetro a Considerar                  | Valor  |
|---|--------|
| Tensão nominal de entrada               | 26,3 V |
| Corrente nominal de entrada             | 7.61 A |
| <i>Ripple</i> máximo de corrente        | 10%    |
| <i>Ripple</i> máximo de tensão de saída | 5%     |
| Frequência de comutação                 | 20 kHz |
| Tensão de saída                         | 60 V   |

Inicialmente foi calculado o *duty-cycle* necessário para obter a tensão pretendida de 60 V através das expressões:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Leftrightarrow \frac{60}{26,3} = \frac{1}{1-D} \Leftrightarrow D = 56\% \quad (4.1)$$

Seguiu-se o cálculo da bobina, o elemento armazenador de energia do sistema que integra um papel fundamental no seu desempenho. Tendo em conta que um conversor *interleaved* terá duas bobinas, o valor de corrente percorrido por cada uma será metade do valor de corrente produzida pelo painel solar fotovoltaico, sendo este fator importante para a determinação da variação da corrente percorrida pela bobina.

$$\Delta i_L = 0,10 \frac{I_{in}}{2} \Leftrightarrow \Delta i_L = 0,10 \frac{7,61}{2} = 0,3805 A \quad (4.2)$$

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta i_L f_s} \Leftrightarrow L = \frac{26,3 * 0,56}{0,3805 * 20k} \Leftrightarrow L = 1,93 mH \quad (4.3)$$

É ainda de salientar que o valor calculado foi utilizado em ambas as simulações de subsecções abaixo, apesar de estar desajustado para o conversor *boost*, foi utilizado de forma a facilitar a comparação dos valores utilizados posteriormente. Caso fosse utilizada apenas uma bobina, a variação da corrente seria de 0,761 A, o que implicaria uma bobina de 0,968 mH.

Caso sejam desprezadas as perdas do sistema, a potência de entrada será igual à potência de saída, sendo esta relação responsável pelo cálculo da resistência de carga.

$$P_{Máx} = \frac{V^2}{R_{carga}} \Leftrightarrow R_{carga} = \frac{26,3^2}{200} \Leftrightarrow R_{carga} = 18 \Omega \quad (4.4)$$

Por último foi calculado a capacidade do condensador de saída, responsável pelo *ripple* na tensão de saída do sistema. A fórmula 4.5 é responsável pela determinação da sua capacidade.

$$C = \frac{D V_{out}}{\Delta V_{out} f_s R_{carga}} \Leftrightarrow C = \frac{0,56 * 60}{(0,05 * 60) * 20k * 18} \Leftrightarrow C = 31 \mu F \quad (4.5)$$

### 4.2.3 Conversor CC-CC Boost

Após serem dimensionados os componentes que necessitam de valores para o contexto de simulação, foi montado o circuito elétrico no simulador PSIM. Inicialmente foi testado o circuito *boost* e posteriormente um *boost interleaved*, de forma a que possam ser comparadas as formas de onda provenientes de cada conversor e assim comprovar a sua melhoria aquando da adição de um novo braço.

O circuito elétrico encontra-se representado na figura 4.3:

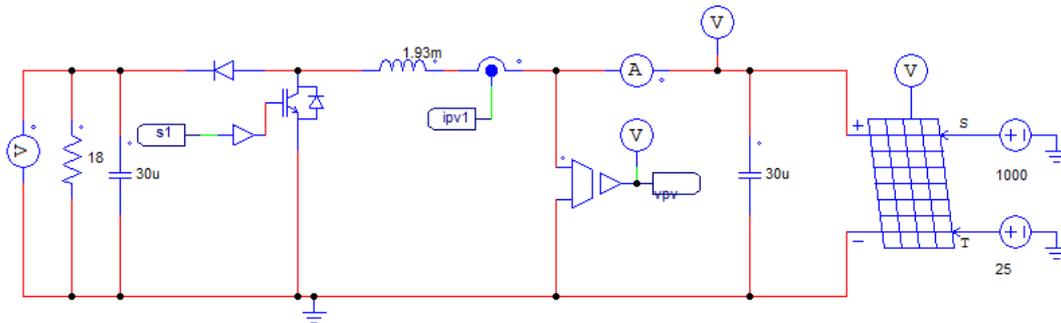


Figura 4.3 - Esquema elétrico do conversor *boost*, no software PSIM.

Sem algoritmo de controlo numa fase inicial, foi testado o circuito em malha aberta, em que a *gate* do *IGBT* recebia a comparação entre uma onda triangular dente de serra, com frequência de 20 kHz, e 3 V de pico e uma tensão constante de 1,68 V resultando numa onda quadrada com *duty-cycle* 56%. Para alterar o *duty-cycle* é necessária a alteração do valor da tensão constante consoante o valor pretendido.

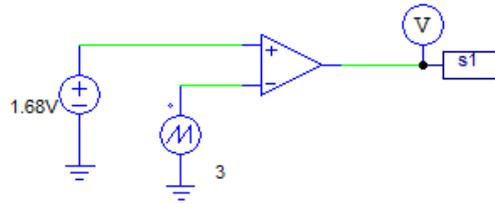


Figura 4.4 - Comparador para criação do PWM desejado de 56%.

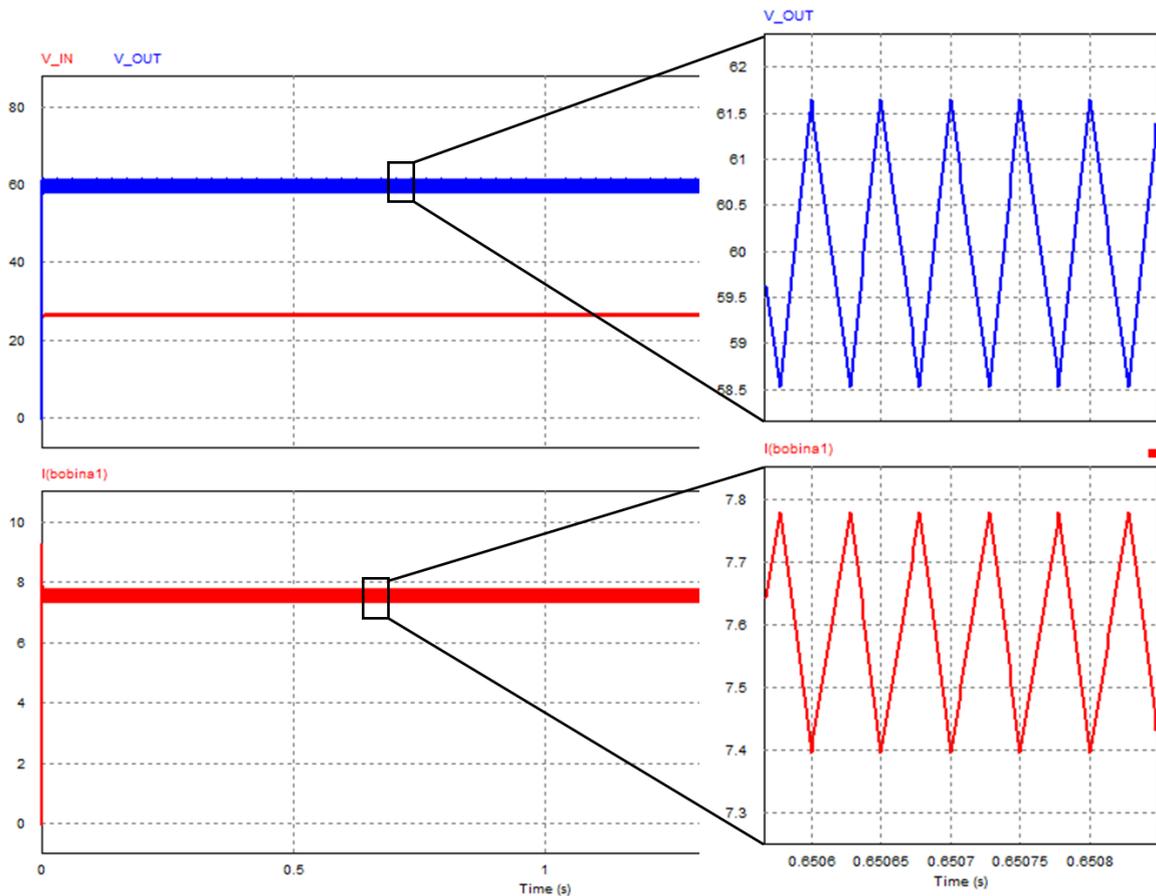


Figura 4.5 - Formas de onda obtidas em ambiente de simulação do conversor boost: No gráfico superior formas de onda das tensões: a vermelho a tensão de entrada e a azul a tensão de saída. No gráfico inferior encontra-se a onda da corrente atravessada pela bobina do conversor.

Após ter sido simulado o circuito, é possível verificar as tensões de entrada e saída assim como a corrente percorrida. Os valores obtidos assemelham-se muito aos valores desejados, onde a tensão de entrada tem um valor médio de 25,4 V sendo a tensão desejada de 26,3 V e a corrente possui um valor de 7,58 A sendo o desejado 7,61 A. Alterando a escala do eixo dos  $y$  é ainda possível verificar o *ripple* produzido presente na figura 4.5.

### 4.2.4 Conversor CC-CC *Boost Interleaved*

Após o estudo do conversor *boost*, foi adicionado um braço, contendo uma bobina, um díodo e um IGBT, mantendo os parâmetros utilizados anteriormente, resultando no esquema representado na figura 4.6 .

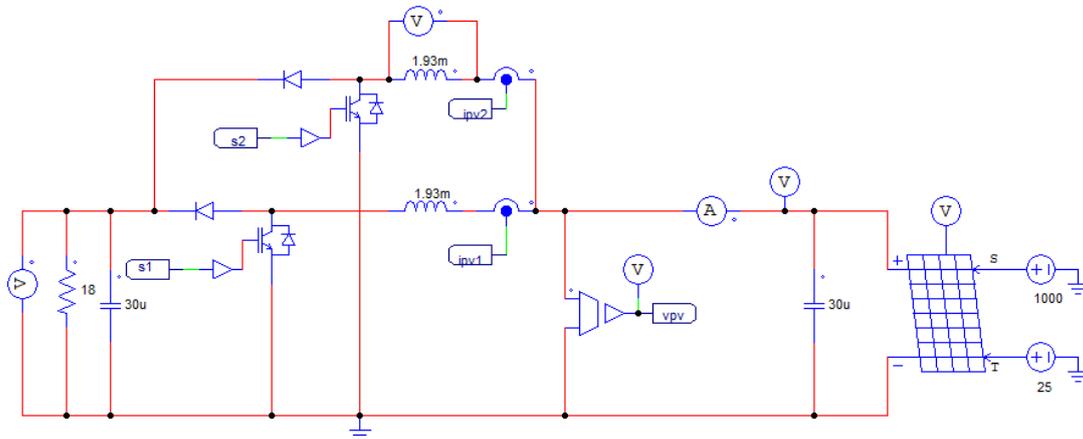


Figura 4.6 - Esquema elétrico do conversor *boost interleaved*.

Relativamente ao controlo em malha aberta, poderia ter sido usada uma porta lógica *not* à saída do comparador, caso o *duty-cycle* fosse de 50%, pois inverteria um dos PWM fazendo com que os sinais de *gate* dos IGBTs ficassem desfasados 180º, como no caso em estudo, o *duty-cycle* é superior, foram consideradas duas ondas triangulares com frequência de 20 kHz, com 3 V de pico, desfasadas 180º permitindo assim que os sinais tivessem ambos valor lógico alto ou baixo independentes.

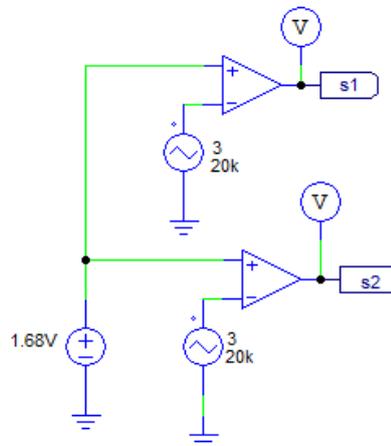


Figura 4.7 - Comparador para criação dos PWMs desejado de 56%.

As formas de onda do PWM à entrada dos IGBTs encontram-se representadas na figura 4.8.

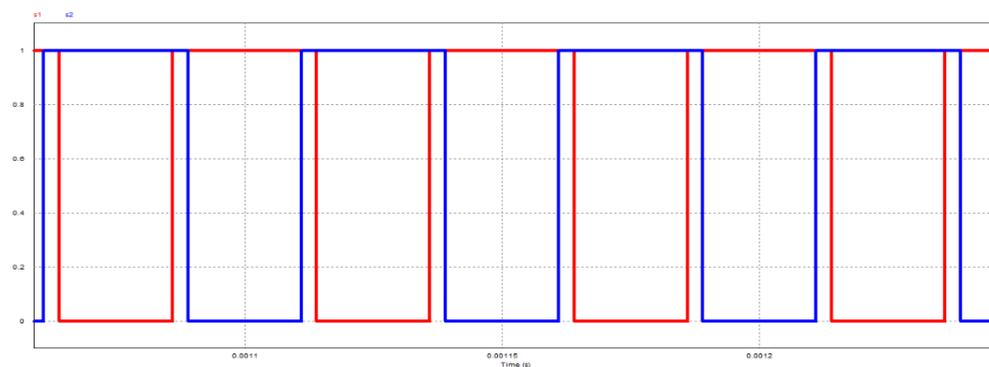


Figura 4.8 – Pormenor das formas de onda à saída do comparador para comutação dos IGBTs.

Tal como foi dito previamente aquando da operação de determinação do valor da bobina, a corrente atravessada por cada bobina será metade da corrente produzida pelo painel, e estarão em oposição de fase, sendo que quando uma é crescente, a outra será decrescente e vice-versa. A medição da corrente nestes componentes foi feita através uma variável incorporada no próprio componente. Relativamente à corrente total, poderia ser medida somando as correntes anteriores, mas como forma alternativa, foi adicionado um amperímetro à entrada do conversor. A forma de onda das correntes encontra-se representada na figura 4.9.

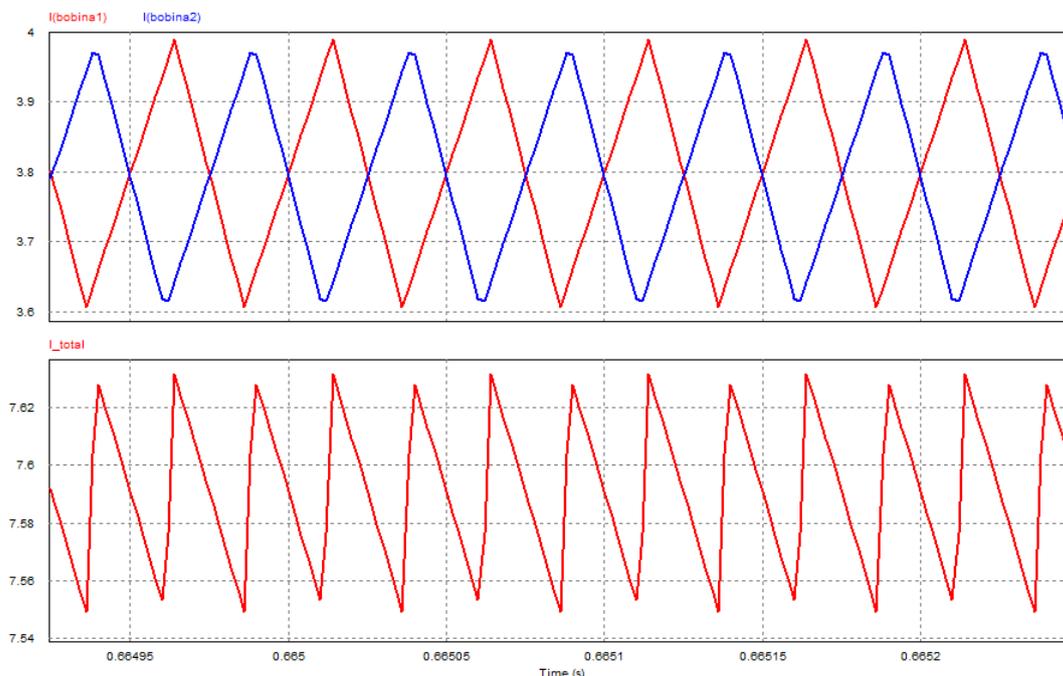


Figura 4.9 - Variação das formas de onda da corrente do sistema.

Após a verificação das formas de ondas, é possível verificar que o valor das correntes nas bobinas difere ligeiramente sendo que a variação maior é entre 3,606 A e 3,989 A, correspondendo a um *ripple* de 10,07%, confirmando os cálculos feitos previamente. Em relação ao *ripple* da corrente produzida pelo painel, possui um valor inferior, 1,08% correspondendo a uma variação entre 7,549 A e 7,631 A que comparativamente ao conversor anterior, possui uma redução de 0,42%.

Analisando posteriormente os valores das tensões para comprovar a eficácia e melhoria relativamente ao conversor *boost*. Preliminarmente foi verificado que as condições de operação indicadas anteriormente se mantinham: tensão de entrada de 26,3 V e tensão de saída de 60 V o que confirmou. Seguiu-se um estudo detalhado da tensão de saída de forma a verificar a variação da tensão e o seu consequente *ripple*. A tensão de saída varia entre 59,91 V e 60,24 V equivalendo a um *ripple* de 0,55%. As formas de onda das tensões de entrada e saída estão representadas na figura 4.10.

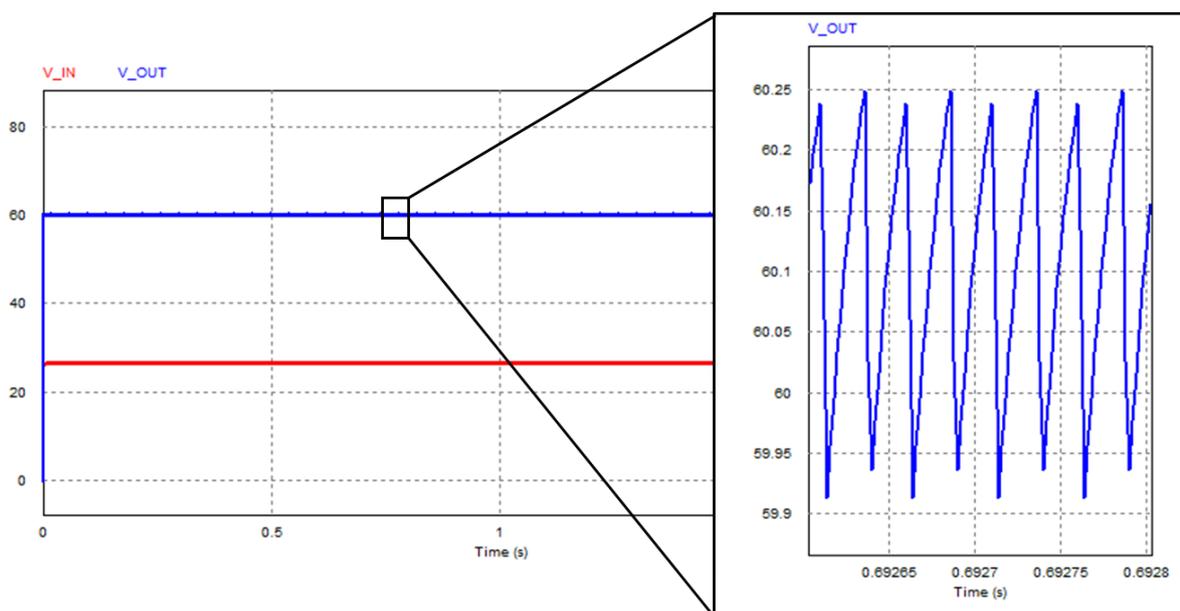


Figura 4.10 - Formas de onda das tensões: entrada representada a vermelho e saída representada a azul.

Através dos valores descritos confirma-se a melhoria do conversor *boost interleaved* comparativamente ao conversor *boost*. A figura 4.11 mostra comparativamente as ondas de tensão e corrente sobrepostas, onde é visualmente confirmado o que foi descrito anteriormente.

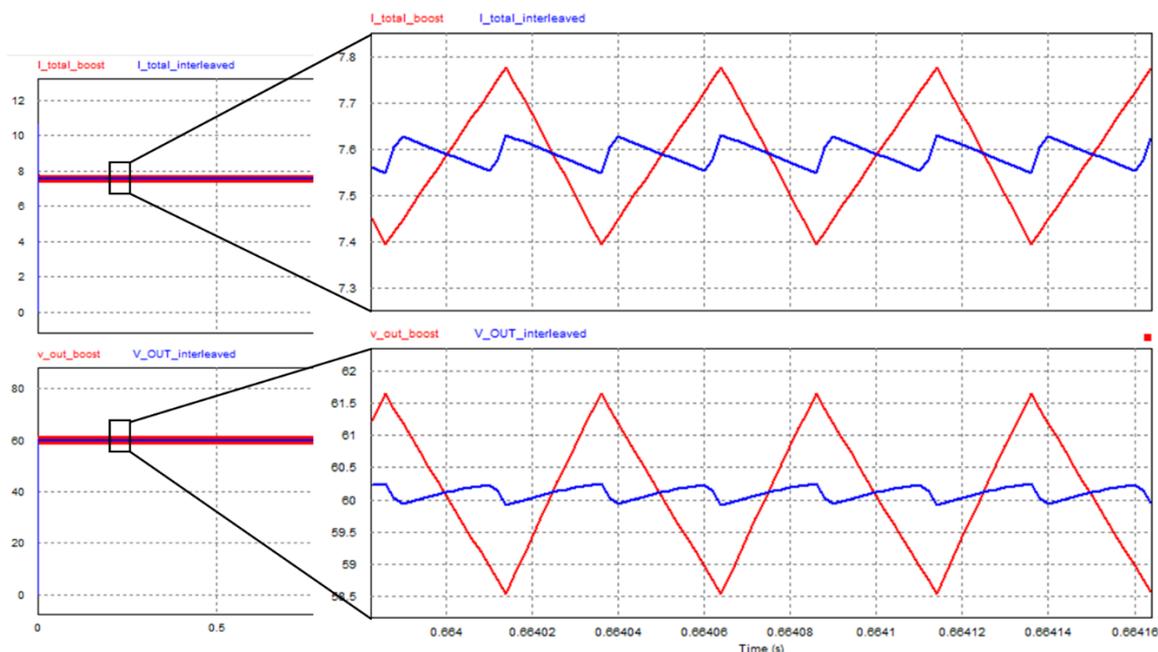


Figura 4.11 - Comparação entre as formas de onda do conversor *boost* e do conversor *boost interleaved*. No gráfico superior encontram-se as formas de onda da corrente e no gráfico de baixo encontra-se as formas de onda da tensão, sendo que a vermelho estão representadas o conversor *boost* e a azul o conversor *boost interleaved*.

Para além da amplitude das ondas do conversor *boost interleaved* ser menor, possui ainda uma frequência de saída maior devido ao facto de existir sempre um braço em condução, mantendo sempre uma das bobinas no modo de condução contínua e afetando assim tanto a tensão de saída como a corrente de entrada.

#### 4.2.5 Validação do Algoritmo de MPPT

Consoante diferentes fatores externos, a potência do painel solar varia, sendo a radiação incidente e a temperatura das células solares fotovoltaicas, fatores que podem ser simulados através do PSIM.

A forma utilizada para fazer o controlo através do algoritmo de MPPT foi um bloco C onde é possível escrever código em linguagem C para o processamento de dados. Este bloco C receberá como inputs os valores das correntes das bobinas, lidos através de sensores de corrente e o valor de tensão de entrada do conversor. Inicialmente irá processar o algoritmo de controlo Perturbação e Observação descrito na figura 3.12 seguindo-se de um controlo Proporcional-Integral onde o  $k_p$  equivale a 0,01 e o  $k_i$  a 0,0001 que ajuda na estabilização do sistema.

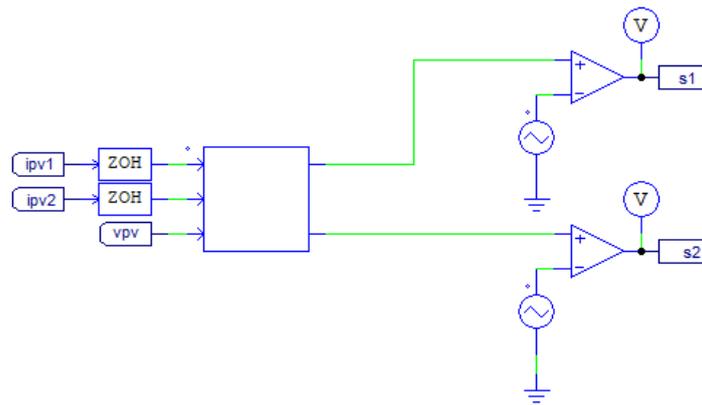


Figura 4.12 - Esquema do PSIM com bloco C para introdução do algoritmo de controlo.

Como forma de verificar o algoritmo de MPPT foi variada a radiação incidente de forma a simular um dia onde estão discriminados diferentes tipos de momentos: radiação constante por um período de tempo, radiação decrescente e radiação crescente. A temperatura utilizada para esta simulação foi de 25 °C.

A variação de radiação encontra-se na figura 4.13 .

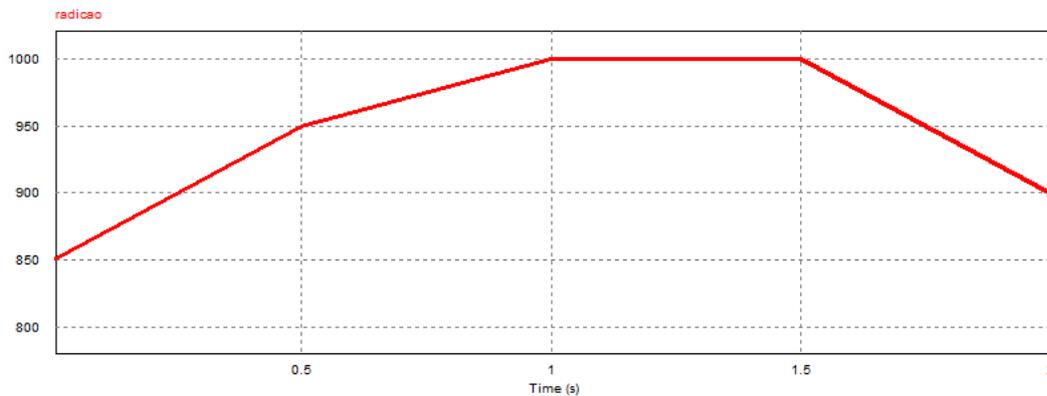


Figura 4.13 - Variação da radiação simulada.

Na figura 4.14 é possível observar a comparação entre a potência de referência produzida pelo painel, possível observar graças a uma ponta de prova de tensão e a potência real calculada com recurso a um multiplicador entre a tensão de saída do painel fotovoltaico e a soma das correntes percorridas pelas bobinas de acoplamento.

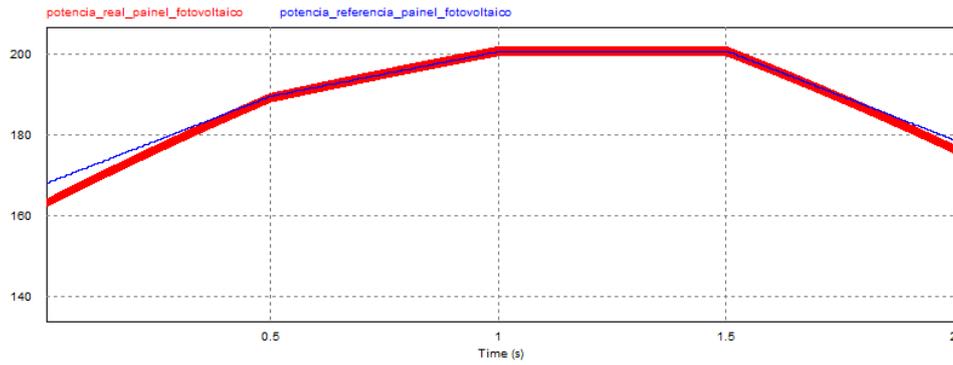


Figura 4.14 - Comparação entre a potência de referência e a potência real produzida pelo painel solar fotovoltaico.

É possível confirmar que a potência real segue a potência de referência com os seus aumentos, decrementos ou quando se mantém constante.

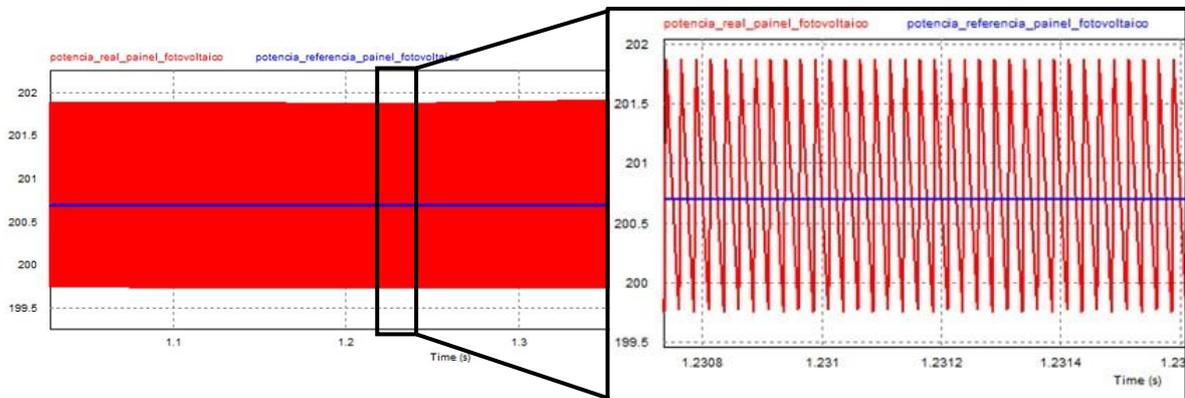


Figura 4.15 - Comparação entre a potência de referência e a potência real produzida pelo painel solar fotovoltaico no intervalo [1;1,5] s.

Seguiu-se a variação da temperatura, mantendo uma radiação constante de  $900 \text{ W/m}^2$ . Ao contrário do que acontece com a radiação, um aumento de temperatura faz com que a potência produzida reduza, enquanto que um decremento da temperatura faz com que a potência produzida aumente. Relativamente à simulação, percorreu-se diferentes temperaturas, começando com  $22 \text{ }^\circ\text{C}$  até aos  $28 \text{ }^\circ\text{C}$  durante o primeiro segundo de simulação, seguindo-se de um segundo a temperatura constante e radiação constante, terminando com um decremento de temperatura não linear e mais acentuado. O Algoritmo de MPPT seguiu a tensão tal como era esperado e a variação da potência situa-se entre os  $172,5 \text{ W}$  e os  $169,3 \text{ W}$ .

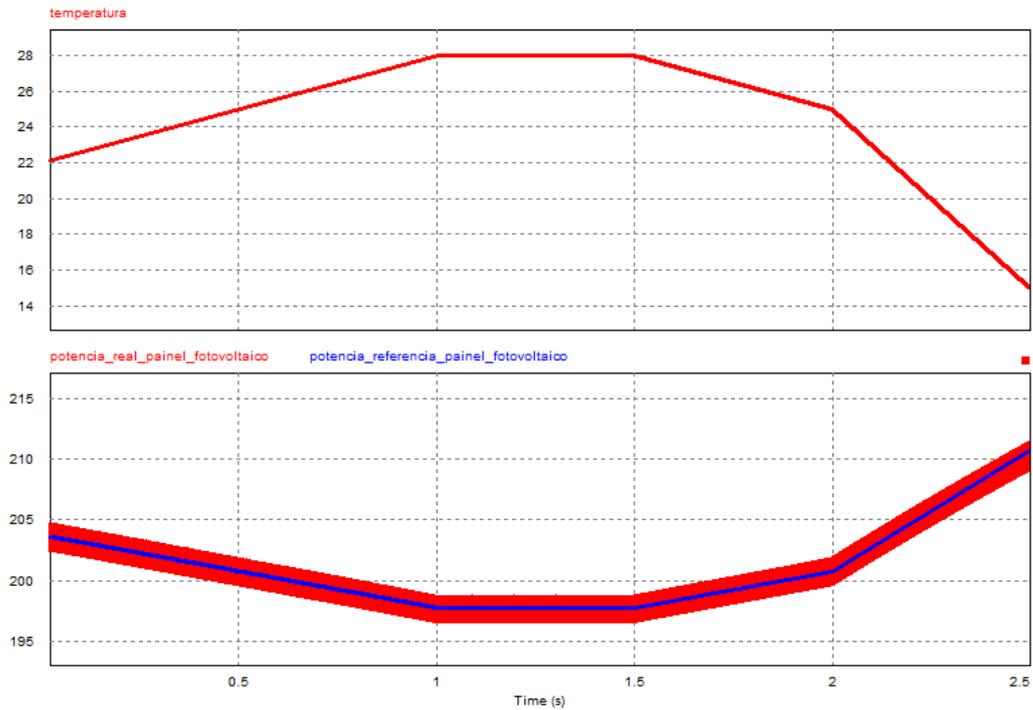


Figura 4.16 - Formas de onda do sistema para verificação do algoritmo de MPPT: No gráfico superior a variação da temperatura e no gráfico inferior a variação das potências de referência e real do sistema.

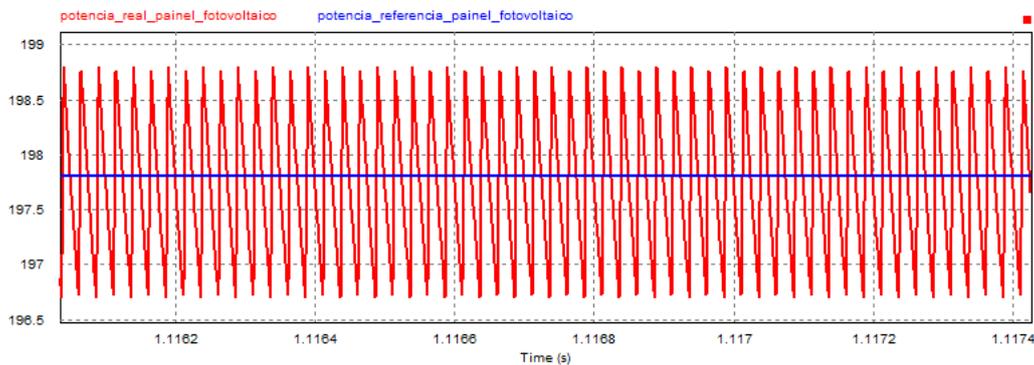


Figura 4.17 - Variação da potência real comparativamente à potência de referência num intervalo de tempo de [1,1160-1,1174]s.

### 4.3 Conversor CC-CC com Baterias

Uma forma de complementar um sistema com painéis solares fotovoltaicos é aliando baterias, de forma a que toda a energia produzida seja consumida ou armazenada.

Tal como aconteceu no conversor do painel solar fotovoltaico, começa-se por simular uma bateria, com uma diferença: tendo em conta que o software computacional não possui um modelo pré-feito de uma bateria onde se pode simular diferentes parâmetros como por

exemplo, nível de carga, condições ambientais, entre outros, foi utilizado um modelo de *Thévenin* de uma bateria que será usado em ambos os conversores.

Tal como na secção anterior, será estudado o conversor *buck boost*, seguindo-se do *buck boost interleaved* permitindo a comparação de ambos os conversores. Para além dessa comparação, e tendo em conta que este conversor é bidirecional, serão estudados todos os métodos de funcionamento: modo *buck*, que corresponde ao carregamento da bateria e modo *boost* à sua descarga.

### 4.3.1 Modelo da Bateria

Uma bateria é um elemento capaz de armazenar energia sob a forma de energia química e devido à inexistência de um modelo no simulador computacional PSIM, recorreu-se a um modelo elétrico de primeira ordem, denominado de modelo de *Thévenin*.

O modelo de *Thévenin* é constituído por uma fonte contínua ideal, uma resistência e o paralelo de um circuito RC. A sua representação elétrica encontra-se na figura 4.18. A resistência interna óhmica proveniente dos contatos eletrolíquidos da bateria está representada por  $R_s$ , a resistência de polarização proveniente das reações químicas de carga e descarga e o condensador responsáveis pela simulação do comportamento da bateria estão representados por  $R_p$  e C respetivamente e a fonte de tensão ideal  $V_{OC}$  representa a tensão de circuito aberto da bateria.

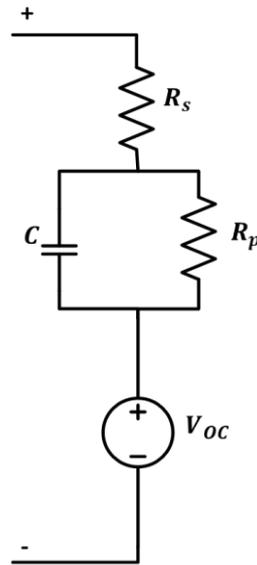


Figura 4.18 - Modelo elétrico da bateria.

Os parâmetros utilizados para simulação de uma bateria foram:

- $R_s = 0,01 \Omega$ ;
- $C = 1 F$ ;
- $R_p = 1k\Omega$ ;
- $V_{OC} = 20 V$ .

Apesar deste modelo ser suficiente para simular o comportamento da bateria, apresenta algumas limitações como por exemplo, o facto de não ser possível alterar as condições atmosféricas, tais como a temperatura.

### 4.3.2 Conversor CC-CC Bidirecional

Posteriormente ao modelo a ser utilizado para substituição da bateria, seguiu-se o desenho do esquema elétrico no PSIM. O circuito encontra-se representado na figura 4.19.

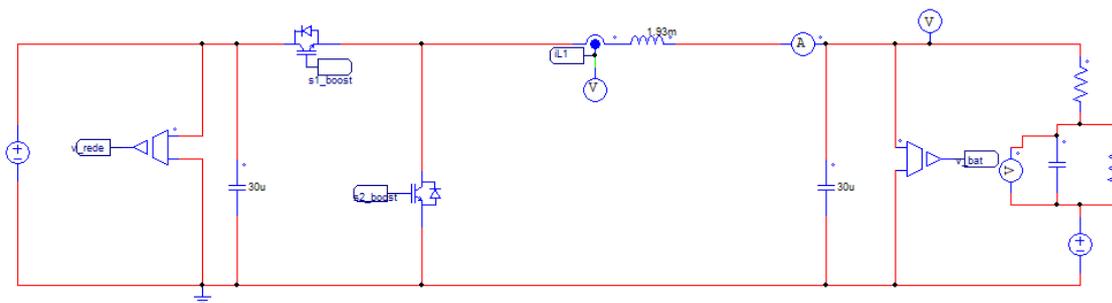


Figura 4.19 - Esquema elétrico do circuito *buck boost*.

Em termos de componentes elétricos, este conversor assemelha-se ao conversor *boost* estudado anteriormente, sendo que devido à sua bidireccionalidade, não necessita do diodo, mas de outro semicondutor.

Relativamente à evolução das simulações, inicia-se com a simulação da carga de bateria correspondendo ao modo *buck*, seguindo-se da descarga, correspondendo ao modo *boost* do conversor. Serão verificadas as formas de onda das tensões e das correntes.

#### 4.3.2.1 Sistema de Controlo

O conversor *buck boost* necessita de um sistema de controlo de forma a controlar a corrente com a qual a bateria é carregada ou descarregada e quais os semicondutores que estão a atuar consoante o modo utilizado.

Tanto para o carregamento da bateria, como para a sua descarga, o método usado foi o método de corrente constante seguido de tensão constante. Neste método, a bateria é carregada com uma fonte de tensão constante até que seja atingida a tensão limite de carga. Aquando desse momento, a tensão manter-se-á constante enquanto a corrente irá diminuir até atingir o valor próximo de zero. O mesmo acontece para a sua descarga.

Para conseguir este controlo, foram utilizados dois controlos PI, um para a tensão, figura 4.21, e outro para a corrente, figura 4.20.

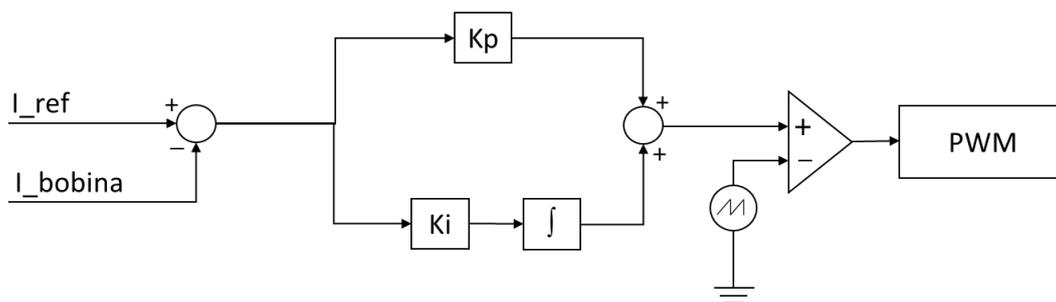


Figura 4.20 - Diagrama de blocos do controlo PI do método corrente constante.

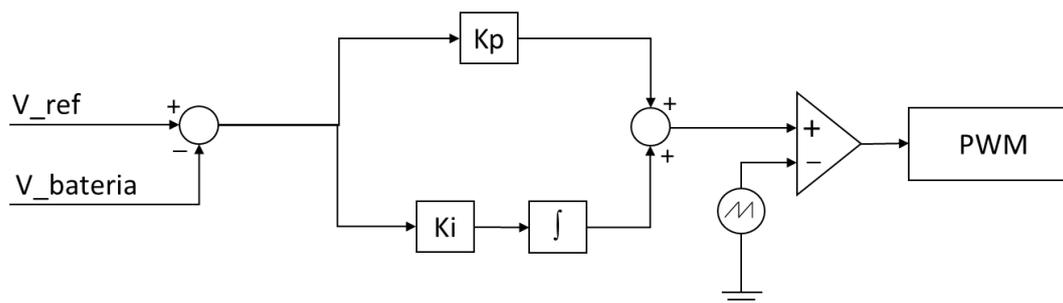


Figura 4.21 - Diagrama de blocos do controlo PI do método tensão constante.

No que respeita aos valores de ganhos do controlo e identificando os ganhos da corrente constante,  $k_p$  tem valor de 100 e  $k_i$  de 0,0001 enquanto os ganhos da tensão são  $k_p$  de 150 e  $k_i$  de 0,00001.

#### 4.3.2.2 Modo Buck

Este modo de utilização do conversor corresponde ao carregamento da bateria e surge da concentração de dois algoritmos: até ao momento em que a bateria ainda não atingiu a sua tensão máxima de 3,7 V, carrega através do método de corrente constante, onde a corrente de referência é 5 A, após atingir os 3,7 V e de forma a não danificar a bateria, será utilizado o método de tensão constante, tendo como tensão de referência 3,7 V.

A forma utilizada para este ambiente de simulação consistia numa fonte de tensão 60 V do lado da rede e a tensão da bateria 2,8 V que representa a bateria descarregada. De todos os semicondutores presentes, apenas comuta um dos semicondutores ímpares, neste caso em particular o  $S_1$ , enquanto que os restantes estão desligados.

Na figura 4.22 estão representadas as curvas da corrente, da tensão e dos semicondutores. É possível verificar que a corrente encontra-se constante com um valor absoluto de 5 A

enquanto que a curva da tensão aumenta, representando o carregamento da bateria. Assim que a tensão da bateria atinge os 3,7 V é considerada carregada, a corrente decresce até que atinge o valor médio de 0 A. De salientar que na imagem, a corrente apresenta-se negativa devido ao referencial usado. O modo referenciado foi o método de descarga, o que torna as referências negativas neste modo de funcionamento.

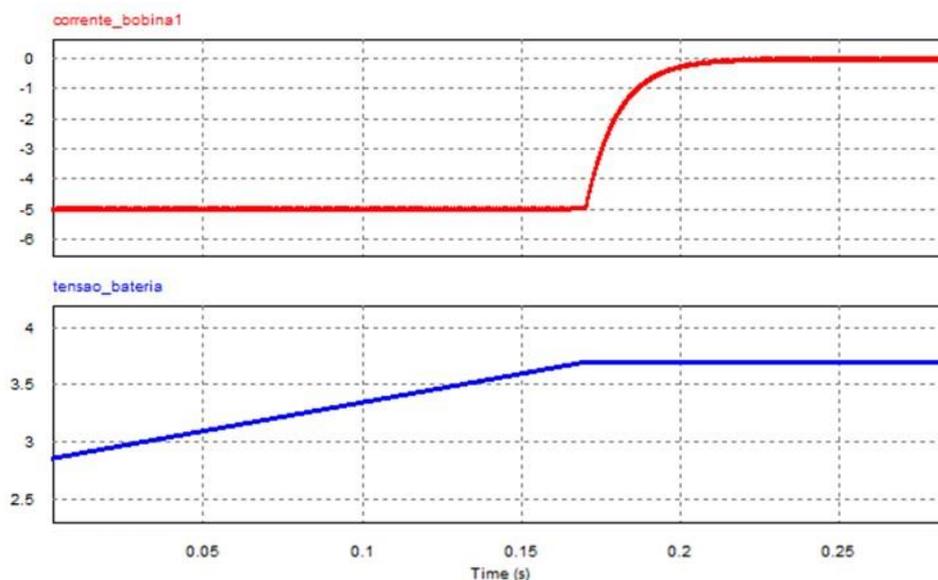


Figura 4.22 - Formas de onda do conversor *buck-boost* no modo *buck*: a vermelho a corrente e a azul a tensão

Quando se refere que o valor médio da corrente tende para zero, corresponde ao facto de existirem pequenos picos de corrente, equivalentes à comutação do IGBT. Uma forma de eliminar este problema coincidia com o aumento do valor da bobina que para um valor de indutância da bobina 2 vezes superior, resulta em metade do pico de corrente.

### 4.3.2.3 Modo *Boost*

O modo *boost* do conversor bidirecional corresponde à descarga da bateria. No caso deste modo de simulação, o IGBT que comutará será o IGBT par, ou seja, o IGBT<sub>2</sub>, enquanto que o outro semicondutor estará ao corte, permitindo que a corrente flua da bateria para a rede CC.

Para este modo de operação, foi usado o método de corrente constante, que através do controlo PI permite simular tempos de descarga diferentes através do valor de corrente constante utilizado.

Num primeiro ensaio, foi usado o valor de corrente constante de 5 A, a bateria foi considerada carregada com 3,7 V e é possível confirmar que a sua tensão não atinge os 0 V, mas sim os 2,8 V, tensão pela qual a bateria é considerada descarregada. Quando o conversor atinge esse valor de tensão, a corrente diminui até atingir um valor nulo, como é possível verificar na figura 4.23. Relativamente ao valor da corrente, quando a tensão estabiliza nos 2,8V, o seu valor decrementa até atingir um valor praticamente nulo.

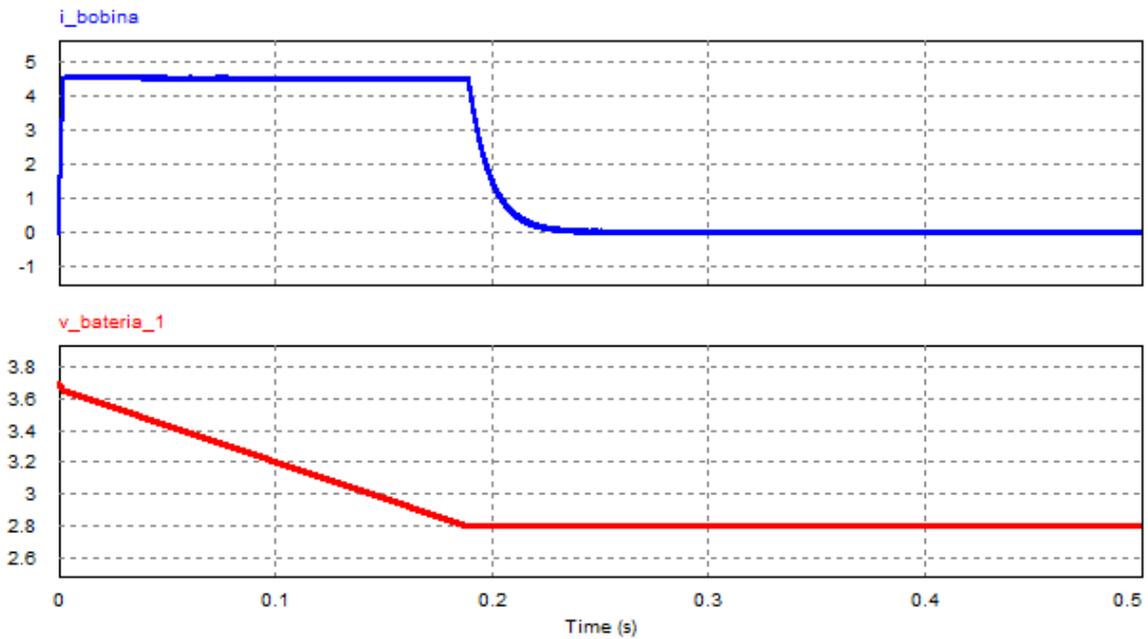


Figura 4.23 - Formas de onda no conversor *buck boost*: a azul a corrente e a vermelho a tensão durante o mesmo intervalo de tempo.

A comutação dos IGBTs enquanto que a bateria descarrega, pode ser observada na figura 4.24.

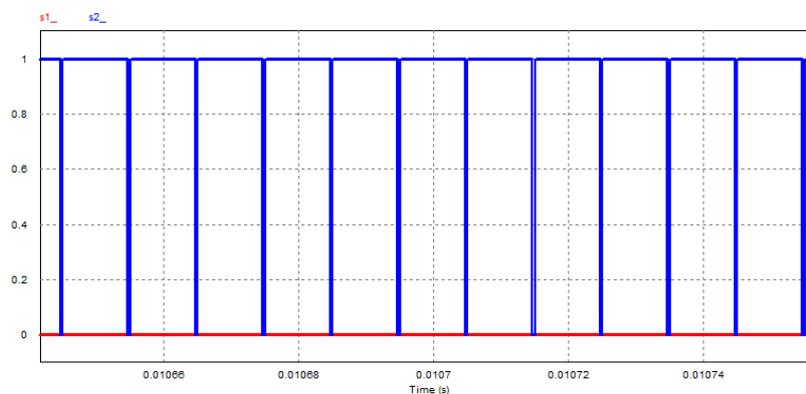


Figura 4.24 - Formas no conversor *buck boost*: pormenor da comutação dos *IGBTs* enquanto a bateria descarrega.

### 4.3.3 Conversor CC-CC Bidirecional *Interleaved*

Após serem estudados os modos de funcionamento do conversor, foi adicionado um novo braço ao conversor, que consiste em dois novos IGBTs que irão funcionar em oposição de fase relativamente aos IGBTs já existentes.

O estudo deste conversor vai permitir verificar a melhoria na eficácia desta topologia de conversor, onde serão verificadas todas as curvas características e comparadas com o conversor previamente estudado. O método de controlo mantém-se semelhante sendo alterada o valor da corrente de referência, e a comparação da saída do bloco C com a onda triangular, apesar de serem iguais, uma não terá atraso de fase e a segunda terá um atraso de  $180^\circ$ . Na figura 4.25 está representado o esquemático do sistema simulado no PSIM.

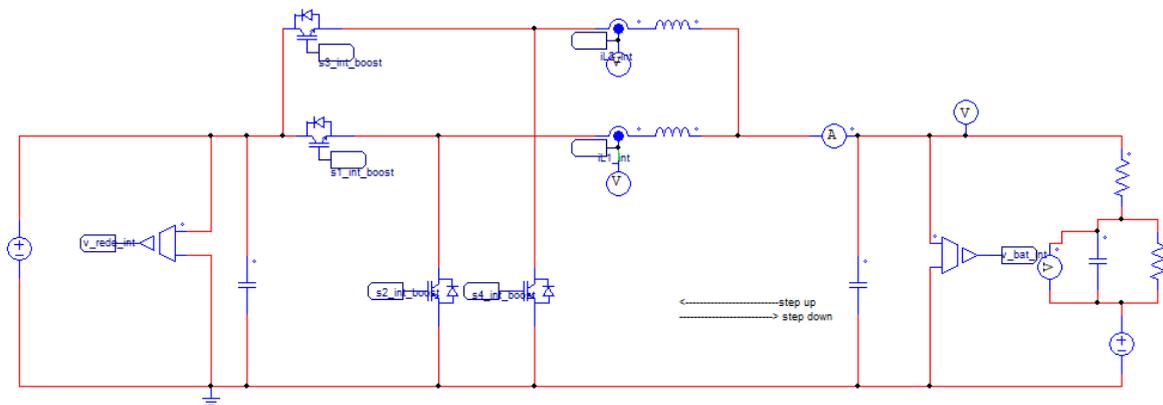


Figura 4.25 - Esquema elétrico do conversor *buck boost interleaved*.

#### 4.3.3.1 Modo *buck*

No seguimento do estudo do conversor CC-CC bidirecional, foi adicionado um novo braço e estudado os modos que o conversor pode adquirir. Iniciando pelo modo *buck*, modo que simula a carga da bateria, com a adição de um novo braço irá ser sujeito a uma comutação de dois semicondutores, que são os comutadores pares.

Na secção anterior, foi verificada a consequência da alteração do valor da bobina e tinha-se confirmado que uma bobina de 3,86 mH encurtava o pico da corrente em metade. No seguimento dessa simulação, os valores utilizados para as bobinas será de 3,86 mH. Para além desse ajuste, o valor de corrente de referência será, nesta fase inicial, metade do valor usado

no estudo do conversor no modo *buck*, traduzindo-se numa corrente de referência de 2,5 A para cada braço.

Quando comparando as formas de onda de ambos os conversores, é possível verificar que para o mesmo valor da bobina e uma corrente à saída do conversor igual, sendo que quando é percorrida pelas bobinas do *interleaved*, será metade, o valor de tensão na bateria é igual, sendo possível confirmar na figura 4.26 que ambas as ondas se sobrepõem, crescendo desde o valor inicial considerado para uma bateria descarregada de 2,8 V até à bateria estar carregada com um valor de tensão 3,7 V.

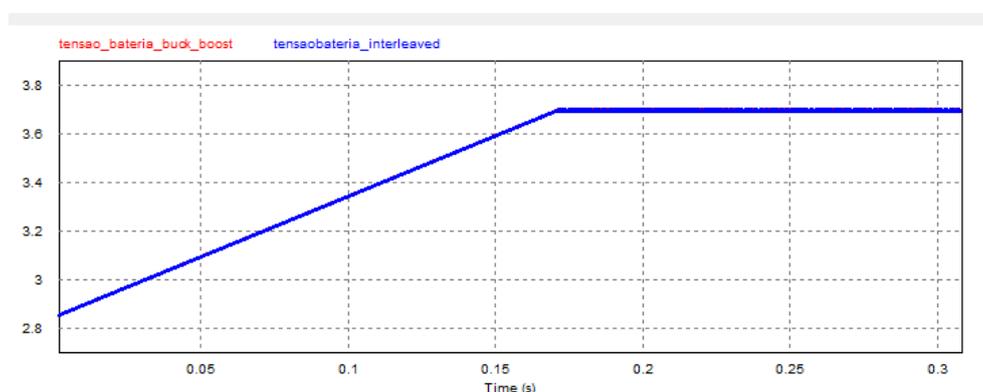


Figura 4.26- Comparação entre as formas de onda da tensão de ambos os conversores.

Após a verificação das tensões, foi estudado a forma de onda da corrente e a comutação dos semicondutores. Para além de verificar que as forma de onda da corrente tende para zero num momento muito semelhante, sendo que a corrente do conversor *interleaved* é ligeiramente mais rápida é ainda comprovado que os picos de corrente apesar de terem um valor de amplitude muito semelhante, possui uma frequência menor quando o conversor possui dois braços, sendo por isso uma melhoria relativa ao conversor em comparação. Em relação aos IGBTs em comutação, é possível confirmar que apenas os semicondutores com números ímpares comutam, sendo que na figura 4.27 não é visível o  $S_1$  do conversor *interleaved*, pois as formas de onda estão sobrepostas sendo, portanto, comprovado que ambos comutam ao mesmo tempo.

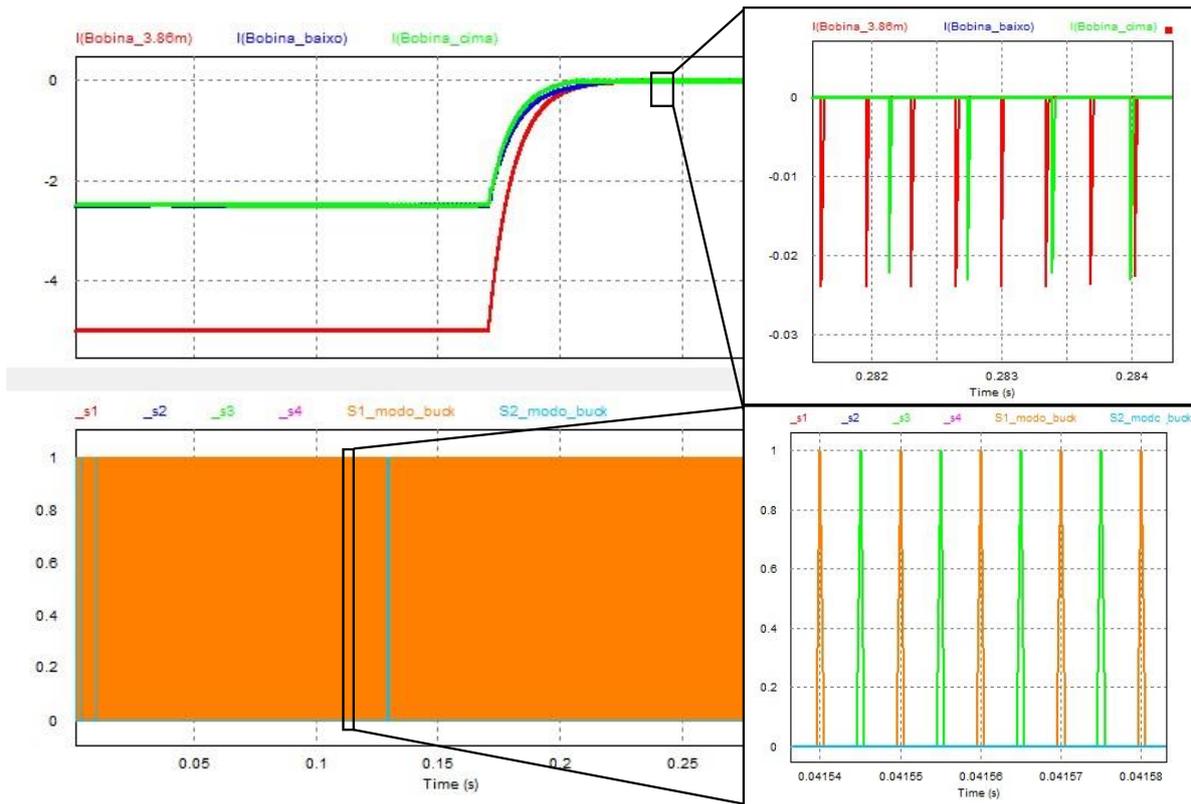


Figura 4.27 - Comparação entre as formas de onda dos conversores: no gráfico superior as correntes nas bobinas e no gráfico inferior as comutações dos IGBTs.

Ainda em relação às formas de onda da corrente, estas são desfasadas 180°, tal como acontece com a comutação dos IGBTs.

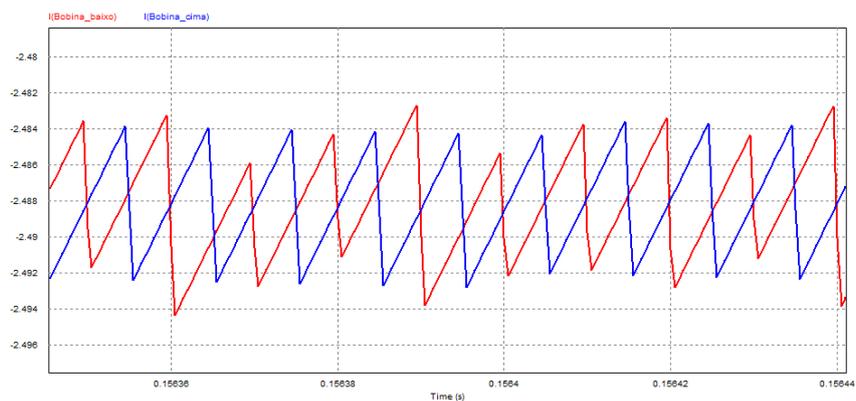


Figura 4.28 - Pormenor das formas de onda das correntes dos diferentes braços do conversor *buck boost interleaved*.

Quando alterada a corrente de referência e igualando em ambos os conversores, é esperado que a tensão da bateria no conversor *interleaved* aumente mais rapidamente. Este modo de funcionamento corresponde ao carregamento rápido que tem conquistado o mercado nos

últimos tempos e que corresponde à carga total da bateria num espaço de tempo inferior devido à intensidade da corrente ser maior. Para o estudo desta situação, o valor da bobina foi mantido e a corrente de referência utilizado foi 5 A.

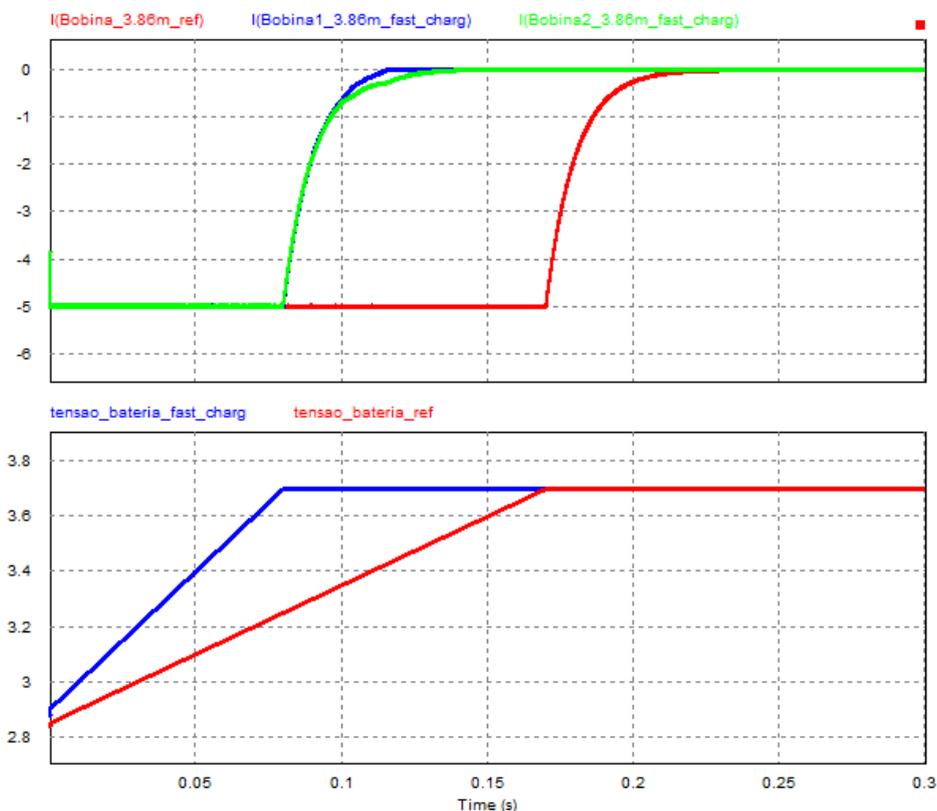


Figura 4.29 - Comparação entre as formas de onda da corrente e tensão, quando usada a mesma corrente de referência 5 A.

Após feita a simulação, o comportamento da bateria corresponde ao esperado, sendo que com uma corrente total correspondendo ao dobro da corrente de referência, o tempo de carga é cerca de metade como se pode confirmar na figura 4.29. Relativamente à comutação dos IGBT, essa mantém-se igual ao caso estudado anteriormente.

#### 4.3.3.2 Modo *Boost*

Ao serem adicionados os novos IGBTs, e sendo o modo *boost*, o modo equivalente à descarga da bateria, a corrente de referência foi também alterada para metade de modo a permitir que o tempo que a bateria demora a descarregar seja semelhante ao modo estudado, isto porque uma das consequências diretas da adição de um braço consiste na divisão da corrente, e tendo

em conta que foram ajustados para se parecerem o mais possível, a corrente passará a ser metade da corrente de saída da bateria.

Inicialmente simulou-se a corrente de referência de 2,5 A no conversor *interleaved* e 5 A para o conversor *boost*. Tal como é expectável, a tensão decresce a um ritmo semelhante. Como é possível comprovar na figura 4.30.

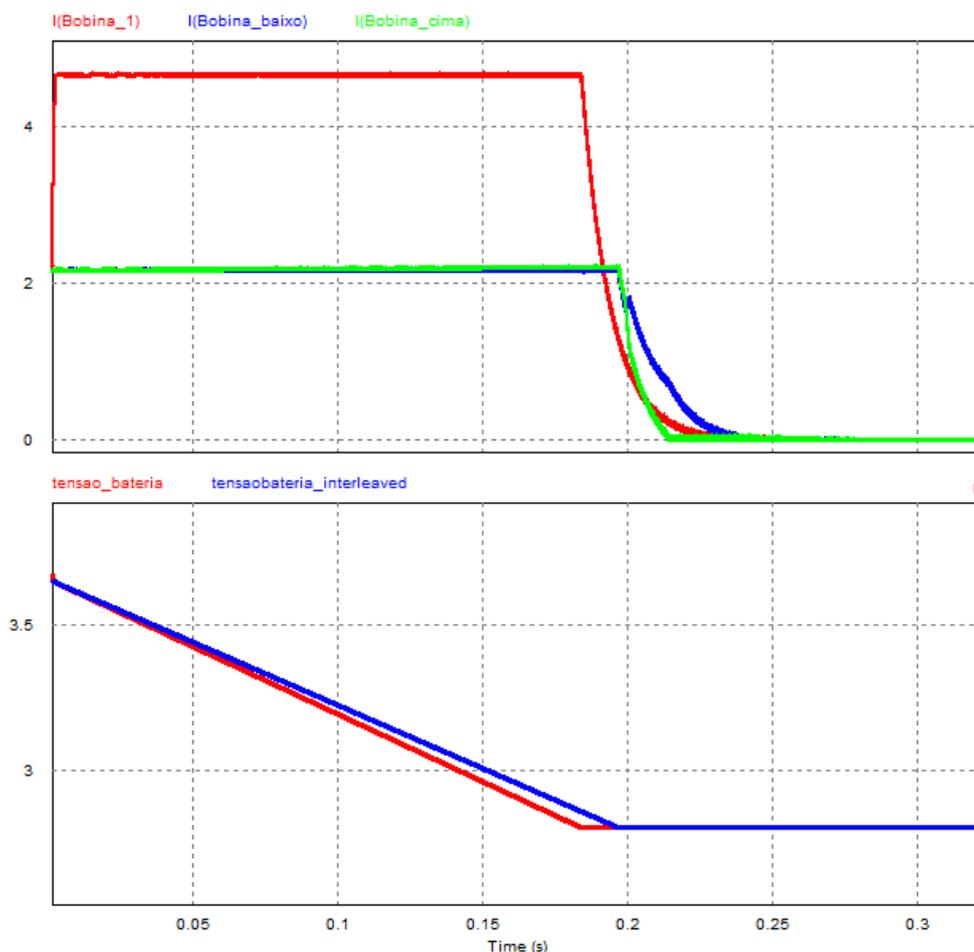


Figura 4.30 -Comparação entre as formas de onda da corrente e tensão, quando usada a corrente de referência 5 A para o conversor *buck boost* e a corrente de 2,5 A para o conversor *buck boost interleaved*.

Relativamente à comutação dos IGBTs é possível confirmar a sua alteração na figura 4.31 . No gráfico superior estão representadas as curvas dos semicondutores do conversor *buck-boost*, neste modo de funcionamento, apenas comuta o semiconductor par, já no gráfico inferior estão representadas todos os semicondutores, e é possível verificar que para além de apenas comutarem os semicondutores pares, comutam desfasados permitindo o efeito desejado. Ambos as curvas características foram verificadas no intervalo de tempo em que a bateria está a descarregar.

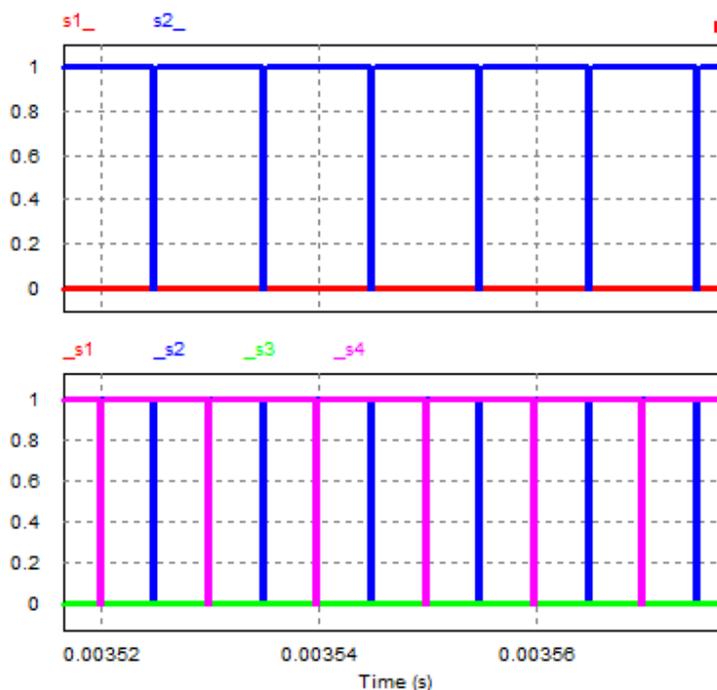


Figura 4.31 - Comparação entre a comutação dos semicondutores presentes no conversor *boost* (gráfico superior) e os semicondutores presentes no conversor *buck boost interleaved* (gráfico inferior).

Quando analisadas ao detalhe (Figura 4.32), as correntes das bobinas da topologia *interleaved* encontram-se desfasadas, sendo que quando uma incrementa, a outra decreta o que faz com que a soma de ambas resulte numa corrente total com um menor *ripple* comparativamente à corrente do conversor *buck-boost*.

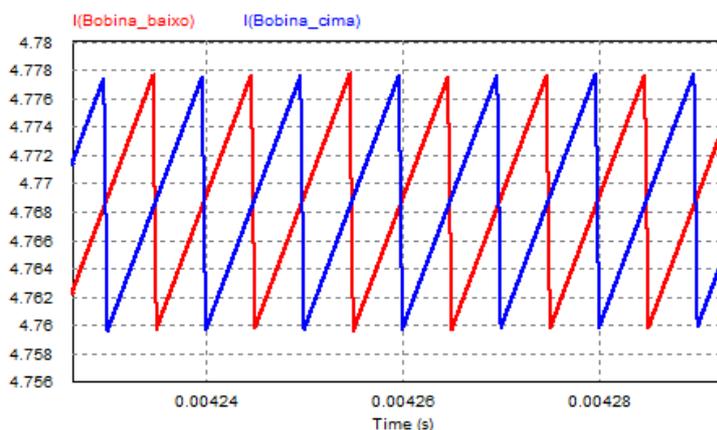


Figura 4.32 – Pormenor das formas de onda das correntes atravessadas nas bobinas do conversor *buck boost interleaved*.

Na figura 4.33 estão representadas as variações das correntes: a azul a variação da corrente do conversor *buck boost* que varia entre os 4,6587 A e os 4,6775 A correspondendo a uma

variação no eixo dos yy de 19 mA e a vermelho a variação da corrente de saída da bateria do conversor *buck boost* com topologia *interleaved* que varia entre 4,335 A e os 4,3487 correspondente a uma variação no eixo dos yy de 13,7 mA.

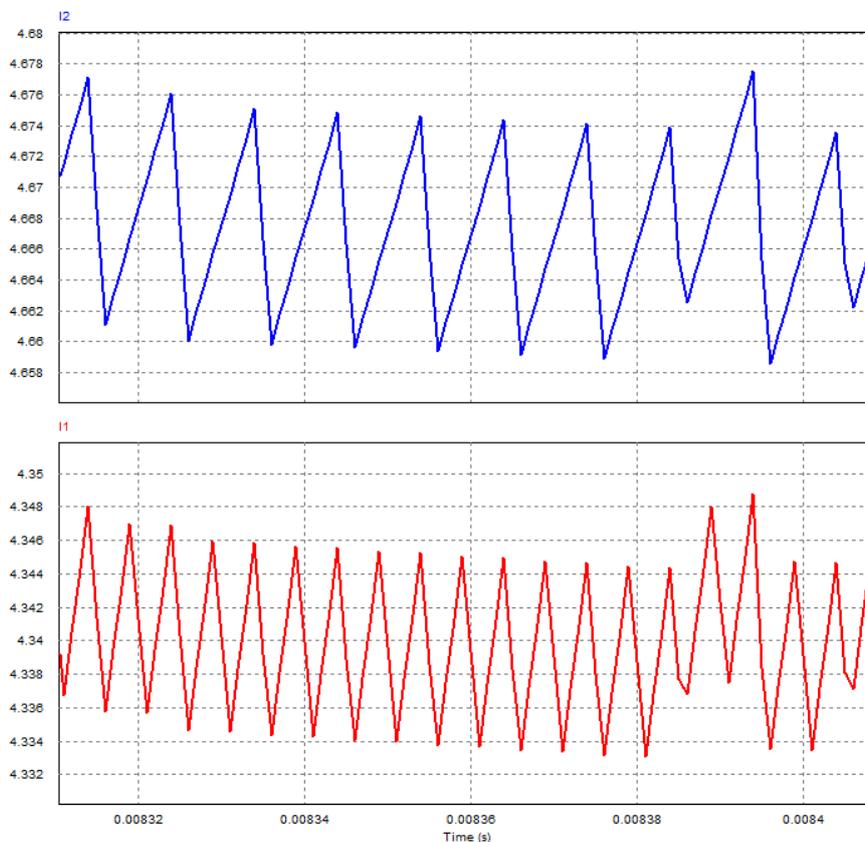


Figura 4.33 - Comparação entre as formas de onda de corrente à saída conversor: a azul a corrente do conversor *buck boost* e a vermelho a corrente do conversor *buck boost interleaved*.

No caso da corrente de referência ser igual para ambos os conversores, confirma-se o decréscimo de tensão muito mais acentuado na topologia *interleaved*, o que resulta num tempo inferior para a descarga e a corrente manter-se constante durante um período de tempo inferior, como é possível confirmar na figura 4.34. Com esta figura é possível confirmar que é possível ter diferentes valores de corrente de referência que poderão ser utilizados consoante o tempo desejado para a descarga da bateria e conseqüentemente carga do sistema.

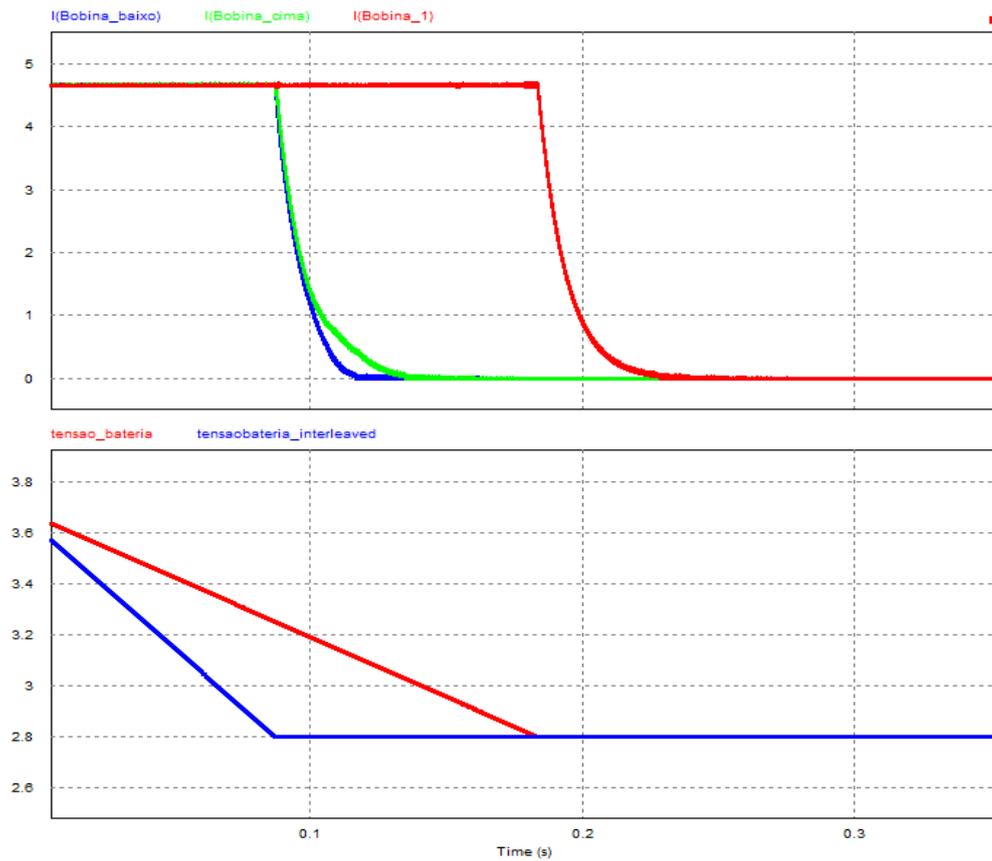


Figura 4.34 - Verificação da consequência nas formas de onda da tensão, quando a corrente de referência é igual para todos os braços.

## 4.4 Conclusão

Ao longo deste capítulo foram simulados vários conversores, observadas várias curvas características e tiradas algumas conclusões.

Começou-se por estudar o conversor *boost* sendo que se destacam dois momentos do estudo deste conversor: o conversor *boost* convencional e o *boost interleaved*. Estes dois conversores foram comparados de forma a prever o comportamento de cada um e ver as melhorias que o conversor *interleaved* apresentava comparativamente ao outro conversor em estudo. Foi possível verificar que os cálculos dos componentes formavam um aspeto importante na implementação do conversor, sendo que os valores que haviam sido predefinidos de tensão e corrente se verificavam e comportavam consoante o previsto. Em comparação ao conversor convencional, o conversor *boost interleaved* apresentava uma melhor tensão de saída, com um *ripple* produzido sendo cerca de metade. A corrente atravessada pela bobina era inferior quando adicionada uma nova bobina resultando também numa corrente

produzida pelo painel mais constante. Esta simulação termina com o estudo do algoritmo de controlo MPPT perturbação e observação que permitiu extrair a potência máxima do painel consoante diferentes condições de simulação que representavam diferentes condições atmosféricas.

Seguiu-se o ambiente computacional do conversor *buck boost* em comparação com o conversor *buck boost interleaved*. Este conversor, devido à bidireccionalidade do mesmo, teve necessidade do estudo de diferentes modos: modo *buck* correspondente à carga da bateria e o modo *boost*, correspondente à sua descarga. A bateria foi simulada utilizando o modelo de *Thevenin*, Para além da comparação dos conversores, foram ainda verificadas as consequências da alteração de valores dos elementos indutivos do sistema e da corrente de referência, sendo possível observar a categoria de *fast charging* do conversor.

Após o estudo de todos os conversores, conclui-se que a topologia *interleaved* apresenta melhorias relativamente às topologias convencionais, sendo por isso a topologia que será implementada em ambiente laboratorial.

## Capítulo 5

### Desenvolvimento do Protótipo da Topologia Proposta

#### 5.1 Introdução

Em todas as aplicações de eletrónica de potência é importante considerar as características elétricas assim como muitos outros parâmetros, à partida não considerados tão relevantes como as características térmicas, mecânicas, as suas dimensões e a sua disposição de forma a tirar o máximo partido do espaço disponibilizado. Ao longo deste capítulo é descrito todo o desenvolvimento do protótipo proposto, incluindo todo o *hardware* de potência e todos os sistemas de controlo.

Começando pelo *hardware* de potência, serão detalhados todos os componentes utilizados juntamente com as suas principais características, seguindo-se dos sistemas de controlo que foram necessários, o que se traduz no condicionamento de sinal, circuito de drive e sensores utilizados. São ainda apresentados o dimensionamento de diferentes componentes, quer na parte do *hardware*, como no controlo e apresentado com algum detalhe o DSP utilizado.

Este capítulo termina com a inclusão de todos os subsistemas numa PCB compactada de forma eficiente, concluindo todo o *hardware* do protótipo laboratorial idealizado.

#### 5.2 *Hardware* de Potência

Neste subcapítulo serão descritos todos os componentes de potência utilizados para a implementação do conversor CC-CC *boost interleaved*.

Inicialmente serão selecionados os componentes tendo em conta as suas principais características. Esta seleção teve em conta os componentes que estavam disponíveis no GEPE como forma de limitar a sua gama de escolha e facilidade de obtenção dos mesmos, o que influenciou alguns valores em comparação com a simulação.

Relativamente ao *hardware* de potência, este é constituído pelos semicondutores, díodos de potência, bobinas e condensadores. Esta é a secção que detalha cada um deles.

### 5.2.1 Semicondutores de Potência

Uma das partes essenciais do circuito de potência são os semicondutores de potência. Como foi possível verificar no capítulo anterior, no caso do conversor *boost interleaved*, serão necessários dois IGBTs e dois díodos de potência. Os componentes selecionados para o desenvolvimento deste projeto foram o IGBT FGA25N120 do fabricante *FAIRCHILD SEMICONDUCTOR* [49] como semicondutor comutável e o díodo de potência BYT60P -1000 cujo fabricante é o *STMicroelectronics* [50]. Relativamente ao conversor bidirecional *interleaved*, os semicondutores utilizados serão apenas IGBTs sendo necessários quatro para o efeito desejado.

Descrevendo o díodo de potência utilizado, é considerado um díodo de recuperação rápida o que se traduz num tempo de recuperação muito baixo (50 ns), perdas de mudança muito baixas, e um baixo ruído a desligar. Possui uma tensão de pico de 1000 V e é capaz de suportar correntes de 60 A. É ideal para um funcionamento de *free-wheeling* em conversores ou circuitos de controlo para motores [50].

Relativamente ao IGBT usado é seguro dizer que é um IGBT de alta tensão e alta corrente, podendo ser usado para valores de tensão até 1200 V e de corrente até 50 A com uma temperatura constante de 25 °C. Este IGBT consegue ainda lidar com picos de corrente até 90 A, sendo por isso ideal para aplicações onde podem ocorrer picos de tensão ou corrente. Apresenta um encapsulamento TO-3P e permite uma dissipação de potência de 312 W para uma temperatura constante de 25 °C [49].

De forma a proteger o IGBT dos picos de tensão e garantir o seu bom funcionamento, foram colocados dois díodos de *zener* de 16 V e uma resistência de *pull down* de 1 kΩ entre a *gate* e a *source* do IGBT que certifica uma tensão nula para os valores lógicos baixos do PWM. Relativamente à resistência de gate, foi feito um cálculo que relacionava a tensão aplicada na *gate* do IGBT e o pico máximo de corrente que o driver é capaz de suportar. O esquema elétrico do sistema de proteção encontra-se na figura 5.1 .

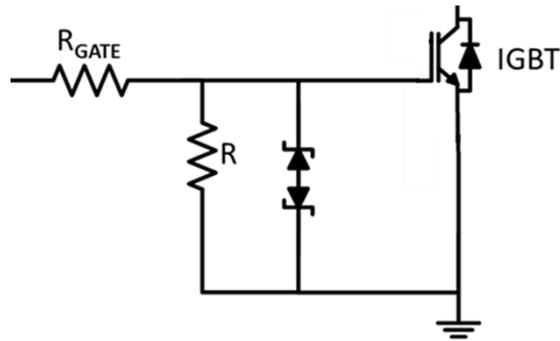


Figura 5.1 - Proteção de *gate* do IGBT [49].

### 5.2.2 Elementos indutivos do Conversor CC-CC

A bobina presente no conversor é responsável por elevar a tensão de saída através de uma tensão induzida pela variação de corrente. No caso do conversor utilizado e ao facto de ele possuir dois braços, serão necessárias duas bobinas de acoplamento.

O valor utilizado aquando das simulações foi de 1,93 mH e foi tentado usar um valor próximo de forma a que os resultados reais se assemelhassem aos resultados obtidos em ambiente de simulação, mas devido à indisponibilidade no laboratório, foram usadas bobinas cuja impedância estaria entre os 587  $\mu$ H e os 611  $\mu$ H para uma frequência de 20 kHz. A fotografia das bobinas utilizadas encontra-se na figura 5.2.



Figura 5.2 - Bobinas utilizadas no conversor *boost interleaved*.

De forma a garantir o valor da indutância perante diferentes frequências, foi submetida a testes numa ponte RLC no qual se determinou a variação da indutância das bobinas para diferentes frequências de comutação e cujos resultados podem ser observados na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Variação do valor de indutância das bobinas consoante diferentes frequências

| Frequência | Bobina 1             | Bobina 2             |
|------------|----------------------|----------------------|
| 20 kHz     | 587,10 $\mu\text{H}$ | 611,85 $\mu\text{H}$ |
| 40 kHz     | 568,60 $\mu\text{H}$ | 585,40 $\mu\text{H}$ |
| 100 kHz    | 547,78 $\mu\text{H}$ | 565,00 $\mu\text{H}$ |

Após a submissão à ponte RLC confirmou-se que as bobinas possuem valores de indutância ligeiramente diferentes, o que influencia a sua capacidade de armazenamento de energia, e a corrente atravessada por elas, fazendo com que um dos braços seja atravessado por mais corrente que o outro.

### 5.2.3 Elementos Capacitivos do Conversor CC-CC

O conversor *boost interleaved* possui dois condensadores de capacidade igual de forma a diminuir o *ripple* da tensão da entrada, que se encontra conectado ao painel solar fotovoltaico e o *ripple* da tensão de saída do conversor que estará conectado a uma resistência de 26  $\Omega$ . Os condensadores selecionados para satisfazer estas especificações foram dois condensadores MKP 1848 do fabricante *VISHAY* cuja capacidade é 20  $\mu\text{F}$  e a tensão máxima suportada é de 700V [51]. Este tipo de condensador possui um alto desempenho para filtrar tensões contínuas, ideal para usar em interfaces a energias renováveis, motores ou fontes de tensão [51]. Uma fotografia ilustrativa do condensador encontra-se na figura 5.3.

Figura 5.3 - Condensador de filme utilizado para redução do *ripple*.

## 5.3 Sistema de Controlo

De forma a dar apoio ao *hardware* desenvolvido e facilitando a interface entre ambos, surge o sistema de controlo. Constituído por um DSP que permite comandar o processo responsável pelo correto funcionamento do sistema, um sistema de condicionamento de sinal, traduzindo valores dos sensores, em valores reconhecidos pelo DSP e o circuito de *drive* fazendo o contrário. É ainda detalhado os valores de componentes utilizados, assim como cálculos necessários.

### 5.3.1 Digital Signal Processor

Começando por descrever o microcontrolador utilizado, este foi um TMS320F28027 do fabricante *Texas Instruments*, capaz de processar os sinais em tempo real. Através da utilização do DSP é possível que os IGBTs comutem em diferentes modos consoante o pretendido pelo conversor.

Relativamente às suas especificações, é um processador de 32 bits com um *clock* interno de 60 MHz, 12 KB de memória *Random Access Memory* (RAM), 64 KB de memória flash, 7 canais de ADC e 8 canais de PWM [52]. Uma imagem representativa encontra-se na figura 5.4.



Figura 5.4 - placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F8027F C200.

De forma a controlar os IGBTs é implementada a teoria de controlo de MPPT através da linguagem C e do *integrated development environment* (IDE) *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*. Inicialmente são configurados os *ADCs*, *Timers* e *PWMs* assim como a inicialização de diferentes variáveis. Após as configurações, o código entra num ciclo infinito

onde estará sempre a ler e a atualizar as variáveis lidas dos sensores de tensão e corrente para posteriormente tratá-los através da função de MPPT cujo fluxograma encontra-se representado na figura 3.12 . A frequência de comutação utilizada é 20 kHz e o fluxograma simplificado do código implementado no DSP encontra-se na figura 5.5.

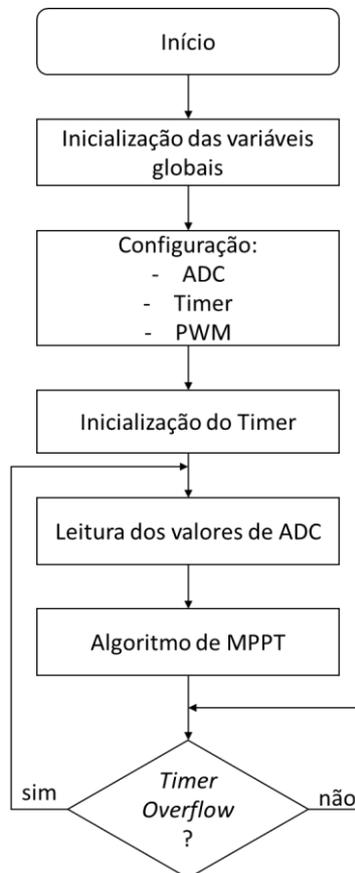


Figura 5.5 - Fluxograma do código utilizado no DSP.

### 5.3.2 Condicionamento de Sinal

Após a aquisição dos sinais por parte dos sensores, é necessário transformá-los em valores de tensão que possam ser lidos pelo DSP que significa que serão transformados em valores de tensão compreendidos entre 0 V e 3,3 V.

Nesta etapa, foram criadas duas soluções visto existirem dois pontos diferentes. No caso do conversor *boost interleaved* ligado ao painel solar, a tensão será sempre positiva, pois em caso de ausência de produção de energia elétrica pelo painel, a tensão será nula, nunca diminuindo desse valor. Para esta situação, a obtenção do valor de tensão será dado através de um divisor resistivo que permitirá a obtenção da tensão pretendida, um seguidor de tensão que não

representa nenhum ganho ao circuito e que permite de uma certa forma isolar graças à alta impedância que introduz, um filtro passivo e um diodo de *zener* que servirá como proteção extra para o ADC. O circuito descrito encontra-se representado na figura 5.6.

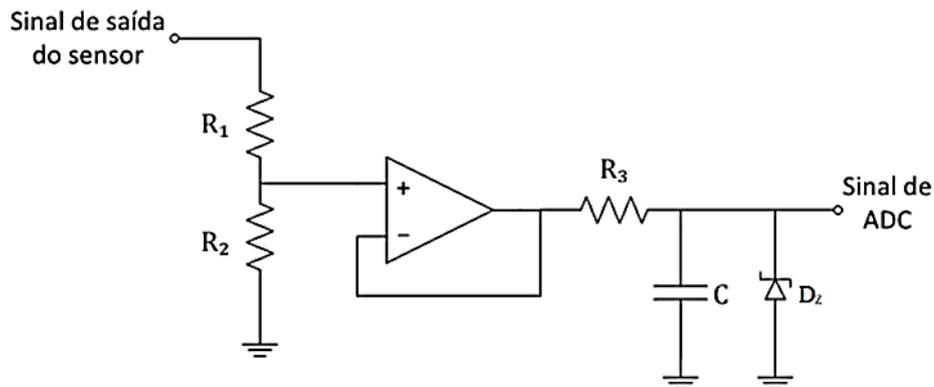


Figura 5.6 - Seguidor de tensão, filtro passivo e diodo de *zener* de proteção dos ADCs.

Relativamente aos tipos e valores dos componentes utilizados, o filtro passivo é constituído por uma resistência ( $R_3$ ) de 1 k $\Omega$  e um condensador de 100 nF formando uma frequência de corte de 1,6 kHz, o diodo de zener de 4,3 V e o amplificador operacional LM358 [53].

No que concerne ao divisor resistivo constituído pelas resistências  $R_1$  e  $R_2$  existem dois pares de valores: uns para o sensor de tensão, que tal como será calculado no ponto 5.3.4, sabe-se que  $R_m$ , equivalente ao  $R_2$ , será de 120  $\Omega$  e que  $R_1$  será de 30  $\Omega$ ; já para os sensores de corrente, cuja saída terá um valor máximo de 5 V,  $R_1$  será equivalente a 1,5  $R_2$ , presumindo  $R_1$  com um valor de 100  $\Omega$ ,  $R_2$  terá um valor de 150  $\Omega$ .

Para o conversor bidirecional *interleaved* são também usados dois circuitos como os da figura 5.6 que serão ligados aos sensores de tensão, porque tal como foi descrito anteriormente, a tensão nunca será negativa, pois é considerada uma rede CC. No entanto, devido à bidireccionalidade do conversor, a corrente percorrerá dois sentidos: um sentido positivo convencionalmente para o carregamento das baterias e um sentido negativo, inverso que corresponde ao descarregamento das baterias e para tal o circuito implementado teria de permitir o ajuste dos ganhos para uma gama de leitura dos ADC.

O esquema elétrico do circuito utilizado encontra-se na figura 5.7.

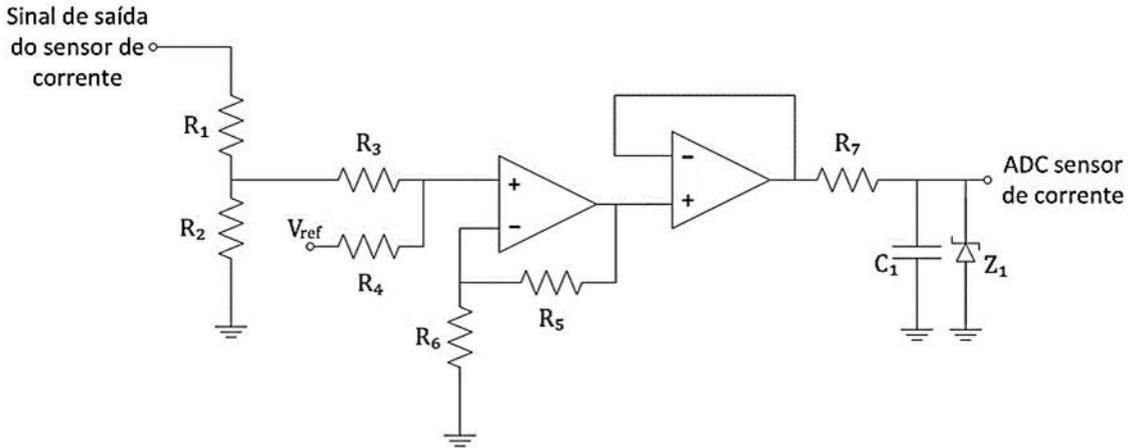


Figura 5.7 - Esquema elétrico do circuito somador não inversor para o condicionamento de sinal proveniente dos sensores.

A tensão  $V_{ref}$  permite a criação de um offset e as resistências  $R_1$  e  $R_2$  permitem o ajuste da tensão de saída dos sensores para valores de tensão que sejam possíveis ler com o ADC.

A tensão de saída, valor que será lido pelo ADC, é dada pela expressão 5.1

$$v_{ADC} = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \left(\frac{v_1 V_{ref}}{\frac{R_3}{R_4}}\right) \quad (5.1)$$

### 5.3.3 Placa de Driver

Para que seja possível a união entre o circuito de controlo e o circuito de potência é necessário garantir o isolamento galvânico entre ambos, isto porque enquanto o condicionamento de sinal trabalha com pequenas tensões, o andar de potência atinge médias tensões, mas que seriam o suficiente para danificar o circuito de condicionamento de sinal ou a placa utilizada.

Uma forma de garantir o isolamento galvânico é com ADUM3223. Este dispositivo possui quatro drivers de meia ponte isolados que permite fornecer saídas independentes e isoladas do alto de baixa e alta tensão. Possui elevada velocidade da tecnologia CMOS e operam com uma alimentação que varia entre 3,0 V e 5,5 V permitindo a compatibilidade com sistemas de baixa tensão[54]. Para a sua alimentação foi utilizado o TMA 0515D da *Traco Power* que consiste num conversor CC/CC de 1W cuja área é de apenas 1,2 cm<sup>2</sup> que utiliza tecnologia SMD, cujo package é um SIP-6.

Ainda acerca do ADUM 3223, a diferença de tensão entre a tensão baixa e a tensão alta pode atingir os 700 V de pico. De forma a diminuir os componentes utilizados e consequentemente o espaço ocupado, foi apenas utilizado dois ADUM 3223 no conversor bidirecional *interleaved* utilizando o modo de operação *Boot-strap* pois este dispositivo para além de ser adequado para este modo de funcionamento permite que seja alimentado por apenas um componente poupando assim nos recursos.

Neste modo de operação, presente na figura 5.8, o condensador  $C_A$  funciona como elemento armazenador de energia e é carregado sempre que o IGBT do lado inferior é fechado, fazendo curto circuito entre  $GND_A$  e  $GND_B$ . Durante o carregamento de  $C_A$ , é recomendável manter a variação da tensão sobre a variação de tempo abaixo de  $10\text{ V}/\mu\text{s}$ . A forma de controlo consiste numa resistência  $R_{BOOT}$  colocada em série, que pode ser calculada através da expressão:

$$R_{BOOT} = \frac{V_{DDA} - V_{DBOOT}}{C_A \, dv/dt} = \frac{15 - 1}{10 \, \mu\text{F} \cdot 10 \text{ V}/\mu\text{s}} = 0.14 \, \Omega \quad (5.2)$$

Como não existe uma resistência com esse valor, e tendo em conta que no *datasheet* afirma que esta resistência pode ser ignorada, foi utilizada uma resistência de  $0\Omega$ [54].

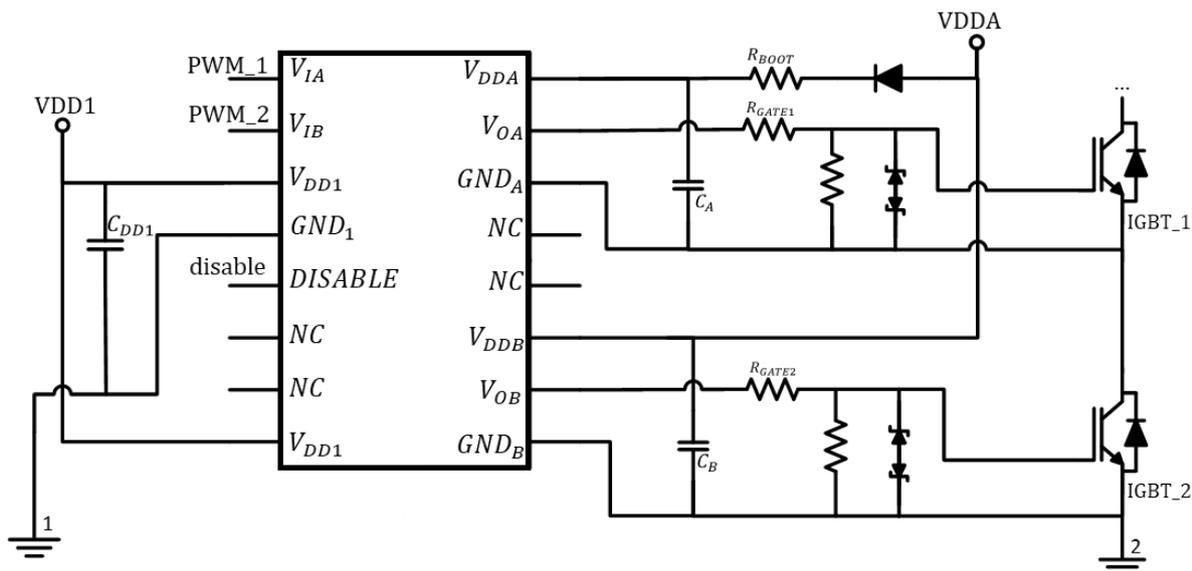


Figura 5.8 – Circuito de *Bootstrap* modo de operação em meia ponte.

Este componente possui ainda uma entrada de *disable* que permite a cessação de funções quando ativada devido a algum erro no sistema. A resolução de erros foi feita através de *firmware*.

Para o conversor CC-CC *boost interleaved* apenas foi utilizado um IGBT o que permitia o uso de um componente com características semelhantes, diferenciado no número de entradas de PWM e conseqüentemente no número de saídas. O ADUM3223 foi utilizado de forma a manter o *hardware* semelhante entre ambos os conversores, já que o conversor bidirecional *interleaved* necessitaria do dobro dos semicondutores de potências e o modo de operação demonstrado na figura 5.8.

### 5.3.4 Sensor de Tensão

Uma das formas de obter o MPPT, será calculando a potência instantânea produzida pelo painel, o que pode ser calculada com recurso a sensores de tensão e corrente que depois permitem o cálculo da potência. Os sensores de tensão utilizados são os CYHVS5-25A com efeito Hall, baseado no princípio da compensação magnética. É eletricamente isolado e pode ser utilizado em tensão contínua como em tensão alternada.

O seu princípio de funcionamento consiste no campo magnético gerado pela corrente percorrida  $I_p$  quando a tensão é aplicada aos terminais positivo e negativo através da resistência  $R_i$ . O campo magnético é compensado pelo campo magnético reverso causado pela corrente na bobina secundária,  $I_s$  do lado secundário. Graças à capacidade eletromagnética do sensor, é possível obter assim a tensão de saída.

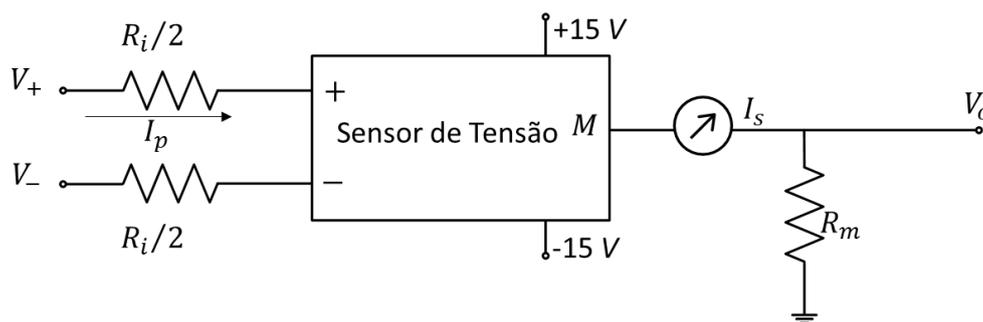


Figura 5.9 - Esquema da montagem de um sensor de Tensão.

A resistência  $R_i$  deve ser calculada de forma que a tensão nominal de entrada não ultrapasse os 5 mA de forma a obter uma precisão de medição ideal. O sensor é ainda ideal para medir tensões até aos 1500V, sendo que a resistência primária deverá ser considerada de forma a manter a temperatura de aquecimento a nível baixo para garantir a alta propriedade do

isolamento elétrico [55]. A tensão máxima que o sistema terá que suportar será a tensão de curto-circuito do painel solar da *Kyocera*, KC200 GHT-2 que segundo o seu *datasheet* corresponde a 32,9 V [56].

O seu cálculo é apresentado abaixo:

$$R_i = \frac{V_{MAX}}{I_p} = \frac{32,9 V}{5 mA} = 6580 \Omega \quad (5.3)$$

Como foram utilizadas duas resistências em série de forma a formar  $R_i$ , o valor de cada resistência seria de 3,3 k $\Omega$ , no entanto, de forma a dar margem para sobretensões, foram utilizadas duas resistências superiores, de valor 4,7 k $\Omega$  que permitiam uma leitura de valores até 47 V. Usando a lei de Joule para calcular a potência dissipada em cada resistência, verifica-se que esta terá um valor de 47 mW.

Relativamente à resistência de medida,  $R_m$ , resistência que permite a saída em tensão do sensor, visto que a sua saída é em corrente, é calculada através da expressão:

$$R_m = \frac{V_{ADC\_MAX}}{I_s} = \frac{3 V}{25 mA} = 120 \Omega \quad (5.4)$$

De notar que a tensão máxima permitida pelo ADC seria de 3,3 V, mas como forma de segurança e proteção da placa foi utilizado um valor inferior sendo por isso usados os 3V.

Após os cálculos feitos para as resistências, foi verificada a linearidade do sensor através da sua calibração. Para tal foram dados diferentes valores de tensão de entrada e certificada a tensão a ser medida pelo condicionamento de sinal. Na tabela abaixo encontra-se a variação dos valores de tensão de entrada e dos valores adquiridos pelo ADC.

Tabela 5.2 - Valores de tensão de entrada no sensor e o respetivo valor de tensão de saída

| Valor de tensão de entrada | Valor tensão à saída do sensor |
|----------------------------|--------------------------------|
| 0                          | 0,00242 V                      |
| 5 V                        | 0,4 V                          |
| 10 V                       | 0,768 V                        |
| 15 V                       | 1,134V                         |

Após a obtenção de diferentes valores é possível prever o comportamento do sensor matematicamente através da equação 5.5 e confirmada a sua linearidade no gráfico da figura 5.10:

$$y = 0,0753x + 0,0117 \quad (5.5)$$

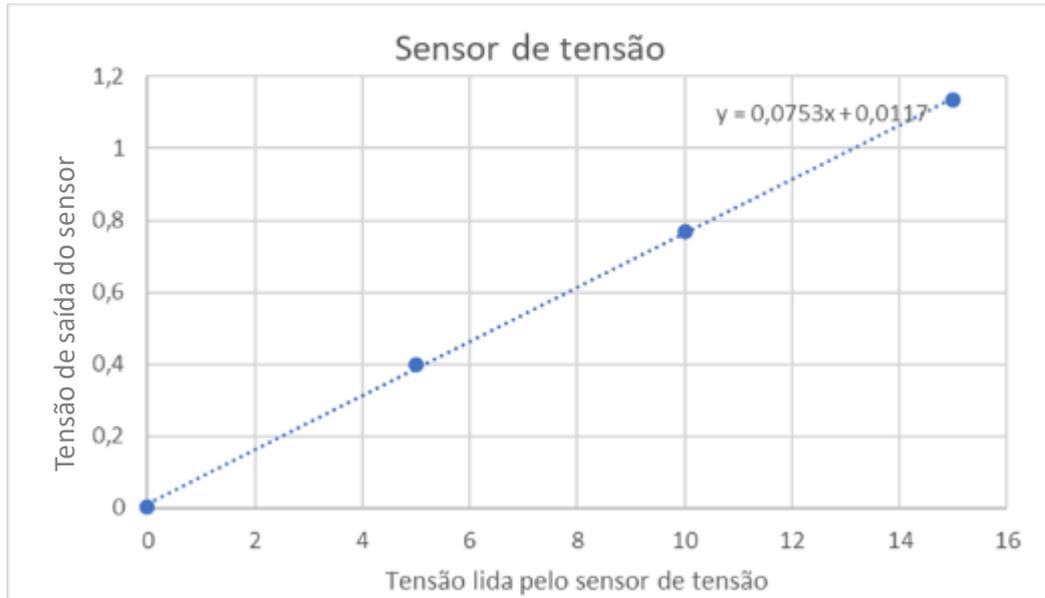


Figura 5.10 - Variação da tensão de entrada no sensor e da tensão no ADC.

### 5.3.5 Sensor de Corrente

Para que seja possível o correto funcionamento dos algoritmos de controlo é necessário a leitura dos valores da corrente. A forma utilizada foi através de sensores de corrente da LEM.

Este sensor de corrente possui uma tensão de alimentação unipolar, é compacto e ideal para o design de PCB, medição incorporada de resistência, possui acessibilidade à tensão interna de referência, para além de possuir uma excelente exatidão e uma ótima linearidade, um tempo de resposta otimizado, uma alta imunidade a interferências externas, para além da capacidade de leitura de correntes nominais de 15 A.

Possui 6 pinos de ligamento e dependo das ligações entre eles, obtém-se valores máximos de corrente que podem ser lidos.

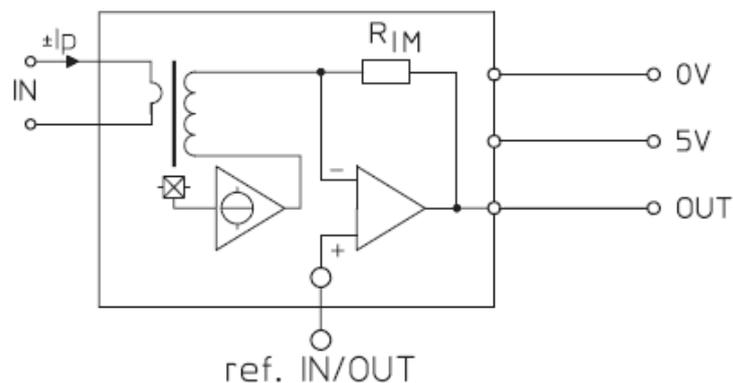


Figura 5.11 - sensor de corrente [57].

O sensor possui uma tensão de alimentação de 5 V e um offset de 2,5 V.

Dimensionando de forma a poder atingir uma corrente máxima de 7,5 A foi utilizada a configuração para a respetiva corrente [57].

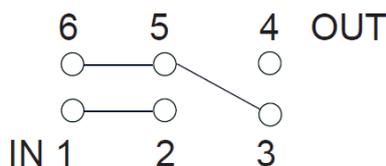


Figura 5.12 - ligação entre os pinos do sensor de corrente [57].

Para verificar a linearidade dos sensores e de forma a saber quais os valores da tensão de saída consoante a corrente atravessada pelo sensor, foram testados individualmente, retirando uma bobina ao circuito, forçando a corrente a percorrer o braço oposto. É importante salientar que as bobinas possuem valores de indutância diferentes, sendo por isso expectável que os valores de tensão sejam também diferentes.

Tabela 5.3 - Valores de corrente de entrada no sensor A e o respetivo valor de tensão de saída

| Corrente de entrada do sensor A | Valor tensão à saída do sensor A |
|---------------------------------|----------------------------------|
| 0,40 A                          | 2,473 V                          |
| 1,06 A                          | 2,423 V                          |
| 1,50 A                          | 2,385 V                          |
| 1,90 A                          | 2,352 V                          |
| 2,30 A                          | 2,319 V                          |

Tabela 5.4 -Valores de corrente de entrada no sensor B e o respetivo valor de tensão de saída.

| Corrente de entrada do sensor B | Valor tensão à saída do sensor B |
|---------------------------------|----------------------------------|
| 0,42 A                          | 2,479 V                          |
| 1,08 A                          | 2,419 V                          |
| 1,52 A                          | 2,381 V                          |
| 1,90 A                          | 2,349 V                          |
| 2,28 A                          | 2,315 V                          |

Após serem retirados vários pontos foi traçado um gráfico, representado na figura 5.13 e posteriormente equacionada a relação entre a corrente de entrada e a tensão de saída de cada sensor, presentes nas equações 5.6 e 5.7.

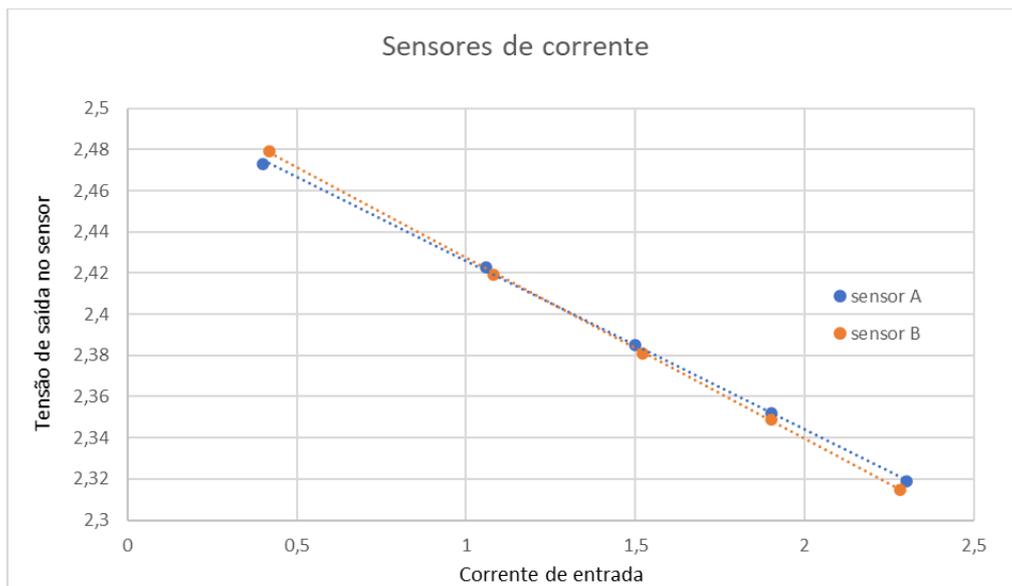


Figura 5.13 - Relação entre a tensão de saída nos sensores de corrente e a corrente à entrada do conversor: a azul o sensor A e a laranja o sensor B.

$$y = - 0,0878x + 2,515 \quad (5.6)$$

$$y = - 0,0815x + 2,5071 \quad (5.7)$$

## 5.4 Esquemático e Placa Desenvolvida

De forma a transformar tudo o que foi descrito acima e uma forma de criar a PCB, foi usando um programa para esse efeito denominado *PADS PCB Design Software* da *Mentor Graphics Community* que inclui o *PADS logic* para o desenho do esquemático e o *PADS layout* para a disposição dos componentes, assim como a criação das vias de forma a criar o layout da PCB.

Para facilitar a visualização do esquemático, este foi dividido em duas figuras, uma que possui o esquemático completo, figura 5.14, incluído todos os conectores, e outra detalhando partes do esquemático, destacando um condicionamento de sinal, um ADUM 3223 e o conversor, figura 5.15.

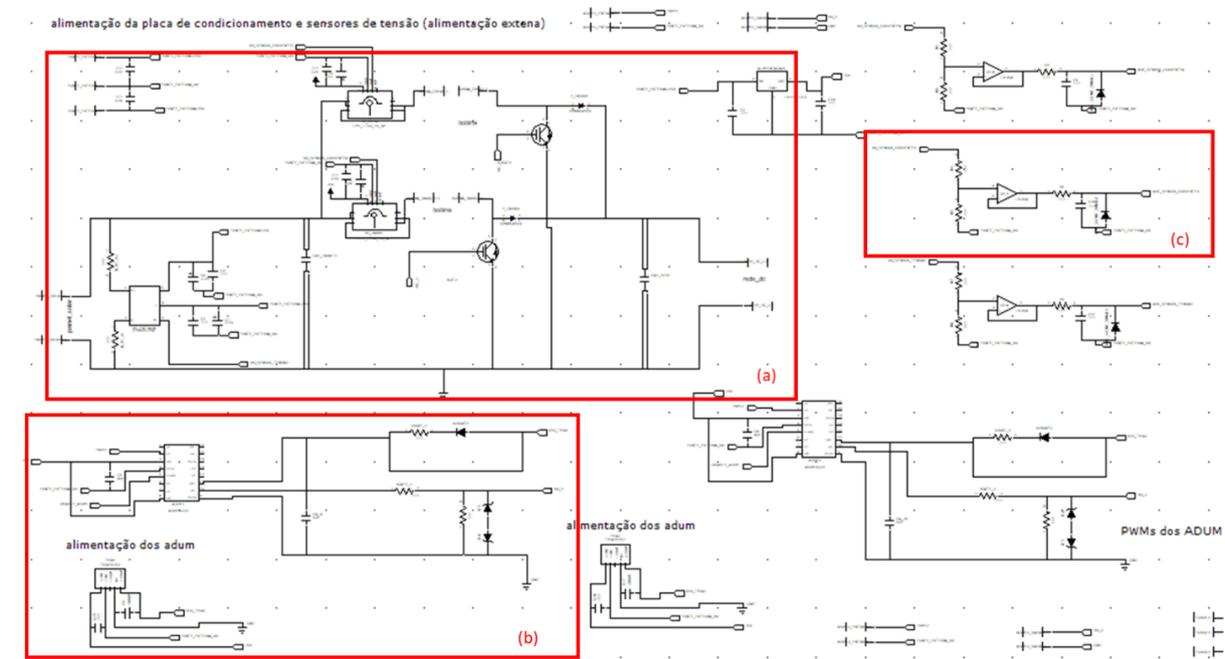


Figura 5.14 - Esquemático de todo o sistema implementado no *PADS schematics*.

A figura 5.15 mostra com maior detalhe algumas partes do esquemático implementado, destacando-se em (a) o circuito de potência em (b) o circuito de driver e em (c) o condicionamento de sinal.

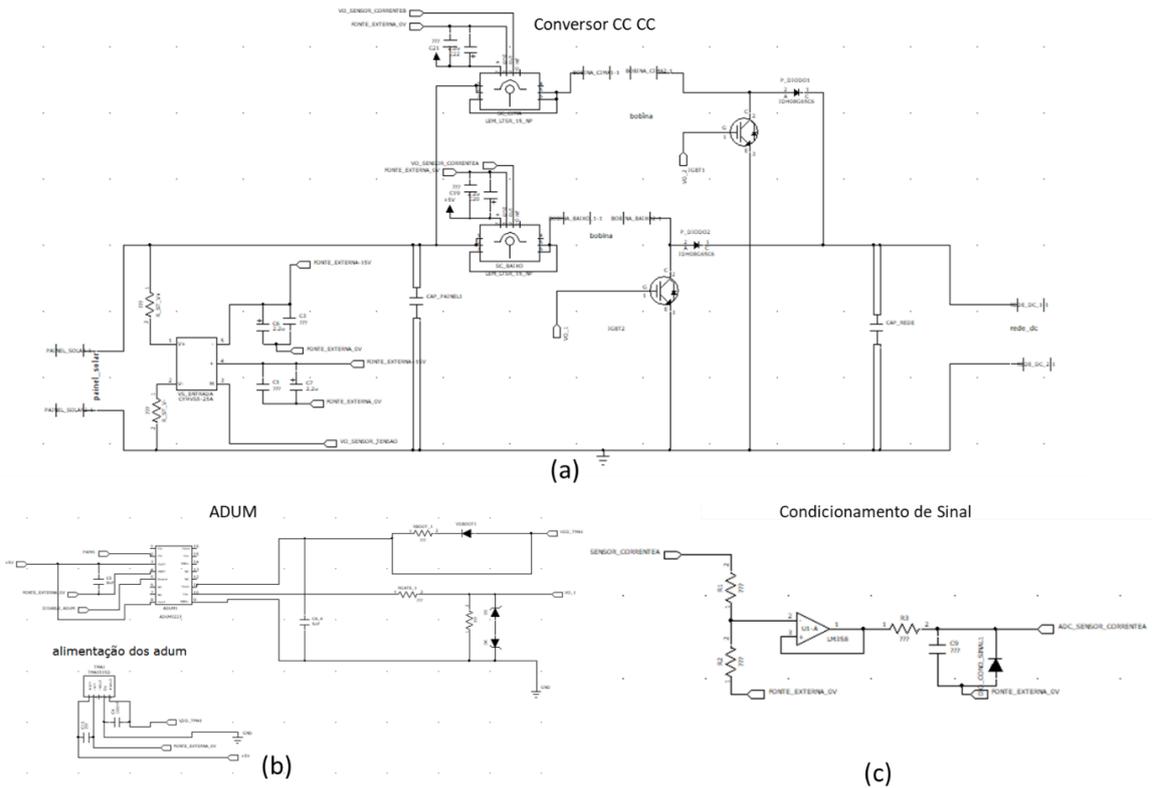


Figura 5.15 - Detalhes do esquemático do conversor *boost*: (a) conversor de potência, (b) circuito de *drive* e (c) circuito de condicionamento de sinal.

Para o design final da PCB, para além de ter tido em conta todos os componentes utilizados também foi estudada a melhor forma da sua disposição de tal maneira a que a área utilizada fosse a mais pequena possível. De salientar que todo o sistema utilizado encontra-se na mesma placa.

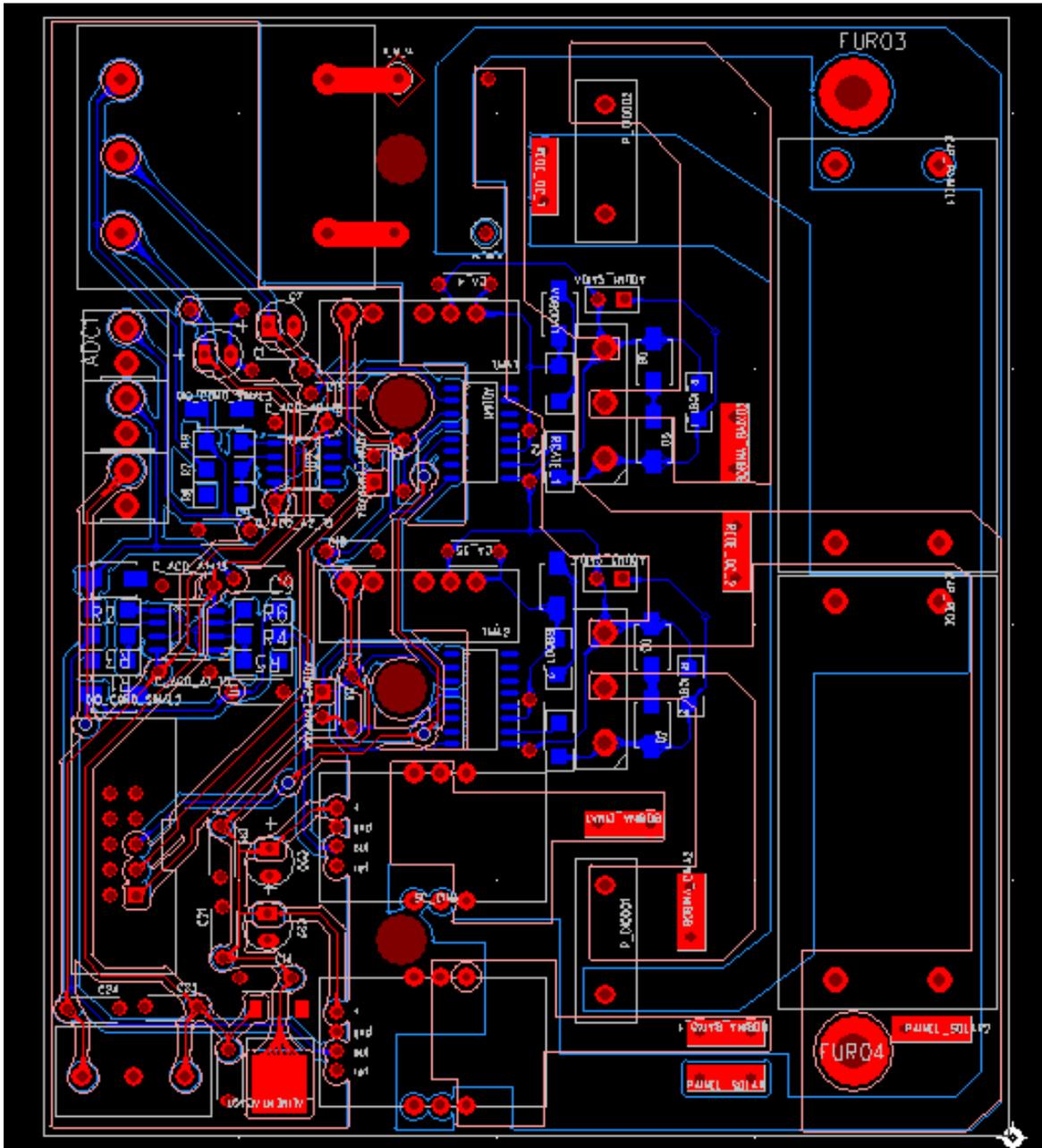


Figura 5.16 - Representação da distribuição dos componentes na PCB usando o *PADS layout*.

Após todo o processo de disposição, dimensionamento e desenho das pistas, conclui-se o design da PCB, sendo que esta só estaria terminada após a soldadura de todos os componentes descritos ao longo deste capítulo. O resultado final pode ser visto na figura 5.17, onde é possível verificar as duas faces da placa, a vista superior e a vista inferior.

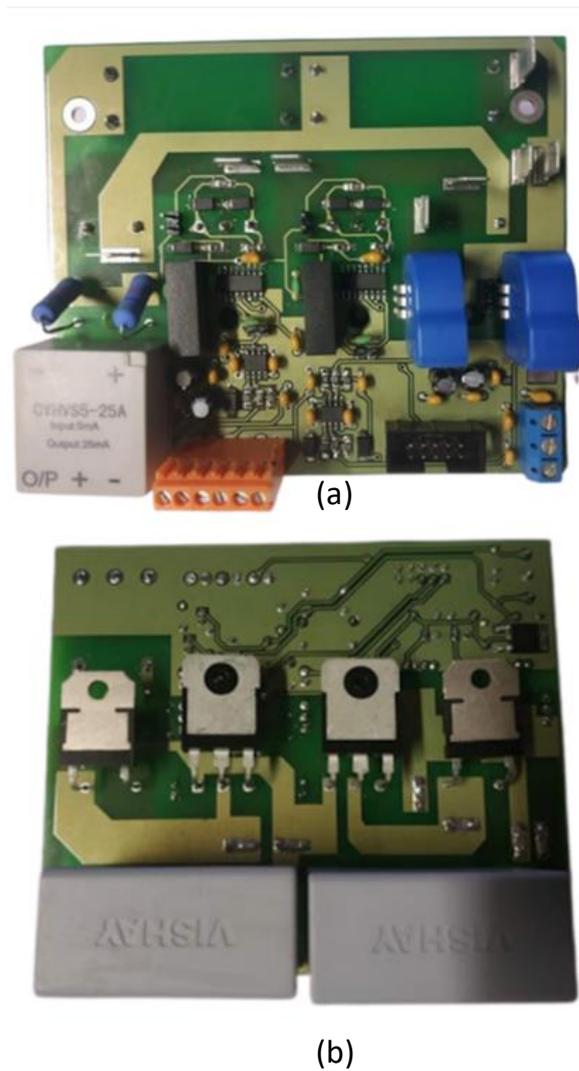


Figura 5.17 - Placa desenvolvida: (a) vista superior; (b) vista inferior.

Para além da PCB do conversor CC-CC *boost* para ligação ao painel solar, foi ainda desenhada uma PCB cuja funcionalidade seria a interface a baterias e que foi simulada anteriormente. Devido à situação pandémica, às limitações por ela causadas, seja a nível de acessos ao laboratório, à limitação a nível de matérias-primas foi optado apenas por proceder-se à impressão e montagem de uma PCB, sendo que a PCB do conversor CC-CC *buck-boost* foi desenhada, mas nunca evoluiu para futuros trabalhos na mesma.

Relativamente à PCB, foram tidos em conta todos os detalhes descritos anteriormente, como todo o circuito se encontrar na mesma placa, tentar manter as dimensões da placa anterior, apesar desta possuir mais componentes e nesse sentido ser ligeiramente maior. É possível ver o esquemático da PCB na figura 5.18.

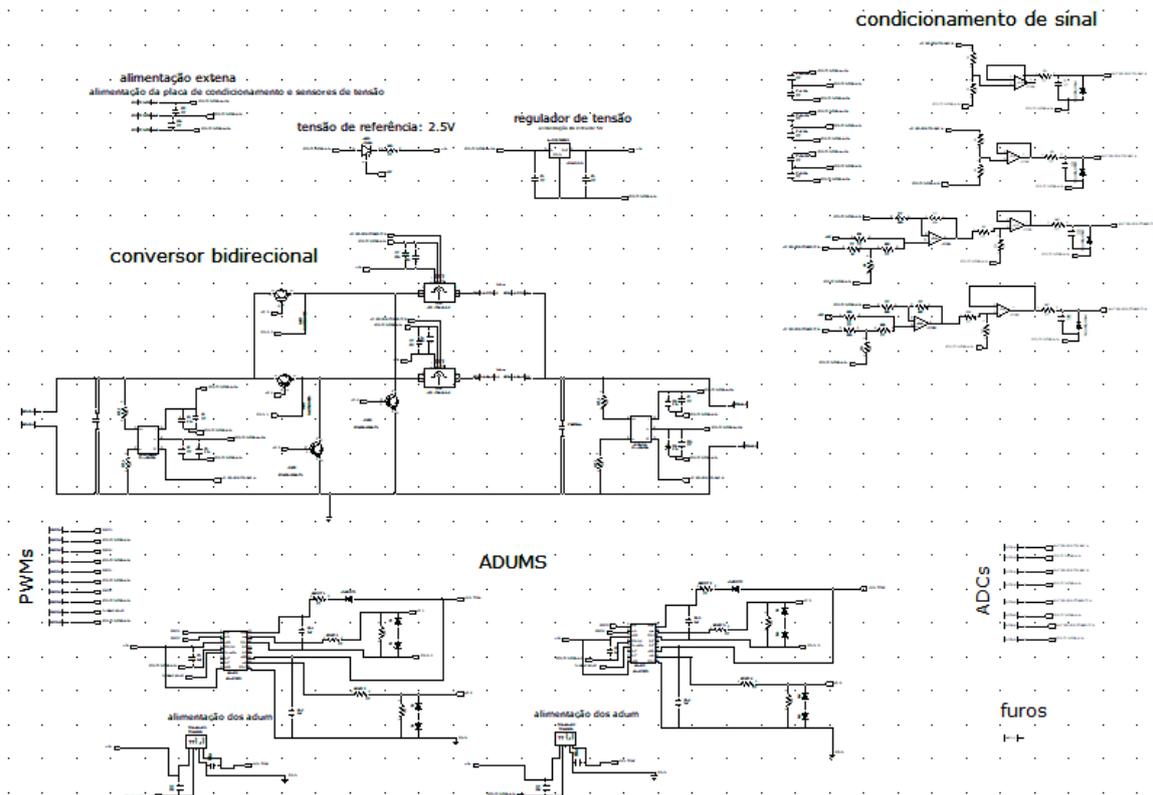


Figura 5.18 - Esquemático da PCB do conversor CC-CC *buck boost*.

De forma a tornar o esquemático mais visível e com maior detalhe, foi dividido em três subsecções, presentes na figura 5.19:(a) conversor de potência, (b) circuito de drive e (c) circuito de condicionamento de sinal.

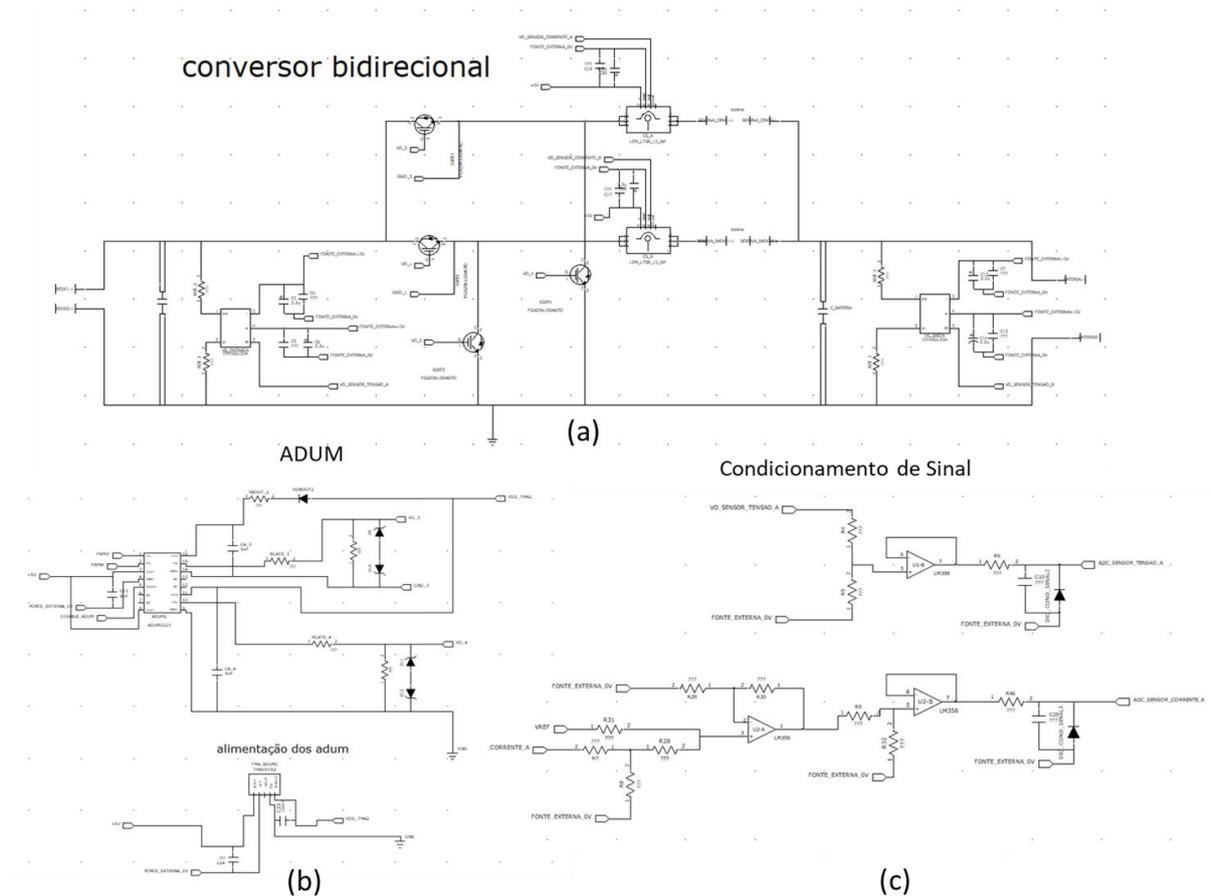


Figura 5.19 - Detalhes do esquemático do conversor buck-boost:  
 (a) conversor de potência, (b) circuito de drive e (c) circuito de condicionamento de sinal.

Após feito o esquemático, recorreu-se ao *PADS Layout* para fazer a PCB. O desenho final encontra-se na figura 5.20 .

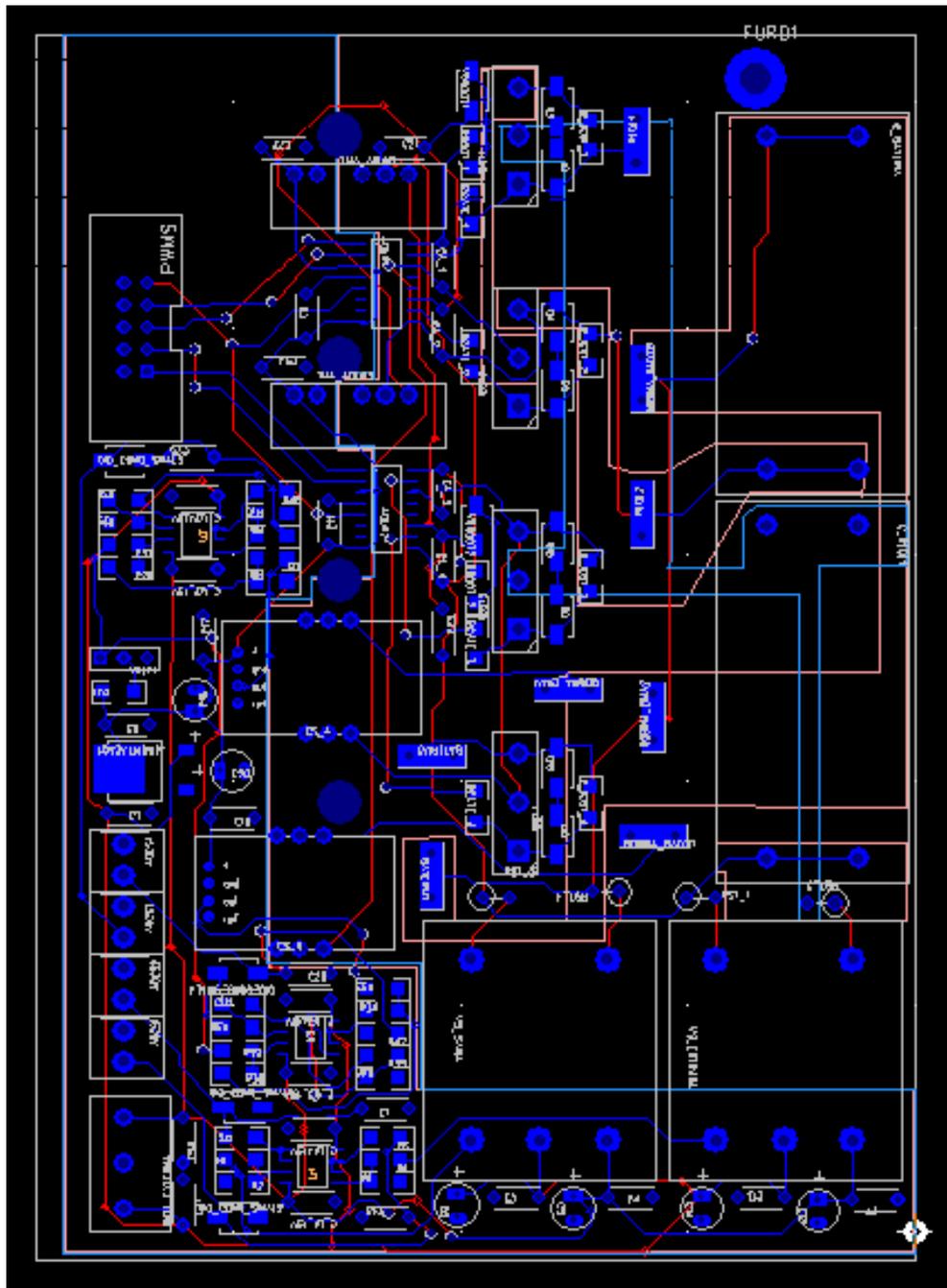


Figura 5.20 – Layout da PCB do conversor *buck boost*.

## 5.5 Conclusão

Este capítulo é responsável pela descrição da implementação dos conversores simulados anteriormente. Como ambos os conversores possuem muitos componentes com características semelhantes, estes foram selecionados de forma que ambos os conversores pudessem usufruir dos mesmos componentes.

Relativamente ao sistema completo, começou-se pelos elementos responsáveis pelo *hardware* de potência, onde foram detalhados os semicondutores de potência, no caso do conversor bidirecional apenas utilizados IGBTs e no caso do conversor *boost* inclui também um diodo de potência por cada braço, os elementos capacitivos e os elementos indutivos. Seguiu-se a descrição do sistema de controlo que é composto pelo DSP, condicionamento de sinal, circuito de driver, sensores de tensão e corrente.

O capítulo culmina com a junção de todas as partes do sistema numa PCB tendo em mente todo o reaproveitamento de espaço, tornando a PCB o mais compacta possível para cada conversor. Como muitos dos componentes são partilhados por ambos os conversores, as PCBs são semelhantes em termos de dimensões, sendo que devido possuir mais componentes no caso do conversor bidirecional, esta PCB acaba por ser ligeiramente maior.

Devido à situação de pandemia mundial e às consecutivas restrições, a PCB do conversor *buck boost* não chegou à sua concretização, tendo ficado feito apenas o seu planeamento.

# Capítulo 6

## Resultados Experimentais

### 6.1 Introdução

Como fase final desta dissertação, segue a confirmação dos estudos obtidos nos capítulos 4 e 5 sendo submetidos a diferentes testes. Ao longo deste capítulo são destacados os resultados obtidos desses mesmos testes, que para além de incluírem a validação do *hardware* com validação e confirmação de diferentes pormenores de formas de onda que validam o *hardware*. Validado o *hardware*, a PCB é submetida inicialmente a testes em malha de aberta, sem necessidade de algoritmo de controlo MPPT seguindo-se os testes em malha fechada com o controlo funcional. Os pormenores das diferentes formas de onda são apresentados ao longo do capítulo que termina com a validação do *hardware*.

### 6.2 Conversor CC-CC

De forma a validar o *hardware* implementado, a PCB desenhada foi sujeita a diferentes testes. Como aliada à PCB encontrava-se o DSP que era responsável pela implementação do algoritmo de controlo. Antes de ser submetido ao conversor, foi verificado a saída dos PWMs. Estes sinais seriam responsáveis pela comutação dos *IGBTs*. Numa fase inicial, os PWMs produzidos foram de 50%, tendo sido testados diferentes valores posteriormente. A figura 6.1 representa a saída do DSP dos sinais de PWM de 50% de *duty cycle*.

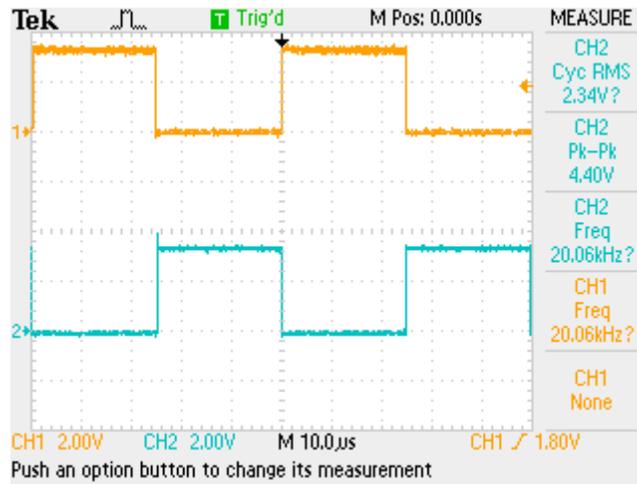


Figura 6.1 – Pormenores de PWMs de 50% provenientes do DSP.

Após sair do DSP, o sinal é transformado através do ADUM que irá alterar o sinal de 5V em 15V, de forma que seja compatível com o IGBT. Na figura 6.2 é possível verificar a entrada e saída do ADUM.

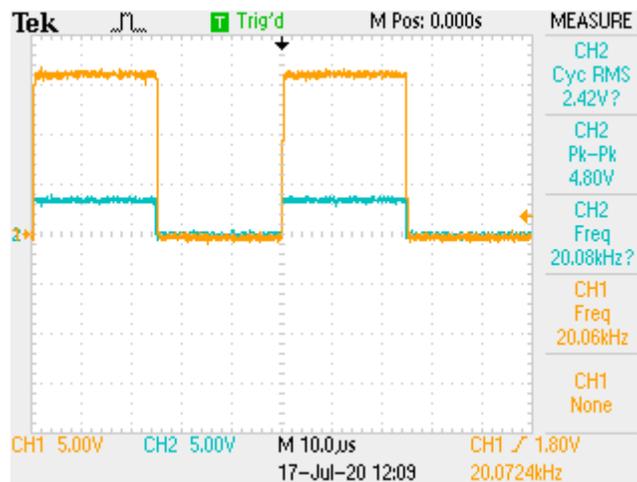


Figura 6.2 – Pormenor dos PWMs na entrada do ADUM (a azul) e na saída (a laranja).

A figura 6.4 apresenta a tensão no coletor de um dos IGBTs.

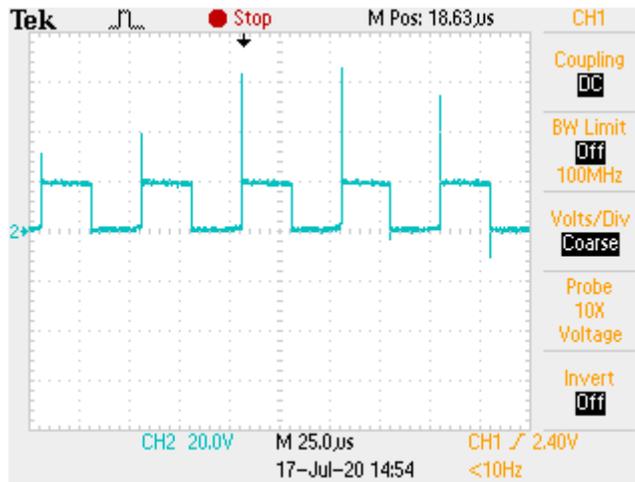


Figura 6.3 – Pormenor da tensão no coletor de um dos IGBTs.

A comutação dos IGBTs está representada abaixo, para uma tensão de entrada de 20V. É possível ver na figura 6.4 que o sinal varia entre -15 V e 15 V verificando-se um pico de tensão no instante da comutação. Este pico poderia ser corrigido através da alteração do valor da Rgate.

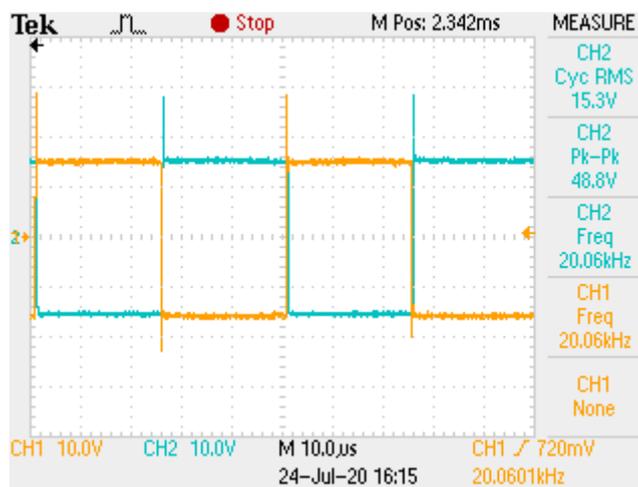


Figura 6.4 – Pormenor das formas de onda da comutação dos IGBTs.

A comutação dos IGBTs interfere na condução das bobinas. No que refere às formas de onda observadas neste elemento indutivo na figura 6.5, é de salientar que possui um pico de tensão elevado para o desejado, mas que mantém a forma de onda que era esperada.

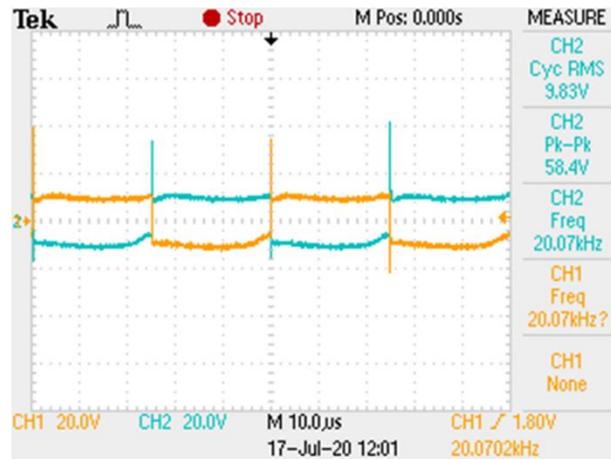


Figura 6.5 – Pormenor das formas de onda presentes nas bobinas do conversor.

### 6.2.1 Teste em Malha Aberta

Inicialmente e de forma a ser possível testar o funcionamento do *hardware* produzido, o sistema foi submetido a testes em malha aberta. Para tal foi aplicado um PWM com *duty-cycle* fixo de forma a que as gates dos IGBTs recebesse essa variável. Tal como foi simulado, foram testados dois circuitos: o *boost* e o *boost interleaved*.

Consoante o valor da tensão de entrada do conversor e o *duty-cycle* aplicado nos semicondutores, a tensão de saída será elevada. Através da tensão de entrada e a corrente consumida pelo sistema, calcula-se a potência produzida pelo painel e o mesmo é possível fazer nas variáveis de saída do sistema, sendo depois calculado o rendimento do sistema. A carga resistiva utilizada consistia num grelhador, que possuía uma resistência de 26  $\Omega$ .

Para o ensaio em malha aberta, foi aplicado um *duty-cycle* de 50% às gates dos IGBTs, produzido pelo microcontrolador e enviado para o circuito de drive conectado aos IGBTs. Apesar dos conversor *boost* e o *boost interleaved* serem diferentes, os parâmetros foram os mesmos, ou seja, a tensão de entrada e o *duty-cycle* foi mantido igual. As figuras 6.7 e 6.6 apresentam as formas de onda de entrada, representadas a azul e a laranja a forma de onda da tensão de saída.

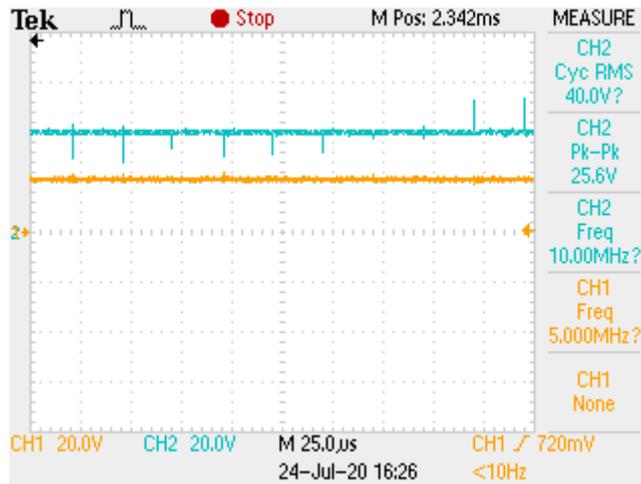


Figura 6.6 - Formas de onda de tensão de entrada de 20V, a azul e forma de onda da tensão na saída, a laranja, para um *duty-cycle* de 50%.

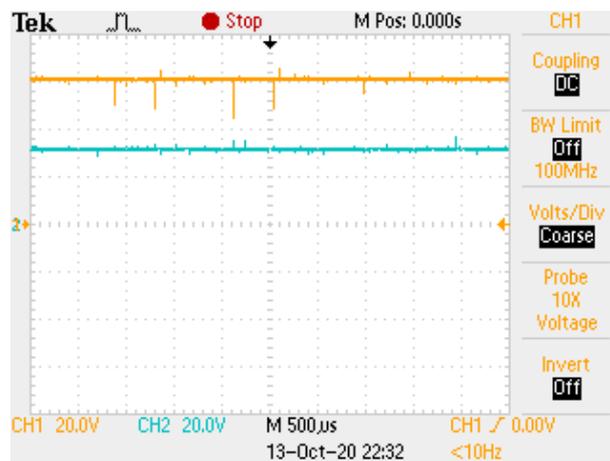


Figura 6.7 - Formas de onda de tensão de entrada de 30V, a azul e forma de onda da tensão na saída, a laranja, para um *duty-cycle* de 50%.

### 6.2.2 Validação do Algoritmo MPPT

Nesta secção é descrito o método utilizado para testar o algoritmo MPPT implementado, porque em ambiente laboratorial é complexo ter um painel solar fotovoltaico para a realização dos ensaios experimentais. A solução proposta consistia num reóstato em série com a fonte de tensão CC formando uma fonte de tensão CC não ideal. A figura 6.8 mostra o esquema elétrico de uma fonte CC não ideal.

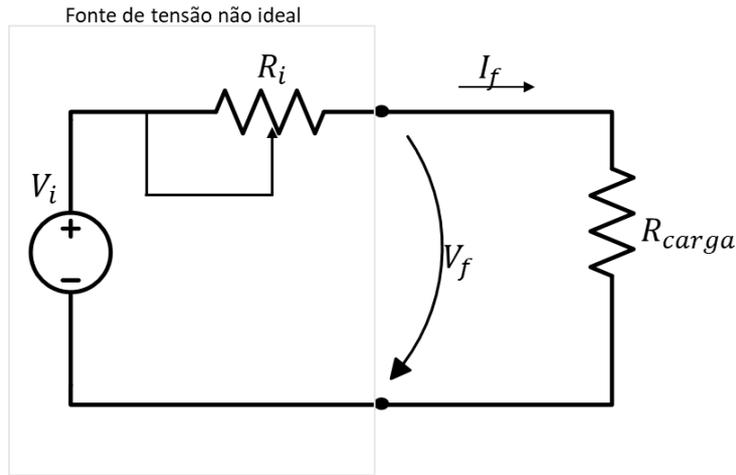


Figura 6.8 - Esquema elétrico de uma fonte CC não ideal.

O reóstato funciona como um potenciômetro, onde é possível variar a resistência ( $R_i$ ) e assim variar a potência que a fonte poderá disponibilizar. Teoricamente a potência máxima será dada quando a resistência imposta pelo reóstato for igual à resistência da carga, isto porque a queda de tensão será igual em ambas as resistências. Prosseguindo com o ensaio, o conversor CC-CC *boost interleaved* será conectado aos terminais da fonte de tensão não ideal como representa a figura 6.9.

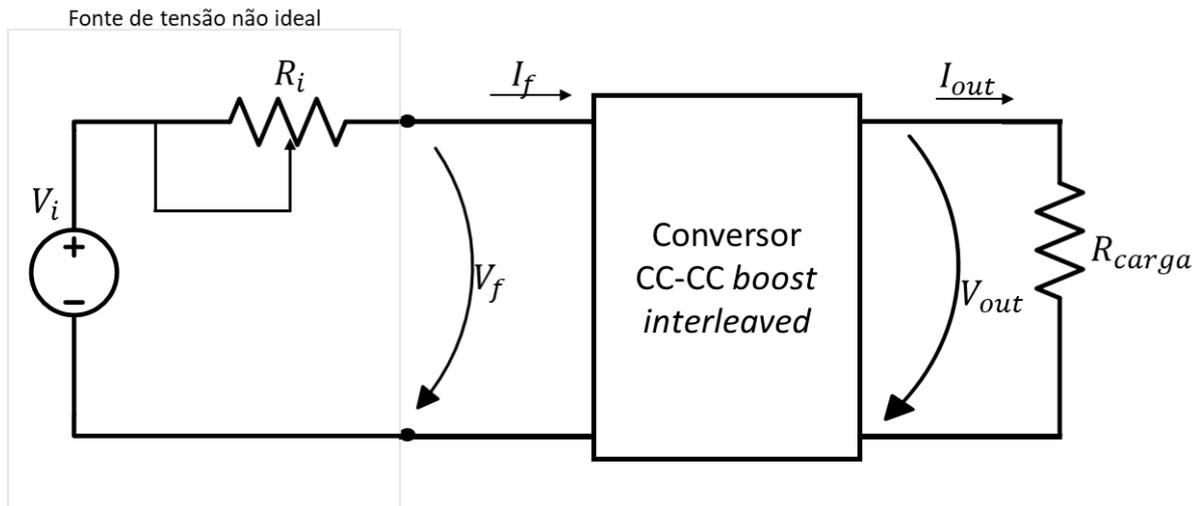


Figura 6.9 - Fonte não ideal conectada ao conversor CC-CC *boost interleaved*.

Antes da obtenção dos resultados, foram realizados cálculos teóricos para obtenção da potência máxima consoante diferentes valores de resistência do reóstato, sendo que a tensão CC permaneceu fixa nos 30 V. Para que a potência máxima seja atingida, a queda de tensão será de 15V em cada resistência.

### 6.3 Conclusão

É ao longo deste capítulo que é validado o *hardware* que foi implementado e que é descrito ao longo do capítulo 5. Para tal foi começado por mostrar as formas de onda que foram que provieram do DSP, seguindo-se a verificação da entrada e saída do ADUM. Após isso, foram verificadas as formas de onda da tensão no coletor, e a forma de comutação do mesmo. Foi ainda verificado as formas de onda das bobinas presentes no conversor.

Seguiram-se os testes em malha aberta, testes onde o *duty-cycle* se encontrava a 50% e onde é possível verificar que a tensão de saída é praticamente igual ao dobro da tensão de entrada, apesar de apresentar um *ripple* significativo.

Após a verificação da malha aberta, é explicado o modo de funcionamento dos testes em malha fechada devido à ausência de um painel solar fotovoltaico para os mesmos. Estes testes consistem em incluir uma fonte CC não ideal que é constituída por um reóstato em série com uma fonte CC-CC. Os resultados para esta parte em particular da dissertação fiquem aquém do esperado, sendo proposto como trabalho futuro melhoria do algoritmo de MPPT de forma a obter resultados satisfatórios.

# Capítulo 7

## Conclusão

### 7.1 Conclusões

Este documento apresenta a evolução do estudo e desenvolvimento dos conversores de potência para interface a painéis solares fotovoltaicos e o seu armazenamento de energia. Com este intuito foram estudados dois conversores de corrente contínua, um unidirecional com o intuito de extrair energia do painel solar fotovoltaico, outro bidirecional com o intuito de carregar a bateria quando o painel produz em excesso e compensar a rede, descarregando a bateria quando assim seja necessário. Apenas foi possível provar o funcionamento de um dos protótipos tendo em conta as limitações impostas pela situação pandémica que atualmente vigora.

Como ponto de partida, foi uma breve introdução ao objetivo do tema, abordando a energia solar e a sua influência no mundo, a capacidade da energia solar de colmatar alguns problemas energéticos a nível mundial se aproveitado com um aumento de produção. Foi ainda apresentado o aumento da produção de energia solar em Portugal desde o início do milénio. É ainda neste capítulo que são abordados os objetivos e motivações que permitiram a realização desta dissertação.

O capítulo 2 trata da revisão bibliográfica acerca das tecnologias solares fotovoltaicas, iniciando pela descrição do problema energético, apresentando como solução as células solares fotovoltaicas, que têm vindo a evoluir, destacando-se as células monocristalinas de silício, usadas largamente devido ao mineral constituinte ser de bastante facilidade de acesso, mas também devido à maturidade da tecnologia do silício no mercado, até às mais evoluídas células solares constituídas com vários elementos químicos de forma a que a sua eficácia teórica seja aumentada. Todas estas células têm em comum um modelo de célula fotovoltaica que permite o estudo elétrico e matemático que permite que as características solares presentes em todos os *datasheets* de painéis solares sejam calculadas e posteriormente sejam

transportas em curvas características. A união de células cria um painel solar e é ainda referido neste capítulo, as influências que a temperatura, a radiação e a sombra têm sobre a estrutura. Após o estudo das células, e dos painéis, são estudados os sistemas onde poderão ser aplicados: os sistemas autónomos, uteis para países subdesenvolvidos, os sistemas conectados com a rede elétrica, mais utilizados em países desenvolvidos e os sistemas híbridos que unem outros tipos de energias renováveis, tipicamente eólica, que permite uma maior uniformização da produção de energia pois os momentos de maior vento, são os momentos em que o sol é mais fraco ou inexistente.

Prosseguindo-se o capítulo 3, onde foi dedicado à bibliografia dos conversores CC-CC de potência assim com os seus algoritmos de controlo. Inicia-se com o estudo do conversor *boost*, capaz de elevar a tensão de entrada para em seguida se fazer comparação com o com o *boost interleaved*, que é semelhante ao anterior, porém apresenta melhorias em termos de *ripple* de tensão de saída, necessidade de uma corrente percorrida pelas bobinas inferior, sendo uma desvantagem a multiplicação dos componentes assim como a complexidade do código a implementar que poderá levar a um ajuste no microcontrolador usado. O mesmo método foi utilizado para o conversor *buck-boost*, fazendo uma comparação entre os diferentes tipos de topologias, verificando-se, tal como no caso anterior, as vantagens e desvantagens das topologias. É ainda neste capítulo que são descritos os algoritmos de controlo para ambos os conversores: algoritmos de MPPT para o conversor com interface a painel solar fotovoltaico, destacando-se o algoritmo de perturbação e observação devido à sua simplicidade de implementação e o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante para o conversor *buck boost*. É neste capítulo que são determinados os principais passos que serão usados para as simulações que se seguem no capítulo posterior.

É no seguimento do capítulo 4 que se começam a fazer as simulações no simulador computacional PSIM, onde serão confirmadas as conclusões tiradas no capítulo 3. Inicia-se pela introdução de um painel solar fotovoltaico real e calculadas as curvas características que permitiram a simulação do sistema completo. Após o dimensionamento dos componentes, o conversor *boost* foi implementado, juntamente com o algoritmo de controlo perturbação e observação e tiradas curvas características. De seguida, introduzida outro braço de forma que as curvas fossem comparadas e verificada a melhoria consoante o conversor anterior. Foram feitos testes a diferentes tipos de variáveis que alteraram o seu comportamento como a

temperatura e a radiação e validada o comportamento do conversor perante o algoritmo de controlo. Relativamente ao conversor *buck boost*, as simulações seguiram a mesma ideologia, começado pelo conversor convencional e seguindo-se para a topologia *interleaved*. Contrariamente ao conversor anterior, para este estudo foi necessário fazer um modelo de *Thevenin* para simular uma bateria. Foi confirmado as vantagens da topologia *interleaved* e foram ainda feitos testes com diferentes tipos de corrente de referência que permitiu ver as diferentes respostas temporais em termos de carga e descarga das baterias.

O capítulo 5 foi responsável pela descrição da implementação dos conversores. O *hardware* foi desenvolvido de forma que tudo o que fosse possível ser semelhante em ambos os conversores, fosse, de forma a facilitar a implementação, mas para que depois pudesse haver uma comparação entre as PCBs desenvolvidas em termos de dimensões. Descrevendo o *hardware* de potência foram detalhados os semicondutores de potência, IGBTs e díodos, os elementos indutivos que foram submetidos a uma ponte RLC de forma a verificar o seu valor para diferentes frequências, e os elementos capacitivos responsáveis por filtros de entrada e saída do conversor. As PCBs desenhadas incluem ainda o sistema de controlo incorporado, onde são descritos o condicionamento de sinal, a placa de driver, sensores de tensão e corrente e o DSP utilizado que apesar de ser o sistema que fazia o controlo se encontrava externo à PCB. Depois de todo o detalhe feito aos componentes utilizados, apresentam-se os esquemáticos das placas desenvolvidas, assim como o seu layout e finalizando com fotografias da PCB física.

É no capítulo 6 que foi verificado o *hardware* apresentado no capítulo 5 e o algoritmo de controlo testado no capítulo 4 e verificadas as formas de onda. Inicialmente foi averiguado o PWM à saída do DSP, verificadas as formas de onda dos ADUM, IGBTs, bobinas e por fim feito o teste em malha onde se verificou que a tensão de saída acompanhava a variação da tensão de entrada sendo praticamente o dobro da tensão de entrada. De seguida, fechou-se a malha e foi explicado o procedimento para obter verificar o algoritmo de MPPT, que consistia numa fonte de tensão ideal mais um reóstato. Estes resultados não se verificaram suficientes para apresentação na dissertação sendo por isso sugeridos como trabalho futuro.

Como suma, a realização desta dissertação permitiu evoluir em conhecimentos em várias ferramentas, destacando-se o PSIM, PADS e *Code composer*, possibilitou o design de PCB,

programação em placas de desenvolvimento da Texas, utilização da primeira vez de variado material disponível no laboratório e o desenvolvimento de todo um projeto de raiz, desde o estudo do estado da arte até à verificação das formas de onda nos osciloscópios. De todo o trabalho desenvolvido, destacam-se todas as simulações em vários os cenários, com diferentes variáveis a serem alteradas e verificadas as suas influências nos conversores e a validação do *hardware* com os respetivos testes em malha aberta, verificando os resultados obtidos em ambiente simulacional.

A nível pessoal, foi um trabalho bastante desafiante que permitiu a consolidação de vários conhecimentos gerais adquiridos ao longo do curso, outros mais específicos desta dissertação salientando o sector das Energias Renováveis, o Armazenamento de Energia para além da Eletrónica de Potência. Foi também adquirida experiência no design, montagem de múltiplos componentes, destacando os componentes SMD devido à sua dimensão reduzida e dificuldade na soldagem dos mesmos e validação de PCBs, onde houveram alguns pequenos erros corrigidos, sendo necessário alguns remendos. Foram ainda verificadas várias formas de onda em osciloscópios isolados de 4 canais. Durante todo o processo, houveram múltiplos equipamentos disponíveis no laboratório que foram utilizados pela primeira vez.

## 7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Esta dissertação apresentada ao longo de todo o documento, permite verificar a validação do sistema proposto, contudo há espaço para bastantes melhorias que se prendem não só a nível de resultados.

Seguindo o nível dos capítulos desta dissertação, a nível de simulações, seria interessante simular uma micro rede, onde existissem vários painéis solares com os seus respetivos conversores, várias baterias também com os seus conversores e um conjunto de cargas, lineares e não lineares que permitissem verificar o funcionamento do sistema como um todo.

Relativamente à implementação e devido à situação pandémica vivida durante a realização desta dissertação, não foi possível a impressão da segunda PCB, do conversor *buck boost* que teria interface a baterias, e nesse sentido, tudo o que provinha deste conversor, não foi implementado e uma parte da implementação desta dissertação ficou incompleta sendo por isso um dos aspetos a melhorar.

Em relação à PCB desenvolvida, esta poderia levar algumas melhorias como forma de reduzir ainda mais as suas dimensões, sendo que essas melhorias passariam uma grande parte pela parte de condicionamento de sinal, onde as resistências SMD utilizadas poderiam ser de menor dimensão, tendo em que conta que o tamanho usado foi 1206, os condensadores poderiam ser SMD, visto que os utilizados eram condensadores cerâmicos 104 e reajustando as pistas conseguir-se-ia poupar espaço. Em relação ao *firmware*, este teria que ser melhorado pois o algoritmo de controlo ficou muito aquém do esperado não permitindo resultados satisfatórios.

O *hardware* desenvolvido poderia ser submetido a mais testes para uma validação e caracterização dos conversores estudados com maior nível de detalhe, incluindo rendimentos e eficiência.

Tal como mencionado acima, seria interessante fazer a implementação da micro rede, onde fosse possível utilizar um painel solar fotovoltaico, e uma carga real e fazer testes à necessidade do número de baterias.

Por fim, o sistema poderia ser desenvolvido uma aplicação com interface gráfica capaz de monitorizar a produção de energia do painel, o nível de carga da bateria e o consumo momentâneo da carga.

## Lista de Referências

- [1] S. P. Sukhatme and J. K. Nayak, *Solar Energy*, 4th Edition. McGraw Hill Education, 2017.
- [2] E. Kabir, P. Kumar, S. Kumar, A. A. Adelodun, and K. H. Kim, “Solar energy: Potential and future prospects,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82. Elsevier Ltd., 2018.
- [3] European Comission, “Solar Energy,” [Online]. Available: [https://ec.europa.eu/info/research-and-innovation/research-area/energy-research-and-innovation/solar-energy\\_en](https://ec.europa.eu/info/research-and-innovation/research-area/energy-research-and-innovation/solar-energy_en). [Accessed: Jan-2022]
- [4] APREN, “Balanço da Produção de Eletricidade de Portugal Continental [Online]. Available: <https://www.apren.pt/pt/energias-renovaveis/producao>. [Accessed: Jan-2022]
- [5] “The Sun and Us,” *A meeting with the Universe*. [Online]. Available: <https://history.nasa.gov/EP-177/ch3-1.html> [Accessed: Jan-2022]
- [6] A. Labouret and M. Villoz, *Solar photovoltaic energy*, Fourth Edition. The Institution of Engineering and Technology, 2010.
- [7] L. M. Fraas, *Low-cost solar electric power*, First Edition. Springer, 2014.
- [8] A. Goetzberger, C. Hebling, and H.-W. Schock, “Photovoltaic materials, history, status and outlook,” *Mater. Sci. Eng. R 40*, vol. 25, no. 1–2, 2002, doi: 10.1016/0927-0248(92)90015-H.
- [9] A. Goetzberger, J. Luther, and G. Willeke, “Solar cells: Past, present, future,” *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, 2002, doi: 10.1016/S0927-0248(02)00042-9.
- [10] G. B. Gharehpetian and S. M. Mousavi Agah, “Distributed generation systems: Design, operation and grid integration,” *Distrib. Gener. Syst. Des. Oper. Grid Integr.*, pp. 1–577, 2017, doi: 10.1016/B978-0-12-804208-3.00001-7
- [11] F. Calise, M. D. D’Accadia, and D. Ferrero, “Solar Hydrogen Production: Processes,

- Systems and Technologies,” in *Solar Hydrogen Production*, F. Calise, M. D. D’Accadia, M. Santarelli, A. Lanzini, and D. Ferrero, Eds. Academic Press, 2019, p. 560 [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128148532099896> [Accessed: Jan-2022]
- [12] Solar Power Europe, “Global Market Outlook: 2019-2023,” *Glob. Mark. Outlook*, p. 92, 2019, [Online]. Available: <http://www.solarpowereurope.org/wp-content/uploads/2019/05/SolarPower-Europe-Global-Market-Outlook-2019-2023.pdf> [Accessed: Jan-2022]
- [13] S. A. Kalogirou, “Solar Energy Engineering: Processes and Systems,” *Sol. Energy Eng. Process. Syst. Second Ed.*, no. January 2009, pp. 1–819, 2014, doi: 10.1016/C2011-0-07038-2.
- [14] K. Mertens, *Photovoltaics: Fundamentals, Technology and Practice*, 1st Edition. Wiley, 2014.
- [15] A. Mohammad Bagher, “Types of Solar Cells and Application,” *Am. J. Opt. Photonics*, vol. 3, no. 5, p. 94, 2015, doi: 10.11648/j.ajop.20150305.17.
- [16] K. Hinzer, M. N. Beattie, M. M. Wilkins, and C. E. Valdivia, “Modeling techniques for multijunction solar cells,” *Proc. Int. Conf. Numer. Simul. Optoelectron. Devices, NUSOD*, vol. 2018-Novem, pp. 133–134, 2018, doi: 10.1109/NUSOD.2018.8570272.
- [17] J. T. Pinho and M. A. Galdinho, *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*, CEPEL-CRESEB, [Online] Available: <https://www.portal-energia.com/downloads/livro-manual-de-engenharia-sistemas-fotovoltaicos-2014.pdf> [Accessed: Jan-2022]
- [18] A. J. Carr and T. L. Pryor, “A comparison of the performance of different PV module types in temperate climates,” *Sol. Energy*, 2004, doi: 10.1016/j.solener.2003.07.026.
- [19] A. Goetzberger and V. U. Hoffmann, *Photovoltaic Solar Energy Generation*, 1st Edition. Springer, 2005.
- [20] A. K. Vrema and H. Khas, “An Isolated Solar Power Generation using Boost Converter and Boost Inverter,” *Int. J. Eng.*, vol. 2, no. 2, pp. 101–108, 2010.

- [21] D. Cuciureanu, C. Nituca, G. Chiriac, and D. Sticea, "Analysis of the photovoltaic panels currently in use in different locations," *Proc. 2016 Int. Conf. Expo. Electr. Power Eng. EPE 2016*, no. Epe, pp. 888–893, 2016, doi: 10.1109/ICEPE.2016.7781464.
- [22] S. Sangiorgio, H. H. Sherwali, H. Abufares, and H. Ashour, "Investigation of optimum monthly tilt angles for photovoltaic panels in Tripoli through solar radiation measurement," *2015 IEEE 15th Int. Conf. Environ. Electr. Eng. IEEEIC 2015 - Conf. Proc.*, pp. 565–569, 2015, doi: 10.1109/IEEEIC.2015.7165224.
- [23] B. Sreewirote, A. Noppakant, and C. Pothisarn, "Increasing efficiency of an electricity production system from solar energy with a method of reducing solar panel temperature," *Proc. 2017 IEEE Int. Conf. Appl. Syst. Innov. Appl. Syst. Innov. Mod. Technol. ICASI 2017*, pp. 1308–1311, 2017, doi: 10.1109/ICASI.2017.7988141.
- [24] A. Ouédraogo, B. Zouma, E. Ouédraogo, L. Guissou, and D. J. Bathiébo, "Individual efficiencies of a polycrystalline silicon PV cell versus temperature," *Results Opt.*, vol. 4, p. 100101, Aug. 2021, doi: 10.1016/J.RIO.2021.100101.
- [25] Y. Dong, H. Li, J. Zhang, J. Huang, and C. Li, "Study on power generation of PV station under shadow effect of ultra high voltage tower," *China Int. Conf. Electr. Distrib. CICED*, vol. 2016-Septe, no. Ciced, pp. 1–5, 2016, doi: 10.1109/CICED.2016.7576318.
- [26] M. R. Rashel, A. Albino, M. Tlemcani, T. C. F. Goncalves, J. Rifath, and A. Hasan, "MATLAB Simulink modeling of photovoltaic cells for understanding shadow effect," *2016 IEEE Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2016*, vol. 5, pp. 747–750, 2017, doi: 10.1109/ICRERA.2016.7884434.
- [27] M. H. Rashid, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK*, 2nd Edition. © Academic Press 2006, 2006.
- [28] V. Vodovozov and R. Jansikene, *Power Electronic Converters*. Tallinn University of Technology Department of Electrical Drives and Power Electronics, [Online]. Available: <https://books.google.pt/books?id=VJzLGAAACAAJ> [Accessed: Jan-2022]
- [29] E. C. Dos Santos and E. R. C. Da Silva, *Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages*, vol. 9781118880944. Wiley-IEEE Press, 2014.

- [30] A. Boyar and E. Kabalci, "Comparison of a Two-Phase Interleaved Boost Converter and Flyback Converter," *Proc. - 2018 IEEE 18th Int. Conf. Power Electron. Motion Control. PEMC 2018*, pp. 352–356, 2018, doi: 10.1109/EPEPEMC.2018.8521891.
- [31] S. Nahar and M. B. Uddin, "Analysis the performance of interleaved boost converter," *2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (iCEEICT)*, 2018, pp. 547-551, doi: 10.1109/CEEICT.2018.8628104.
- [32] J. H. Kim, Y. C. Jung, S. W. Lee, T. W. Lee, and C. Y. Won, "Power loss analysis of interleaved soft switching boost converter for single-phase PV-PCS," *J. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 335–341, 2010, doi: 10.6113/JPE.2010.10.4.335.
- [33] D. J. S. Newlin, R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran, "A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application," *2013 Int. Conf. Green High Perform. Comput. ICGHPC 2013*, no. Ccm, pp. 1–6, 2013, doi: 10.1109/ICGHPC.2013.6533924.
- [34] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Fault diagnosis in non-isolated bidirectional half-bridge DC-DC converters," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 4458–4463, 2014, doi: 10.1109/IECON.2014.7049174.
- [35] J. A. Mane and A. M. Jain, "Design, modelling and control of bidirectional DC-DC converter (for EV)," *2015 Int. Conf. Emerg. Res. Electron. Comput. Sci. Technol. ICERECT 2015*, pp. 294–297, 2016, doi: 10.1109/ERECT.2015.7499029.
- [36] S. Vijayalakshmi, E. Arthika, and G. S. Priya, "Modeling and simulation of interleaved Buck-boost converter with PID controller," *Proc. 2015 IEEE 9th Int. Conf. Intell. Syst. Control. ISCO 2015*, pp. 1–6, 2015, doi: 10.1109/ISCO.2015.7282392.
- [37] J. Edler and N. Kondrath, "Bidirectional Interleaved Buck/Boost DC-DC Converter Design to Improve Power Density in High-Current Applications," *Midwest Symp. Circuits Syst.*, vol. 2019-Augus, no. 1, pp. 403–406, 2019, doi: 10.1109/MWSCAS.2019.8885244.
- [38] M. K. Kazimeierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*, 2nd edition. Wiley, 2016.

- [39] A. L. Stankiewicz, A. Péres, R. A. Reiter, and R. Buerger, “Estudo Comparativo de Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Geração de Energia Solar Fotovoltaica,” no. August, 2014, doi: 10.13140/RG.2.1.4919.6648. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/280134088> [Accessed: Jan-2022]
- [40] T. Eram and P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [41] Y. M. TUNG, A. P. HU, and N. K. NAIR, “Evaluation of Micro Controller Based Maximum Power Point Tracking Methods Using dSPACE Platform,” *Aust. Univ. Power Eng. Conf.*, 2006.
- [42] R. Faranda and S. Leva, “Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems,” *WSEAS Trans. power Syst.*, vol. 3, no. 6, pp. 446–455, 2008.
- [43] M. A. Eltawil and Z. Zhao, “MPPT techniques for photovoltaic applications,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 25, pp. 793–813, 2013, doi: 10.1016/j.rser.2013.05.022.
- [44] S. Yan, J. Yuan, and L. Xu, “Fuzzy logic control of MPPT for photovoltaic power system,” *Proc. - 2012 9th Int. Conf. Fuzzy Syst. Knowl. Discov. FSKD 2012*, no. Fskd, pp. 448–451, 2012, doi: 10.1109/FSKD.2012.6234208.
- [45] L. Sun, Zhengdandan, and F. Han, “Study on MPPT approach in photovoltaic system based on fuzzy control,” in *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2013, pp. 1259–1263, doi: 10.1109/ICIEA.2013.6566560.
- [46] A. Ziouh and A. Abbou, “Comparative study of fuzzy logic, ripple correlation control and pilot cell methods for maximum power point tracking,” *Proc. 2016 Int. Conf. Electr. Sci. Technol. Maghreb, Cist. 2016*, pp. 1–7, 2017, doi: 10.1109/CISTEM.2016.8066815.
- [47] H. A. Serhan and E. M. Ahmed, “Effect of the different charging techniques on battery life-time: Review,” *Proc. 2018 Int. Conf. Innov. Trends Comput. Eng. ITCE 2018*, vol. 2018-March, pp. 421–426, 2018, doi: 10.1109/ITCE.2018.8316661.
- [48] R. C. Cope and Y. Podrazhansky, “The art of battery charging,” pp. 233–235, 2008, doi: 10.1109/bcaa.1999.795996.

- [49] Fairchild, “FGA25N120ANTD 1200 V, 25 A NPT Trench IGBT,” [Online] Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1774719.pdf> [Accessed: Jan-2022]
- [50] ST, “Byt16P-400 Fast Recovery Rectifier Diodes,” [Online] Available: [https://pt.mouser.com/datasheet/2/389/stmicroelectronics\\_cd00000783-1204388.pdf](https://pt.mouser.com/datasheet/2/389/stmicroelectronics_cd00000783-1204388.pdf) [Accessed: janeiro 2022]
- [51] Vishay “MKP1848 DC-Link Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor [Online] Available: <https://www.vishay.com/docs/28164/mkp1848dcl.pdf> [Accessed: Jan-2022]
- [52] Texas Instruments, “TMS320F2802x Microcontrollers,” [Online] Available: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28027f-q1.pdf?ts=1646151634560&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28027f-q1.pdf?ts=1646151634560&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F) . [Accessed: Jan-2022]
- [53] Texas Instruments, “LMx58-N Low-Power , Dual-Operational Amplifiers,” [Online] Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf> . [Accessed: janeiro 2022]
- [54] Analog Devices, “ADuM3223/ADuM4223,” [Online] Available [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM3223\\_4223.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM3223_4223.pdf) [Accessed: Jan-2022]
- [55] ChenYang, “Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A,” [Online] Available <http://www.hallsensors.de/CYHVS5-25A.pdf> [Accessed: Jan-2022]
- [56] pvxchange, “Kyocera KC200 GHT-2”, [Online] Available: [https://www.pvxchange.com/Solar-Modules/Kyocera/KC200-GHT-2\\_1-2100152](https://www.pvxchange.com/Solar-Modules/Kyocera/KC200-GHT-2_1-2100152) [Accessed: Jan-2022]
- [57] LEM, “Current Transducer LTSR 15-NP,” [Online]. Available: [https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/ltsr\\_15-np.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ltsr_15-np.pdf) [Accessed: Jan-2022]