

**Universidade do Minho**  
Escola de Engenharia

Duarte Miguel Novo Rodrigues, pg47158  
João Pedro Dias Miranda, pg47232

**Conversor CC-CC para Instalações Solares  
Fotovoltaicas de Potência Elevada**

Projeto Integrador  
Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho realizado sob orientação do  
Professor Doutor Gabriel Pinto  
Professor Luís Barros



## Agradecimentos

O desenvolvimento deste projeto contou com importantes contribuições de algumas pessoas, às quais pretendemos transmitir os nossos agradecimentos.

Desde já, agradecemos aos nossos orientadores Professor Doutor Gabriel Pinto e Professor Luís Barros pelo total apoio, confiança demonstrada, solidariedade, paciência e amizade que sempre empregaram connosco. Destacamos também a disponibilidade diária, o entusiasmo demostrado ao longo deste semestre e o apoio científico e incentivos prestados ao longo deste trabalho.

Queremos deixar o nosso muito obrigado aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Sr. Carlos Torres e Sr. Joel Almeida pela disponibilidade, apoio e simpatia prestados.

Agradecemos também aos nossos colegas de laboratório, Pedro Ponto, Safa Zouaoui, José Cunha Nuno Rodrigues, Ricardo Coelho e Iryna Kaplunska pela ajuda e apoio prestados durante todo este tempo de convivência.

Pretendemos agradecer aos fabricantes ROHM, LittleFuse e TE connectivity pela disponibilidade e rapidez prestadas no envio de amostras dos seus produtos, nomeadamente SiC, diodos e blocos terminais, todos estes tratando-se de componentes de excelência e consistindo numa escolha fortemente indicada para o sistema desenvolvido.

Por fim, um agradecimento muito especial aos nossos pais pelo amor, apoio e transmissão de valores, ficando-lhes eternamente grato por fazerem de nós as pessoas que somos hoje.



## Resumo

A nível mundial existe uma enorme dependência dos combustíveis fósseis para a produção de energia elétrica. O resultado da queima de combustíveis fósseis resulta numa emissão de CO<sub>2</sub> para a atmosfera, provocando um enorme impacto ambiental. Entre outros motivos, a apostar em energias renováveis tem-se intensificado, nomeadamente na energia solar fotovoltaica, como fonte de energia elétrica de forma a mitigar os problemas inerentes à utilização de combustíveis fósseis. Portugal tem reforçado a sua parcela de energia obtida a partir de energias renováveis, tendo como objetivo atingir uma meta de 80 % da energia produzida, a partir destas, já em 2025.

As soluções de conversores de eletrónica de potência para interface com módulos solares PV são vastas e apresentam vantagens e desvantagens consoante a finalidade. Além disso, quando o propósito passa por eficiência é importante ter em conta a escolha dos semicondutores de potências mais indicados.

Este projeto consiste num estudo bibliográfico, implementação e desenvolvimento de um conversor de eletrónica de potência CC-CC para aplicações em instalações solares fotovoltaicas de potência elevada. Neste estudo, foi desenvolvido um conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* controlado pelo algoritmo MPPT de condutância incremental, aliado a um controlador PI para controlo individual da corrente em cada braço, de modo a extraer a potência máxima disponibilizada pelo módulo solar fotovoltaico (PV) para diferentes condições de radiação e temperatura. Para a implementação do controlo do sistema foi utilizado o microcontrolador TMS320F28335 da Texas Instruments com programação em linguagem C.

Neste projeto integrador são apresentados os resultados de simulações computacionais, o dimensionamento do hardware e os resultados experimentais obtidos, comprovando o correto funcionamento do sistema.

**Palavras-Chave:** Condutância incremental, Controlador PI, Conversor CC-CC do tipo *boost interleaved*, Energias renováveis, MPPT, Sistemas solares fotovoltaicos.



## Abstract

Worldwide there is a huge dependence on fossil fuels to produce electricity. The result of burning fossil fuels results in CO<sub>2</sub> emission into the atmosphere, causing a huge negative environmental impact. Among other reasons, the focus on renewable energies has intensified, particularly in photovoltaic solar energy, as a source of electricity in order to mitigate the problems inherent in the use of fossil fuels. Portugal has strengthened its share of energy obtained from renewable energies, aiming to achieve a target of 80% of the energy produced from these as early as 2025.

Power electronics converter solutions for solar photovoltaic panels interface are vast and have advantages and disadvantages depending on the purpose. In addition, when the purpose is efficient it is important to consider the choice of the most indicated power semiconductors.

This project consists of a bibliographic study, implementation, and development of a CC-CC power electronics converter for applications in high-power photovoltaic solar installations. In this study, an interleaved boost CC-CC converter controlled by the MPPT algorithm of incremental conductance was developed, combined with a PI controller for individual control of the current on each arm, to extract the maximum power available at the photovoltaic solar panel for different radiation and temperature conditions. To implement the control system, the TMS320F28335 microcontroller from Texas Instruments with C-language programming was used.

In this project are presented the results of computational simulations, the choice of system hardware and the obtained experimental results that prove the correct functioning of the system.

**Keywords:** Boost interleaved type DC-DC converter, Incremental conductance, MPPT, PI controller, Renewable Energies, Photovoltaic solar system.



# Índice

Agradecimentos.....	3
Resumo.....	5
Abstract.....	7
Índice .....	9
Lista de Figuras .....	11
Lista de Tabelas .....	15
Acrónimos e Siglas .....	17
Nomenclatura.....	19
Capítulo 1 Introdução .....	21
Capítulo 2 Estado da Arte .....	23
2.1    Introdução .....	23
2.2    Conversor CC-CC do tipo <i>Boost</i> Entrelaçado.....	24
2.3    Algoritmo de MPPT baseado no Método da Condutância Incremental .....	30
Capítulo 3 Simulações Computacionais.....	31
3.1    Introdução .....	31
3.2    Número de Braços.....	31
3.3    Frequência de Comutação .....	33
3.4    Círculo de Controlo.....	36
3.5    Modelo Físico do Módulo Solar Fotovoltaico no PSIM .....	36
3.6    Círculo Completo.....	37
Capítulo 4 Protótipo de Escala Reduzida .....	39
4.1    Introdução .....	39
4.2    Simulações.....	39
4.3    Desenvolvimento do Protótipo .....	42
4.4    Resultados Experimentais .....	44
4.4.1    Testes ao conversor .....	45
4.4.2    Testes ao algoritmo PI.....	45
4.4.3    Testes ao MPPT .....	46
4.4.4    Testes com o Módulo PV.....	48
Capítulo 5 Conclusão.....	51
5.1    Conclusões.....	51
5.2    Sugestões de Trabalho Futuro.....	52
Apêndice A    Tecnologias de Módulos Solares Fotovoltaicos.....	53
Apêndice B    Configurações dos Sistemas Fotovoltaicos .....	55
Apêndice C    Topologias de Conversores de Potência .....	57
Apêndice D    Algoritmos de MPPT .....	61
Apêndice E    Semicondutores de Potência.....	65
Apêndice F    Circuitos de Aquisição e Condicionamento de Sinal .....	67

## Índice

Apêndice G	Sistema de controlo e <i>Drive</i> .....	69
Referências .....	.....	71

# Lista de Figuras

Figura 1.1 - Evolução da capacidade fotovoltaica instalada em Portugal (baseado em [4]).....	21
Figura 2.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar PV.....	23
Figura 2.2 - Configuração do tipo <i>multi-string</i> .....	24
Figura 2.3 - <i>Ripple</i> de corrente de entrada em função do <i>duty cycle</i> ( $D$ ) e do número de braços do conversor ( $M$ ).....	25
Figura 2.4 - Esquema elétrico do conversor CC-CC do tipo <i>boost</i> entrelaçado com 2 braços.....	25
Figura 2.5 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo <i>boost</i> entrelaçado, $D < 0,5$ . ....	26
Figura 2.6 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios, $D < 0,5$ .....	26
Figura 2.7 - Circuito equivalente do segundo estágio, $D < 0,5$ .....	27
Figura 2.8 - Circuito equivalente do quarto estágio, $D < 0,5$ .....	27
Figura 2.9 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo <i>boost</i> entrelaçado, $D \geq 0,5$ .....	28
Figura 2.10 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios, $D \geq 0,5$ .....	28
Figura 2.11 - Circuito Equivalente do segundo estágio, $D \geq 0,5$ .....	29
Figura 2.12 - Circuito equivalente do quarto estágio, $D \geq 0,5$ .....	29
Figura 2.13 - Fluxograma do método da condutância incremental (baseado em [11]). .....	30
Figura 3.1 - Resultados de simulação para diferentes números de braços, $f_s = 40$ kHz: (a) 1 braço; (b) 2 braços; (c) 3 braços; (d) 5 braços. ....	33
Figura 3.2 - Modelo do SiC G2R120MT33J no PSIM.....	35
Figura 3.3 - Modelo PSIM do conversor CC-CC do tipo <i>boost interleaved</i> para a simulação das perdas nos SiC. ....	35
Figura 3.4 - Modelo físico módulo solar PV LG Neon 2 de 350 W.....	36
Figura 3.5 - Diagrama esquemático do circuito completo.....	37
Figura 3.6 - Circuito de simulação completo.....	37
Figura 3.7 - Simulação do circuito para condições de operação constantes: (a) Potência à saída do módulo, $PPV$ , e potência máxima para as condições de operação, $P_{MAX}$ ; corrente à saída do módulo, $IPV$ , e corrente de referência, $IREF$ ; (b) <i>Ripple</i> da corrente de entrada, $IPV$ .....	38
Figura 3.8 - Simulação do circuito para condições de operação variantes ao longo do tempo: (a) Potência à saída do módulo, $PPV$ , e potência máxima para as condições de operação, $P_{MAX}$ ; corrente à saída do módulo, $IPV$ , e corrente de referência, $IREF$ ; (b) <i>Ripple</i> da corrente de entrada. ....	38
Figura 4.1 - Simulação do circuito do protótipo para condições de operação constantes (a) Potência à saída do módulo, $PPV$ , e potência máxima, $P_{MAX}$ , para as condições de operação, corrente à saída do módulo, $IPV$ , e corrente de referência, $IREF$ ; (b) <i>Ripple</i> da corrente de entrada, $IPV$ .....	40

## Lista de Figuras

Figura 4.2 - Simulação do circuito do protótipo, variando a radiação solar: (a) Potência à saída do módulo, $PPV$ , e potência máxima, $P_{MAX}$ ; corrente à saída do módulo, $IPV$ , e corrente de referência, $IREF$ ; (b) Tensão à saída do módulo, $VPV$ ; (c) <i>Ripple</i> da corrente de entrada, $IPV$ .....	41
Figura 4.3 - Simulação do circuito do protótipo para temperatura a variar ao longo do tempo: (a) Potência à saída do módulo, $PPV$ , e potência máxima, $P_{MAX}$ , para as condições de operação; corrente à saída do módulo, $IPV$ , e corrente de referência, $IREF$ ; (b) Tensão à saída do módulo, $VPV$ ; (c) <i>Ripple</i> da corrente de entrada, $IPV$ .....	42
Figura 4.4 - Simulação da corrente em cada braço para valores de resistência de bobina diferentes.....	42
Figura 4.5 - PCB desenvolvida para o Conversor CC-CC do tipo <i>boost interleaved</i> : (a) vista inferior da PCB sem componentes soldados; (b) vista superior da PCB com os componentes soldados.....	43
Figura 4.6 - Circuito implementado para a proteção de <i>gate</i> .....	43
Figura 4.7 - Sistema integrado do conversor CC-CC do tipo <i>boost interleaved</i> . ....	44
Figura 4.8 - Vista geral da integração do sistema na bancada de trabalho.....	44
Figura 4.9 - Resultados experimentais do conversor: (a) Valor médio das correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ , com $D = 0\%$ ; (b) Valor médio das correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ , com $D = 50\%$ ; (c) <i>Ripple</i> da corrente em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , com $D = 50\%$ .....	45
Figura 4.10 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência de 2,25 A: (a) Valor médio das correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ ; (b) <i>Ripple</i> da corrente em cada braço, $iL1$ e $iL2$ .....	46
Figura 4.11 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência a variar 1,5 A e 3,75 A: (a) Correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ ; (b) Correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ , em resposta ao degrau ascendente de corrente; (c) Correntes em cada braço, $iL1$ e $iL2$ , e à entrada, $iIN$ , em resposta ao degrau ascendente de corrente.....	46
Figura 4.12 - Esquema usado para testar o MPPT.....	47
Figura 4.13 - Resultados experimentais do MPPT com $R_o$ de $11\Omega$ : (a) Tensão na resistência ( $V_o$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ) no instante em que é ligado o MPPT; (b) Tensão de entrada ( $V_{in}$ ), correntes em cada braço e à entrada em regime permanente; (c) Tensão na resistência ( $V_o$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ) em regime permanente.....	47
Figura 4.14 - Resultados experimentais do MPPT ao variar $R_o$ : Tensão na resistência ( $V_o$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ).....	47
Figura 4.15 - Zona de montagem e testagem do módulo solar PV.....	48
Figura 4.16 - Resultados obtidos ao variar o <i>duty cycle</i> : (a) Curva P-U; (b) Curva I-V;.....	48
Figura 4.17 - Resultados obtidos com o módulo BP 2150S; .....	49
Figura A.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaica.....	53
Figura B.1 - Estrutura PV centralizada.....	55
Figura B.2 - Estrutura PV do tipo <i>string</i> .....	55
Figura B.3 - Estrutura PV <i>ac-module</i> .....	56

## Lista de Figuras

Figura B.4 - PV estrutura do tipo <i>multi-string</i> .....	56
Figura C.1 - Conversor Boost tradicional ( <i>Step-up</i> ).....	57
Figura C.2 - Conversor CC do tipo <i>boost</i> em cascata. ....	58
Figura C.3 -Topologia <i>switched-capacitor</i> (a) Célula <i>switched-capacitor</i> ; (b) Conversor CC do tipo boost <i>switched-capacitor</i> .....	58
Figura C.4 - Topologia <i>switched-inductor</i> (a) Célula <i>switched-inductor</i> ;(b) Conversor CC do tipo boost <i>switched-inductor</i> . ....	59
Figura C.5 - Conversor CC do tipo <i>boost</i> entrelaçado com 2 braços. ....	59
Figura C.6 - Comparação dos conversores CC do tipo <i>boost</i> .....	60
Figura D.1 - Algoritmo de Perturbação e Observação (baseado em [41]).....	62
Figura D.2 - Método da condutância incremental (baseado em [11]).....	63
Figura E.1 - Mapeamento dos semicondutores totalmente controlados em função da frequência de comutação e potência dos conversores. ....	66
Figura F.1 - Placa do sensor de tensão CYHVS5-25 (desenvolvida no GEPE). ....	67
Figura F.2 - Placa do sensor de corrente LA100-P (desenvolvida no GEPE). ....	68
Figura F.3 - Caixa de condicionamento de sinal. ....	68
Figura G.1 - Placa de <i>drive</i> (desenvolvida no GEPE). ....	69
Figura G.2 - TMS320F28335 com kit experimental da Texas Instruments. ....	70



# Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Especificações de <i>design</i> .....	31
Tabela 3.2 - Valores das bobinas e condensador para diferentes números de braços, $f_s = 40$ kHz .....	32
Tabela 3.3 - Bobinas de 10 A de corrente DC da série 197 do fabricante Hammond Manufacturing .....	34
Tabela 3.4 - Valores de frequência e da capacidade calculados para as diferentes bobinas .....	34
Tabela 3.5 - Cálculo do valor total de perdas em relação ao à indutância e frequência .....	35
Tabela 4.1 - Especificações do protótipo .....	39
Tabela E.1 - Comparação dos dispositivos IGBT, SiC e GaN para os conversores multinível .....	66



# Acrónimos e Siglas

Acrónimo/Sigla	Significado
ANN	<i>Artificial Neural Networks</i> Rede Neural Artificial
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> Modo de condução contínua
GaN	<i>Gallium nitride</i> Nitreto de gálio
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IBC	<i>Interleaved Boost Converter</i> Conversor do tipo Elevador Entrelaçado
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> Transístor Bipolar de Porta Isolada
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> Transístor de efeito de campo metal
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> Rastreamento do Ponto de Potência Máxima
PI	Proporcional Integral
PV	<i>Photovoltaic</i> Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> Modulação por Largura de Pulso
SiC	<i>Silicon Carbide</i> Carbeto de silício



# Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
$C$	Capacidade	F
$D$	<i>Duty Cycle</i>	%
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$I_{in}$	Corrente contínua de entrada do conversor	A
$\Delta I_{in}$	<i>Ripple</i> da corrente de entrada	A
$L$	Indutância	H
$N$	Número de braços do conversor	
$V_{oc\_IN}$	Tensão de entrada de circuito aberto	V
$V_{N\_in}$	Tensão nominal de entrada	V
$V_{out}$	Tensão de saída no barramento	V
$\Delta V_{out}$	<i>Ripple</i> da tensão de saída	V
$P_{comutação}$	Perdas por comutação do semicondutor	W
$P_{condução}$	Perdas por condução do semicondutor	W
$P_L$	Perdas na bobina	W
$R_s$	Resistência em série do modelo do módulo	$\Omega$
$R_{sh}$	Resistência em paralelo do modelo do módulo	$\Omega$



# Capítulo 1

## Introdução

As fontes de energia renovável têm um papel determinante no *Roteiro para a Neutralidade Carbónica 2050*. Neste roteiro, estabelece-se, de forma sustentada, a trajetória para atingir a neutralidade carbónica em 2050, bem como se definem as principais linhas de orientação e identificam as opções de custo eficazes para atingir aquele fim em diferentes cenários de desenvolvimento socioeconómico. Atingir a neutralidade carbónica implica, em conjunto com outras medidas, a total descarbonização do sistema electroprodutor [1]. No final do ano de 2021, Portugal encerrou a central termoeléctrica do Pego, Abrantes, a sua última central a carvão em funcionamento. Comprometeu-se, ainda, a atingir uma meta de 80 % da energia produzida a partir de energias renováveis. No entanto, segundo a ADENE - Agência para a Energia, esta meta pode ser antecipada já para 2025 [2].

Este projeto consiste no estudo de topologias de conversores CC-CC para aplicações em instalações solares fotovoltaicas (PV) de potência elevada. Um cenário de aplicação deste projeto está relacionado com o projeto Megasolar que se encontra a ser desenvolvido pela Efacec [3]. Instalações solares PV são uma das principais fontes de energia renovável no país e continuam com um potencial de crescimento. Só no ano de 2021, o país aumentou a sua capacidade fotovoltaica em 701 MW, tal como representado na Figura 1.1, o maior incremento de sempre num só ano [4].

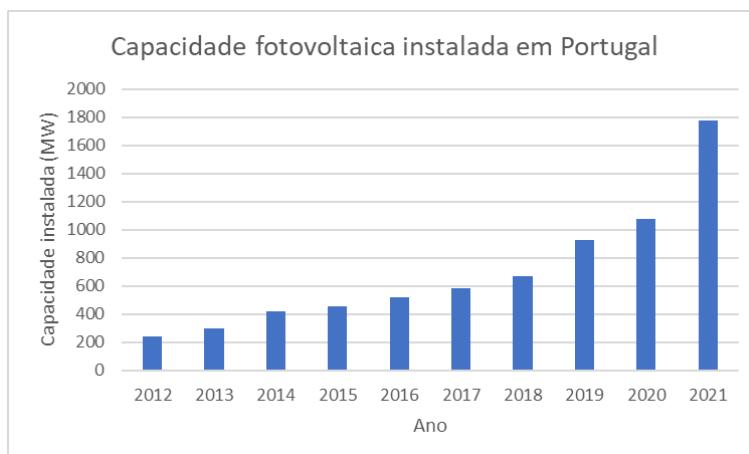


Figura 1.1 - Evolução da capacidade fotovoltaica instalada em Portugal (baseado em [4]).



# Capítulo 2

## Estado da Arte

### 2.1 Introdução

Painéis solares PV produzem energia elétrica a partir da energia solar. São compostos por uma combinação de células PV associadas em série e/ou paralelo de forma a perfazer potências mais elevadas. A Figura 2.1 apresenta um modelo básico equivalente de uma célula PV. A fonte de corrente representa a corrente de curto-círcuito da célula PV, sendo proporcional à intensidade luminosa, o diodo cria uma passagem de sentido único para a corrente elétrica e as resistências  $R_{sh}$  e  $R_s$  representam, respetivamente, um caminho para a correntes de fuga e a resistência interna da célula PV [5].

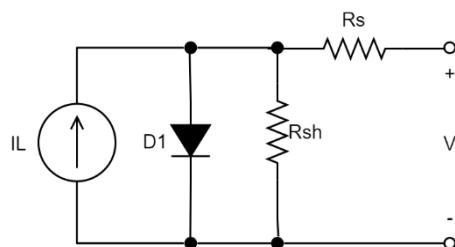


Figura 2.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar PV.

O principal componente de um módulo solar PV é o silício. No mercado existem duas famílias de tecnologias: a do silício cristalino (monocristalino e policristalino) e a dos filmes finos. Para aplicações em instalações solares PV de potência elevada, a tecnologia a usar deve ser a do silício cristalino, em particular o silício monocristalino, pois apesar do investimento inicial mais elevado esta tecnologia possui maior eficiência e tempo de vida útil. Informações complementares acerca modelos equivalentes e tecnologias para painéis solares PV são apresentadas no Apêndice A.

Os sistemas solares PV podem ser configurados de diversas formas. De entre as configurações apresentadas no Apêndice B, para o tipo de aplicação pretendido, destaca-se a configuração *multi-string*. Esta configuração, representada na Figura 2.2, possui apenas um inversor, tem um custo menor e uma maior simplicidade e flexibilidade quando comparada com outras configurações, ao mesmo tempo que permite aplicar o algoritmo MPPT de forma individual.

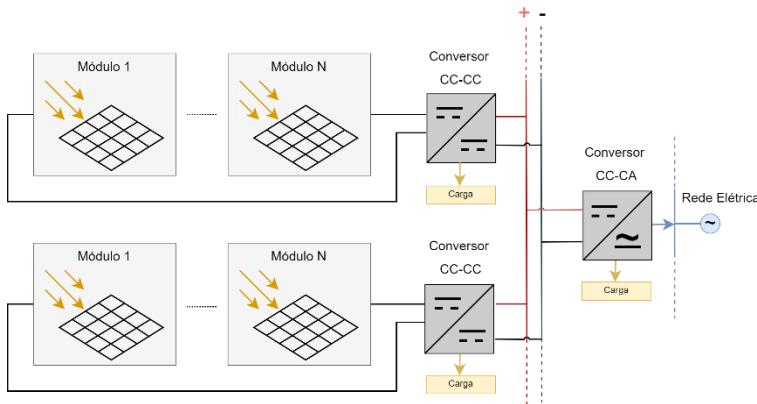


Figura 2.2 - Configuração do tipo *multi-string*.

Outro aspecto muito importante no *design* de um conversor de potência está relacionado com o hardware a utilizar, nomeadamente os semicondutores de potência. No Apêndice E é apresentado um estudo sobre as principais tecnologias de semicondutores existentes no mercado. Tecnologias mais recentes como SiC e GaN oferecem vantagens comparativamente com outras tecnologias como IGBT, principalmente para aplicações de alta potência, destacando-se perdas menores, melhor condutividade e o facto de permitirem temperaturas mais elevadas, o que resulta em componentes mais compactos. Uma vez que ambas as tecnologias servem o propósito da aplicação e que os SiC apresentam um preço menor, deve optar-se por esta solução.

## 2.2 Conversor CC-CC do tipo *Boost* Entrelaçado

No Apêndice A é apresentado um estudo sobre as diferentes topologias de conversores CC-CC presentes na literatura. De entre as topologias estudadas, a que apresenta mais vantagens para a aplicação em causa é a tipologia do tipo *boost* entrelaçado (IBC). Nesta topologia, as saídas dos conversores são associadas em paralelo, o que permite atingir valores de potência total superiores do que quando utilizados separadamente. Para efeitos de explicação, considere-se os semicondutores totalmente controlados como MOSFET, tal como representado nas figuras.

De entre as vantagens desta topologia, destacam-se a menor ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída. O *ripple* da corrente de entrada ( $\Delta I_{L1,L2}$ ) está diretamente relacionado com o tempo de vida útil dos condensadores eletrolíticos à saída do módulo solar PV [6]. Além disso, a corrente em cada braço apresenta, também, um valor mais baixo, o que implica uma indutância de menor valor, com maior eficiência e de custo mais reduzido (devido a uma menor utilização do cobre). Quando o *ripple* de corrente é pequeno, o valor da potência de entrada fica praticamente constante permitindo uma extração contínua de energia dos módulos solares PV. A Figura 2.3 compara o valor do *ripple* da corrente para diferentes números de braços ( $M$ ) e valores de *duty cycle* de operação dos MOSFET. Na equação (2.1))

encontra-se representado o valor do *duty cycle* ( $D$ ) em função da relação da tensão de entrada ( $V_i$ ) com a tensão de saída ( $V_o$ ). Pela observação da Figura 2.3, pode concluir-se que o uso de um IBC com dois braços permite reduzir para metade o *ripple* máximo da corrente de entrada quando comparado com o uso de apenas um braço [6].

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (2.1)$$

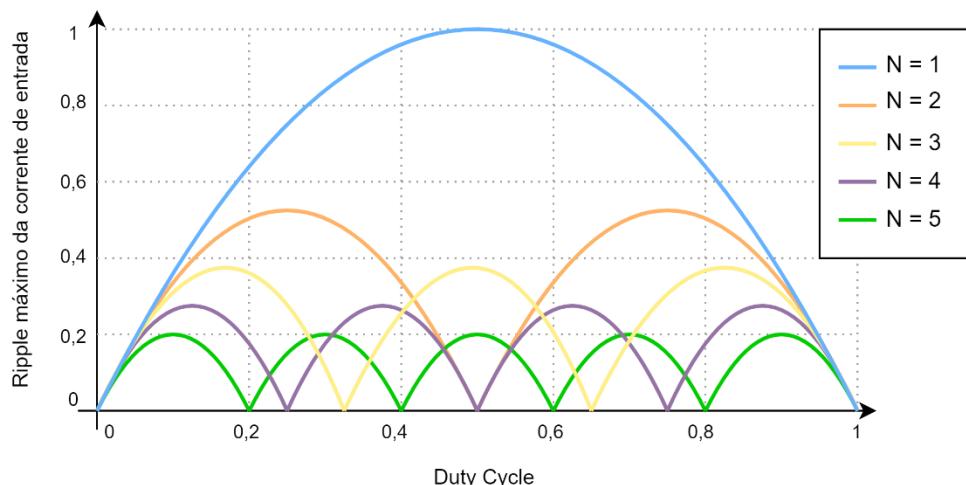


Figura 2.3 - *Ripple* de corrente de entrada em função do *duty cycle* ( $D$ ) e do número de braços do conversor ( $N$ ).

De forma a explicar de forma objetiva o princípio de funcionamento do IBC, recorreu-se ao IBC com dois braços, tal como representado na Figura 2.4, sendo este composto por dois conversores do tipo *boost* convencionais ligados em paralelo a operar de forma alternada. A bobina  $L_1$ , o MOSFET  $S_1$  com diodo *freewheeling*, e o diodo  $D_1$  formam o primeiro conversor, ao passo que a bobina  $L_2$ , o MOSFET  $S_2$  com diodo *freewheeling*, e o diodo  $D_2$  formam o segundo conversor. O IBC de dois braços partilha o mesmo condensador,  $C_1$ , na saída. O ângulo de desfasamento do controlo dos MOSFET é dado por  $360^\circ/N$ , sendo  $N$  o número de braços do conversor. No caso de IBC de dois braços, o controlo dos MOSFET apresenta um desfasamento de  $180^\circ$ . Por sua vez, o número de MOSFET em condução simultânea depende do valor do  $D$ .

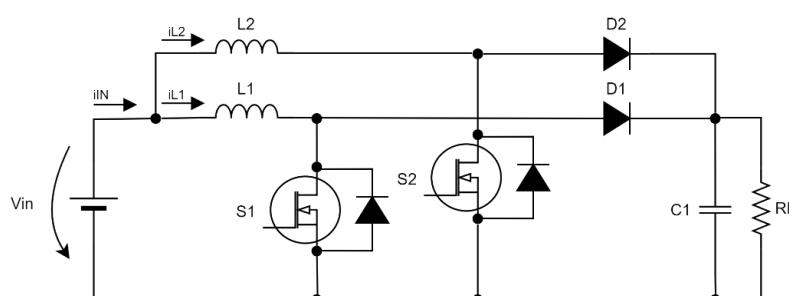


Figura 2.4 - Esquema elétrico do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços.

Existem duas regiões de operação possíveis consoante o valor do  $D$ : (i) para valores de  $D < 0,5$ ; (ii) e para valores de  $D \geq 0,5$ . Considerando a primeira condição, para valores de  $D < 0,5$ , os MOSFET nunca conduzem ao mesmo tempo. De modo a fazer o estudo do comportamento do conversor nesta região, e considerando o modo de condução continua (CCM), é possível dividir o funcionamento em quatro estágios [7]. Assumindo que os parâmetros dos dois conversores são idênticos, um exemplo meramente ilustrativo das formas de onda do controlo dos MOSFET e das correntes nas bobinas é apresentado na Figura 2.5.

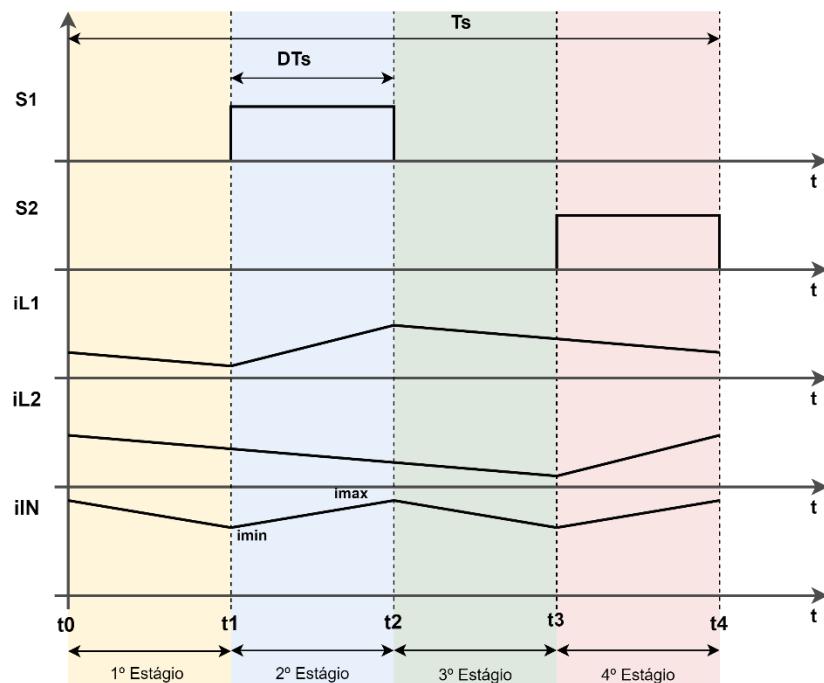


Figura 2.5 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado,  $D < 0,5$ .

O primeiro estágio começa com os dois MOSFET  $S1$  e  $S2$  em aberto, fazendo com que os diodos  $D_1$  e  $D_2$  fiquem diretamente polarizados, tal como ilustrado na Figura 2.6. As bobinas  $L_1$  e  $L_2$  são desmagnetizadas e as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  diminuem linearmente, como é possível ver no intervalo de tempo compreendido entre  $t_0$  e  $t_1$  da Figura 2.5. A carga é alimentada pelas bobinas e pela fonte através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

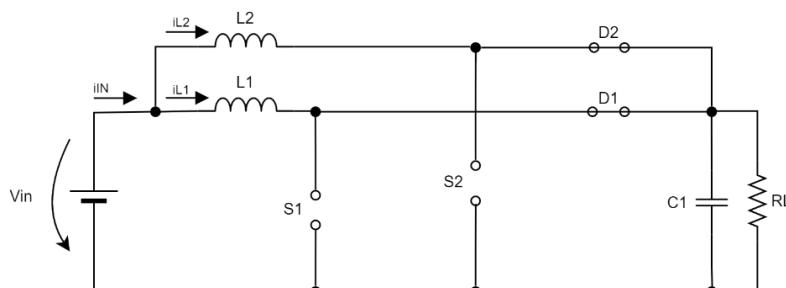


Figura 2.6 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios,  $D < 0,5$ .

No segundo estágio, representado na Figura 2.7,  $S_1$  é ligado durante o intervalo de tempo compreendido entre  $t_1$  e  $t_2$  como é possível ver pela Figura 2.5. O diodo  $D_1$  fica inversamente polarizado e o diodo  $D_2$  mantém-se polarizado, permitindo que a bobina  $L_2$  desmagnetize e a corrente  $i_{L2}$  diminua linearmente. A bobina  $L_1$  é alimentada pela fonte de alimentação fazendo com que corrente  $i_{L1}$  aumente linearmente. A carga é alimentada pela bobina  $L_2$  e pela fonte através do diodo  $D_2$ .

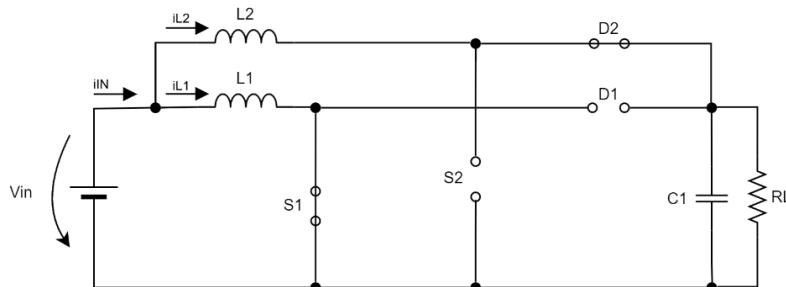


Figura 2.7 - Circuito equivalente do segundo estágio,  $D < 0,5$ .

Relativamente ao terceiro estágio, uma vez que ambos os MOSFET se encontram ao corte, o comportamento deste estágio é semelhante ao primeiro estágio, previamente apresentado.

Por fim, no último estágio,  $S_2$  é ligado durante o intervalo de tempo entre  $t_3$  e  $t_4$ , tal como representado na Figura 2.8.  $S_1$  permanece ao corte permitindo que a bobina  $L_1$  desmagnetize e alimente a carga através do diodo  $D_1$ . O diodo  $D_2$  encontra-se inversamente polarizado possibilitando que a corrente  $i_{L2}$  aumente linearmente.

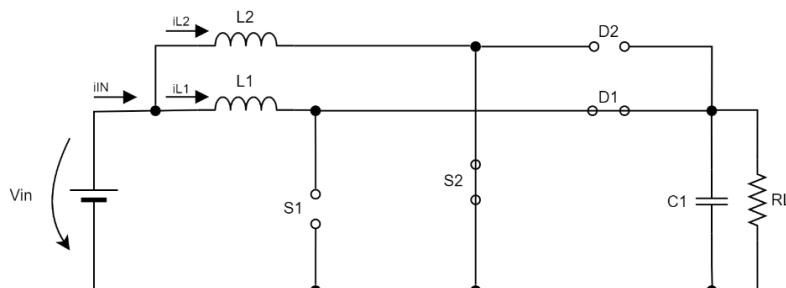


Figura 2.8 - Circuito equivalente do quarto estágio,  $D < 0,5$ .

Realizando a análise para a sua condição, para valores de  $D \geq 0,5$ , existe um período de tempo em que a condução dos dois MOSFET coincide. De forma análoga à análise anterior, é possível dividir o funcionamento em quatro estágios. A Figura 2.9 apresenta exemplo meramente ilustrativo das formas de onda do controlo dos MOSFET e das correntes nas bobinas.

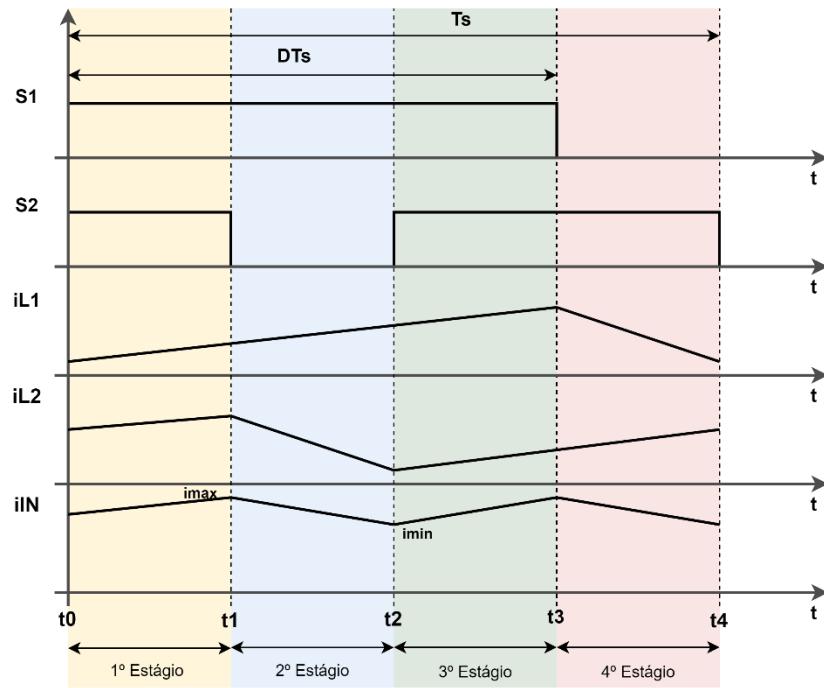


Figura 2.9 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado,  $D \geq 0,5$ .

O primeiro estágio representado na Figura 2.10 começa quando os dispositivos MOSFET  $S_1$  e  $S_2$  se encontram em condução, fazendo com que os diodos  $D_1$  e  $D_2$  fiquem inversamente polarizados. As bobinas  $L_1$  e  $L_2$  são alimentadas pela fonte de alimentação e as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  aumentam linearmente, como se pode observar na Figura 2.9, no intervalo de tempo compreendido entre  $t_0$  e  $t_1$ . O condensador  $C_1$  alimenta a carga.

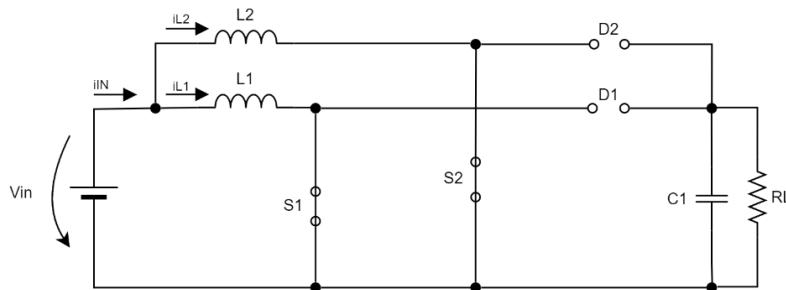


Figura 2.10 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios,  $D \geq 0,5$ .

No segundo estágio, representado na Figura 2.11,  $S_1$  mantém-se em condução, mas  $S_2$  fica ao corte, fazendo com que o diodo  $D_2$  fique diretamente polarizado. A bobina  $L_2$  é desmagnetizada, a corrente  $i_{L2}$  diminui linearmente, como é possível no intervalo de tempo compreendido entre  $t_2$  e  $t_3$  da Figura 2.9. A carga é alimentada pela energia armazenada na bobina e pela fonte através do diodo  $D_2$ .

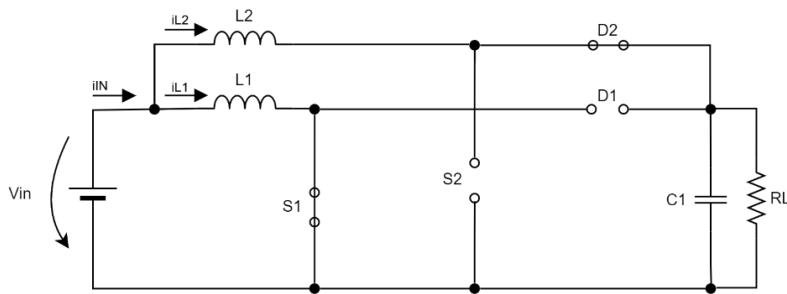


Figura 2.11 - Circuito Equivalente do segundo estágio,  $D \geq 0,5$ .

Relativamente ao terceiro estágio, uma vez que ambos os MOSFET se encontram ao corte, o comportamento deste estágio é semelhante ao primeiro estágio, previamente apresentado.

Por fim, no último estágio,  $S_2$  permanece em condução durante o intervalo de tempo entre  $t_2$  e  $t_3$ , tal como representado na Figura 2.12.  $S_1$  é desligado permitindo que a bobina  $L_1$  desmagnetize e alimente a carga através do diodo  $D_1$ . O diodo  $D_2$  encontra-se inversamente polarizado possibilitando que a corrente  $i_{L2}$  aumente linearmente.

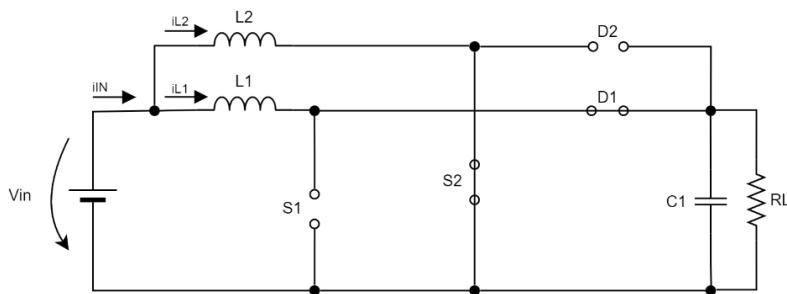


Figura 2.12 - Circuito equivalente do quarto estágio,  $D \geq 0,5$ .

Para o funcionamento desta topologia dentro das especificações previstas, é necessário o correto dimensionamento dos componentes. Admitindo que as bobinas possuem características semelhantes e o funcionamento do conversor em CCM, o seu valor pode ser calculado segundo a equação (2.2). Com base na equação (2.3) é possível determinar o valor do condensador, sendo necessário ter em conta o valor da corrente de saída,  $I_{out}$ , que pode ser obtido usando a equação (2.4) [8].

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in} D}{N f_s \Delta I_{L1,L2}} \quad (2.2)$$

$$C = \frac{I_{out} D}{N f_s \Delta V_{out}} \quad (2.3)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = 1 - D \quad (2.4)$$

## 2.3 Algoritmo de MPPT baseado no Método da Condutância Incremental

No Apêndice D é apresentado um estudo sobre os principais algoritmos de MPPT encontrados na literatura. De entre os diversos algoritmos há dois que se destacam entre os demais: o algoritmo de Perturbação e Observação (P&O) e o método da Condutância Incremental (CI) [9]. Com base no estudo bibliográfico é possível concluir que ambos os métodos apresentam uma algoritmia simples e com boa performance independentemente das condições de operação. Contudo, o método da CI apresenta como vantagens adicionais o facto de a tensão permanecer constante assim que se atinja o ponto de máxima potência (MPP), reagir mais rápido a grandes variações da temperatura e radiação [10]. A Figura 2.13 apresenta o fluxograma deste algoritmo.

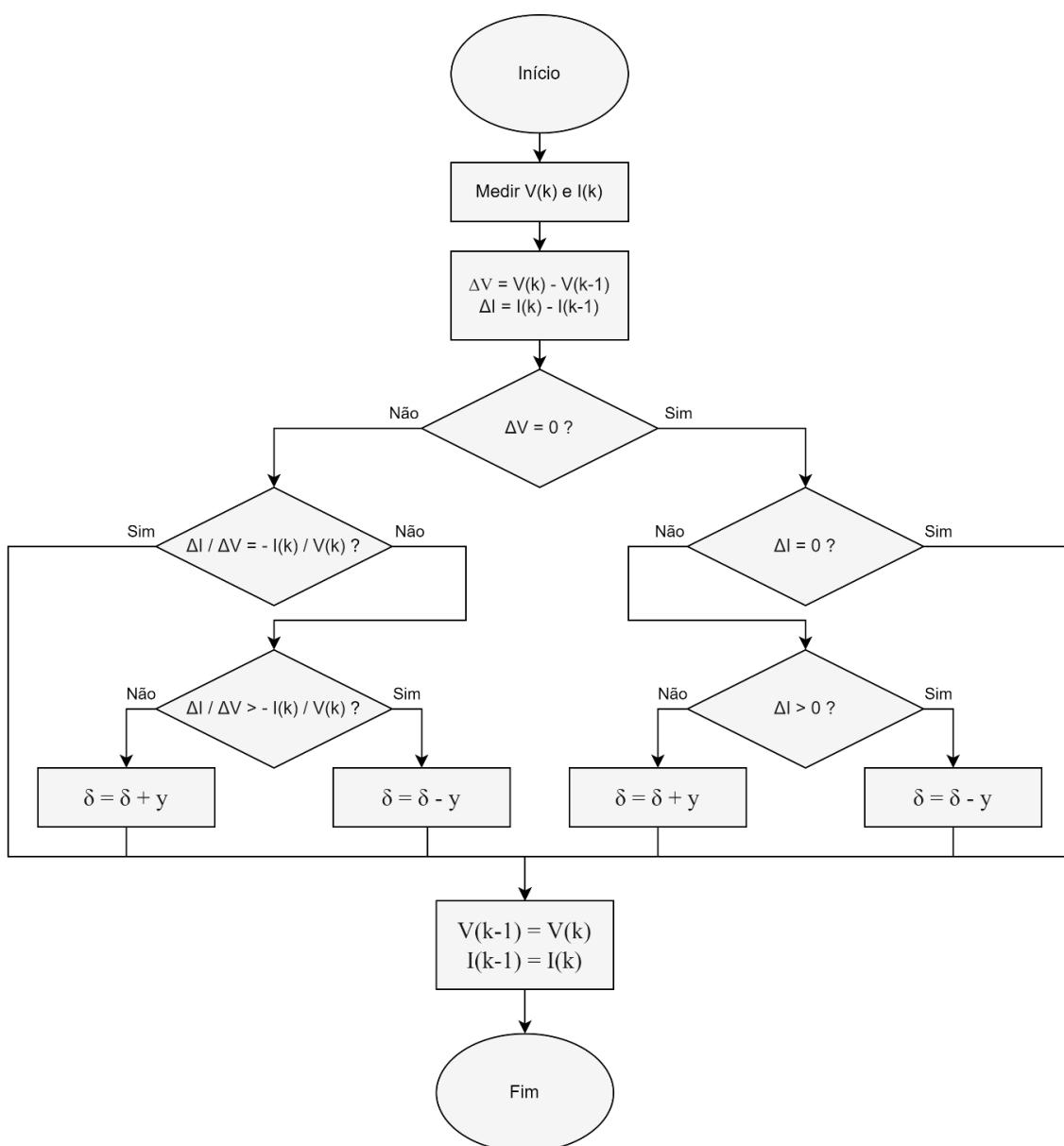


Figura 2.13 - Fluxograma do método da condutância incremental (baseado em [11]).

# Capítulo 3

## Simulações Computacionais

### 3.1 Introdução

As especificações de *design* são apresentadas na Tabela 3.1. A partir destas especificações, e do estudo do conversor do tipo *boost interleaved* efetuado no subcapítulo 2.2, é possível dimensionar o número de braços do conversor bem como os valores dos seus componentes. Além disto, estas especificações permitem selecionar um dos possíveis painéis a utilizar e o número de painéis por *string*.

Substituindo os valores das tensões de entrada e saída do conversor na equação (2.1), obtém-se um valor de *duty cycle* de 40 %. Componentes como as bobinas e os dispositivos MOSFET só podem ser selecionados após o dimensionamento do número de braços do conversor, uma vez que a corrente que os atravessa está diretamente relacionada com este parâmetro.

Tabela 3.1 - Especificações de *design*.

Tensão nominal de entrada ( $V_{in}$ )	1200 V
Tensão de entrada em circuito aberto ( $V_{oc,in}$ )	1500 V
Corrente de entrada ( $I_{in}$ )	12 A
Tensão de saída no barramento CC ( $V_{out}$ )	2000 V
Ripple da corrente de entrada ( $\Delta I_{in}$ )	10 %
Ripple da tensão de saída ( $\Delta V_{out}$ )	1 %

### 3.2 Número de Braços

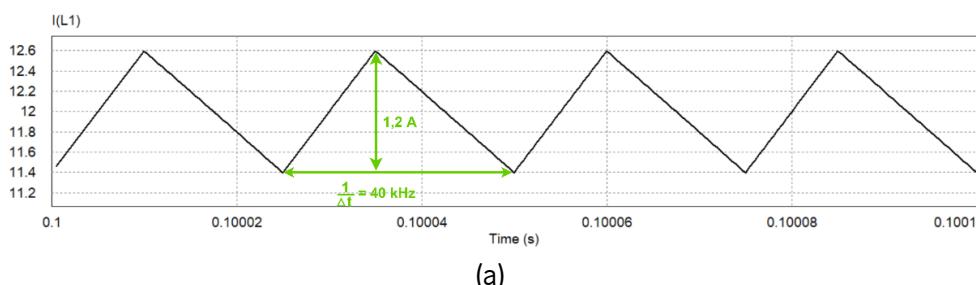
Como referido no subcapítulo 2.2, o número de braços influencia o valor do *ripple* da corrente de entrada. Foram, então, realizadas simulações, com frequência de comutação ( $f$ ) de 40 kHz, para diferentes números de braços do conversor. A Tabela 3.2 apresenta os valores das bobinas e do condensador calculados com base nas equações (2.2) e (2.3), respetivamente, para os diferentes números de braços e especificações previstas. É possível observar que quanto maior o número de braços, para as mesmas especificações, o valor dos componentes é menor.

Tabela 3.2 - Valores das bobinas e condensador para diferentes números de braços,  $f_s = 40$  kHz.

Número de Braços	$L$ (mH)	$C$ ( $\mu$ F)
1	10	3,6
2	5	1,8
3	3,3	0,9
5	2	0,72

Os resultados das simulações do conversor para um, dois, três e cinco braços estão presentes na Figura 3.1. É possível confirmar que para um  $D = 0,4$  o conversor *interleaved* com cinco braços é o que apresenta o menor *ripple* para a corrente de entrada, ( $\Delta I$ ). As topologias com dois e três braços apresentam resultados muito semelhantes e melhores do que o conversor com apenas um braço. É importante realçar que quanto maior o número de braços o conversor apresentar não só existe uma maior probabilidade de falha, mas também um maior custo de implementação. No entanto, um maior número de braços possibilita uma maior redundância na operação do sistema. Ou seja, no caso de falha de um dos braços, se o conversor não possuir braços adicionais, o sistema pode operar em excesso de carga ou até mesmo não conseguir funcionar. Atendendo a todos estes fatores, optou-se por desenvolver um IBC com dois braços. Apresenta resultados bastante satisfatórios e uma série de outras vantagens já mencionadas, como o menor *ripple* da corrente de entrada e continuidade em funcionamento na falha de um componente.

A solução do conversor com dois braços permite validar o conceito de *interleaved* sem grandes custos de implementação. Caso seja necessário, para sistemas de maior potência, seria necessário aumentar o número de braços do conversor e, com isso, ajustar os desfasamentos dos sinais de PWM, bem como as referências de corrente para cada braço.



(a)

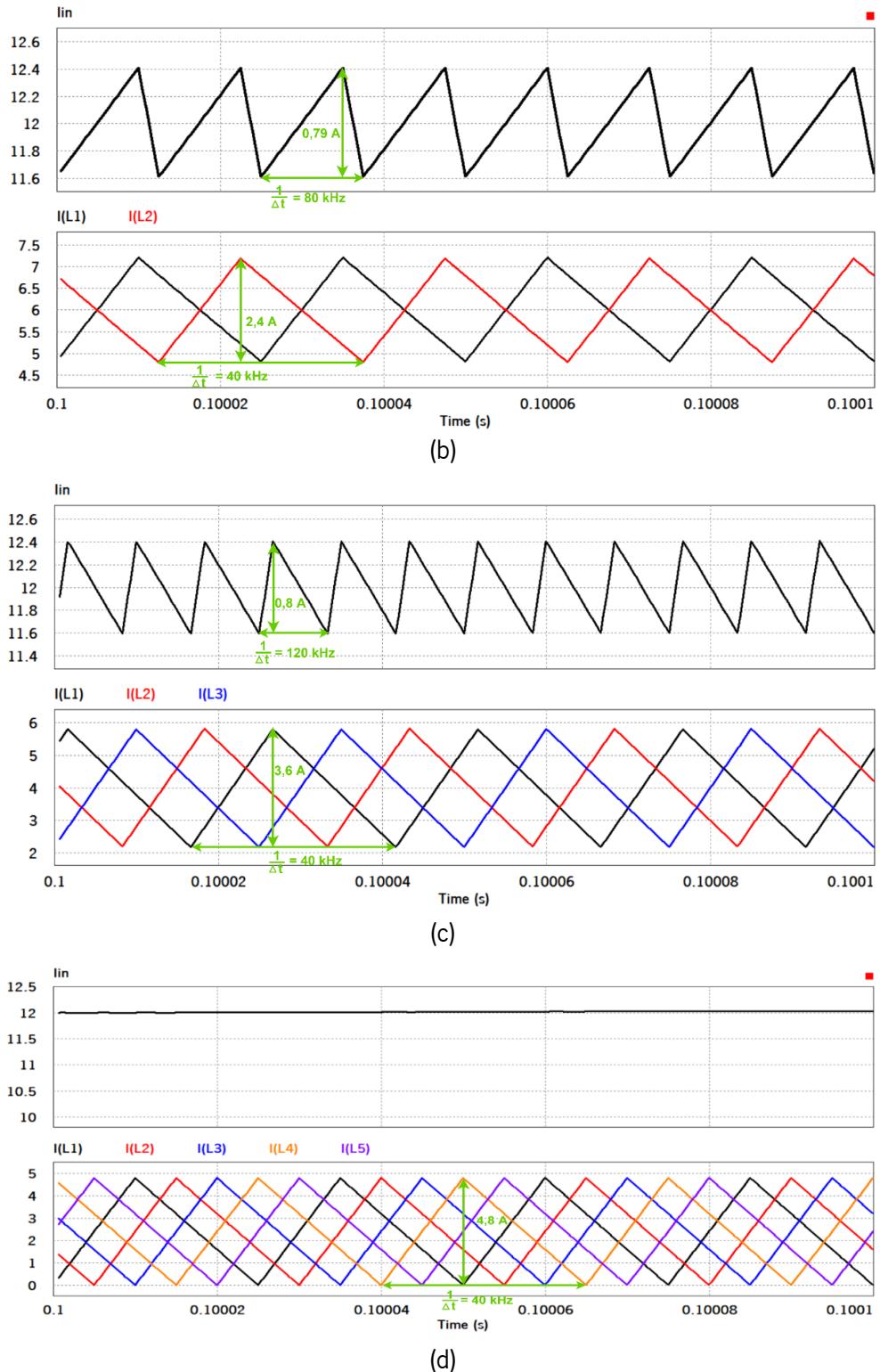


Figura 3.1 - Resultados de simulação para diferentes números de braços,  $f_s = 40$  kHz: (a) 1 braço; (b) 2 braços; (c) 3 braços; (d) 5 braços.

### 3.3 Frequência de Comutação

Da Tabela 3.1 sabe-se que o conversor tem uma corrente de entrada máxima de 12 A e tensão de saída de 2000 V. Uma vez estabelecido o uso de um conversor IBC de dois braços é possível

selecionar o valor das bobinas e dos semicondutores de potência, SiC neste caso em concreto. O principal critério de seleção do valor da bobina e da frequência a utilizar prende-se com o valor das perdas do conjunto das bobinas e dos SiC. Num conversor CC-CC com *ripple* de 10 %, as perdas na bobina ( $P_L$ ) não variam significativamente com a frequência. A principal causa é a resistência em CC do condutor. É possível calcular este valor recorrendo à equação (3.1)), onde / é a corrente máxima que atravessa a bobina. As perdas de comutação e de condução nos SiC podem ser estimadas recorrendo à ferramenta PSIM que permite inserir o modelo do semicondutor selecionado [12].

$$P_L = R_{CC} I^2 \text{ (W)} \quad (3.1)$$

Cada bobina tem de ser capaz de suportar a corrente máxima em cada braço, que é metade da corrente de entrada, ou seja, 6 A. Selecionou-se, assim, um conjunto de bobinas de alta-frequência para valores de CC de 10 A da série 197, representadas na Tabela 3.3, do fabricante Hammond Manufacturing [13]. Por sua vez, a Tabela 3.4 apresenta os valores da frequência e da capacidade calculados com base nas equações (2.2) e (2.3), respetivamente, para os diferentes valores das bobinas.

Tabela 3.3 - Bobinas de 10 A de corrente DC da série 197 do fabricante Hammond Manufacturing.

$L$ (mH)	Resistência (mΩ)	$P_L$ (W)
1	232	8,352
3,5	293	10,548
7,5	403	14,508

Tabela 3.4 - Valores de frequência e da capacidade calculados para as diferentes bobinas.

$L$ (mH)	Frequência (kHz)	$C$ (μF)
1	200	1,8
3,5	57,1	1,03
7,5	26,7	0,72

Do mesmo modo, cada SiC também terá de conduzir uma corrente de 6 A e suportar uma tensão igual à tensão do barramento CC, 2000 V. Optou-se, assim, pelo SiC G2R120MT33J do fabricante GeneSiC [14], capaz de suportar uma tensão de 3300 V e conduzir uma corrente de 33 A. Os dados para inserção do modelo deste SiC na ferramenta PSIM encontram-se na Figura 3.2.

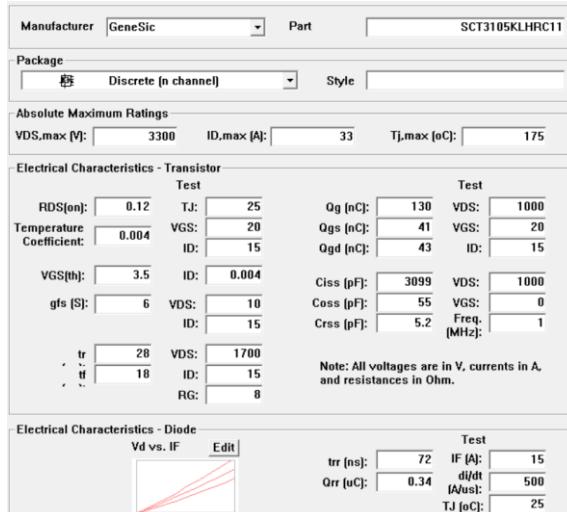


Figura 3.2 - Modelo do SiC G2R120MT33J no PSIM.

O modelo completo de simulação no PSIM que permite extrair os valores das perdas está apresentado na Figura 3.3. A Tabela 3.5 contém os valores das perdas obtidos em simulação, condução e comutação dos semicondutores controlados, as perdas nas bobinas e as perdas totais que corresponde à soma das três últimas. Uma vez que o *ripple* de corrente obtido para os três casos é praticamente igual, o critério para seleção de  $f_s$  e da bobina a usar está relacionado com as perdas totais do circuito. Analisando os resultados, conclui-se que as perdas menores ocorrem para o caso da bobina de 7,5 mH e frequência de comutação de 26,7 kHz. Conclui-se que o caso com o valor de  $f_s$  de 26,7 kHz e uma bobina de 7,5 mH é o mais indicado para o sistema desenvolvido.

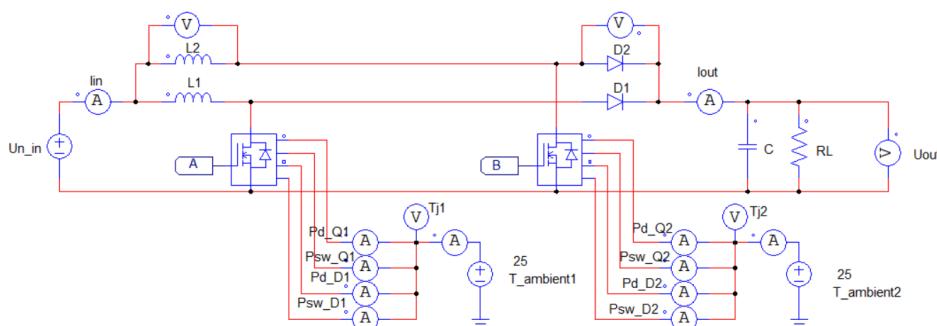

 Figura 3.3 - Modelo PSIM do conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* para a simulação das perdas nos SiC.

Tabela 3.5 - Cálculo do valor total de perdas em relação ao à indutância e frequência.

$L$ (mH)	Frequência (kHz)	$P_L$ (W)	$P_{comutação}$ (W)	$P_{condução}$ (W)	Total Perdas (W)
1	200	8,352	226,9	1,97	237,2
3,5	57,1	10,548	60,05	1,71	72,31
7,5	26,7	14,508	28,46	1,75	42,72

### 3.4 Circuito de Controlo

Como referido no subcapítulo 2.2, o algoritmo de MPPT selecionado para extrair a potência máxima dos painéis foi o CI. Uma vez que o conversor a usar é um IBC de dois braços e que os valores reais das bobinas de cada braço podem ser ligeiramente diferentes, é necessário manter um controlo de corrente de cada um dos braços para que a corrente se divida de forma equilibrada. Para esse efeito, é usado um controlador do tipo proporcional integral (PI), sendo imposta uma corrente de referência igual para cada braço.

### 3.5 Modelo Físico do Módulo Solar Fotovoltaico no PSIM

Conforme referido no subcapítulo 2.1, e as especificações previstas na Tabela 3.1, nomeadamente corrente de curto-círcuito de entrada e tensão nominal de entrada, selecionou-se um módulo solar PV de silício monocristalino, o LG Neon 2 de 350 W [15]. Este módulo solar PV apresenta uma tensão no ponto de máxima potência ( $V_{mp}$ ), de 35,3 V para as condições de teste *standard*. Assim sendo, cada *string* deve ser composta por um total de 34 módulos instalados em série.

A ferramenta de simulações PSIM permite adicionar um modelo físico de um módulo solar PV, sendo este modelo apresentado na Figura 3.4. Para adicionar um conjunto de 34 módulos em série apenas é necessário multiplicar o número de células por este valor no momento da inserção do módulo na folha de simulação, além de ajustar outras características tal como mencionado no guia “*Solar Module Physical Model*” [16]

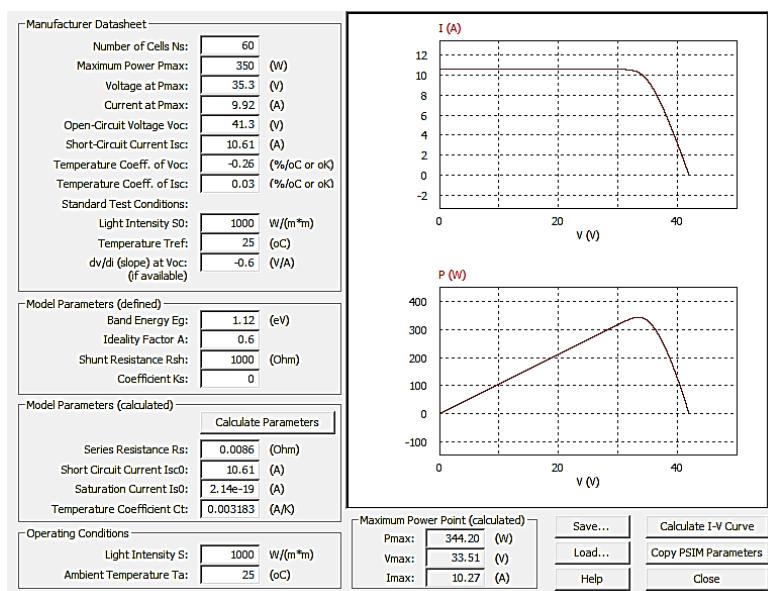


Figura 3.4 - Modelo físico módulo solar PV LG Neon 2 de 350 W.

### 3.6 Circuito Completo

A Figura 3.5 apresenta o esquema elétrico do circuito completo. É possível observar que o algoritmo de MPPT tem como entradas a tensão e a corrente à saída do módulo. Este bloco coloca na saída uma corrente de referência que subtraída à corrente de cada braço vai produzir um sinal de erro, *Erro1* e *Erro2*. Cada sinal de erro entra num controlador PI e origina um sinal de comando que é posteriormente comparado com uma onda moduladora triangular, produzindo um sinal PWM que irá comandar os semicondutores controlados. De mencionar que as ondas moduladoras se encontram desfasadas 180°, tal como explicado no subcapítulo 2.2. O circuito de simulação completo é apresentado na Figura 3.6.

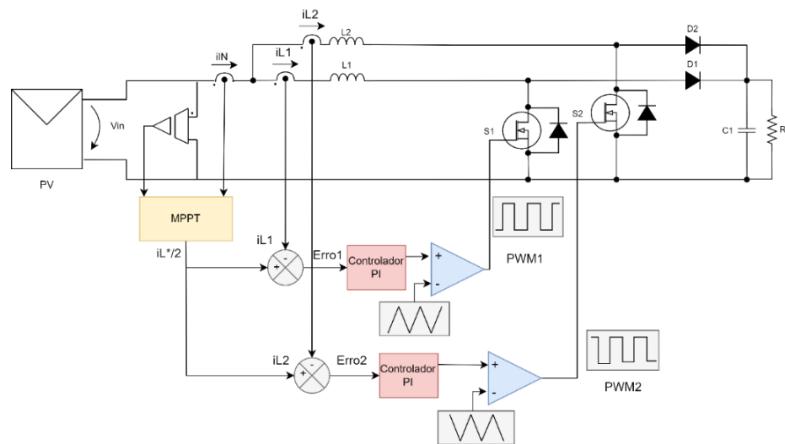


Figura 3.5 - Diagrama esquemático do circuito completo.

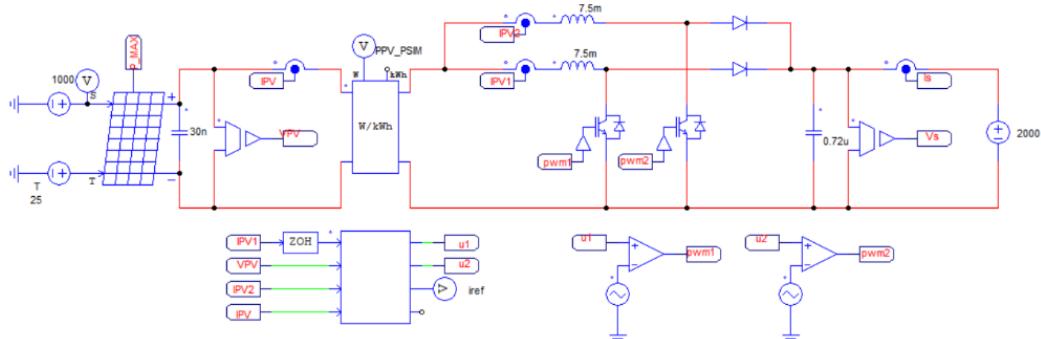


Figura 3.6 - Circuito de simulação completo.

Simulou-se o circuito para duas situações distintas. No primeiro caso, mantiveram-se as condições de operação constantes e iguais a 25 °C de temperatura e 1000 W/m<sup>2</sup> de intensidade da radiação solar. No segundo caso variou-se a intensidade da luz solar ao longo do tempo. Os resultados das simulações estão presentes na Figura 3.7 e na Figura 3.8. Em ambos os casos, é possível observar que a potência à saída do módulo, *PPV*, acompanha a potência máxima, *P\_MAX*, para as condições de operação. O mesmo acontece para a corrente à saída do módulo, *IPV*, que tende a seguir a corrente de referência calculada, *IREF*. O *ripple* máximo da corrente encontra-se dentro das especificações previstas.

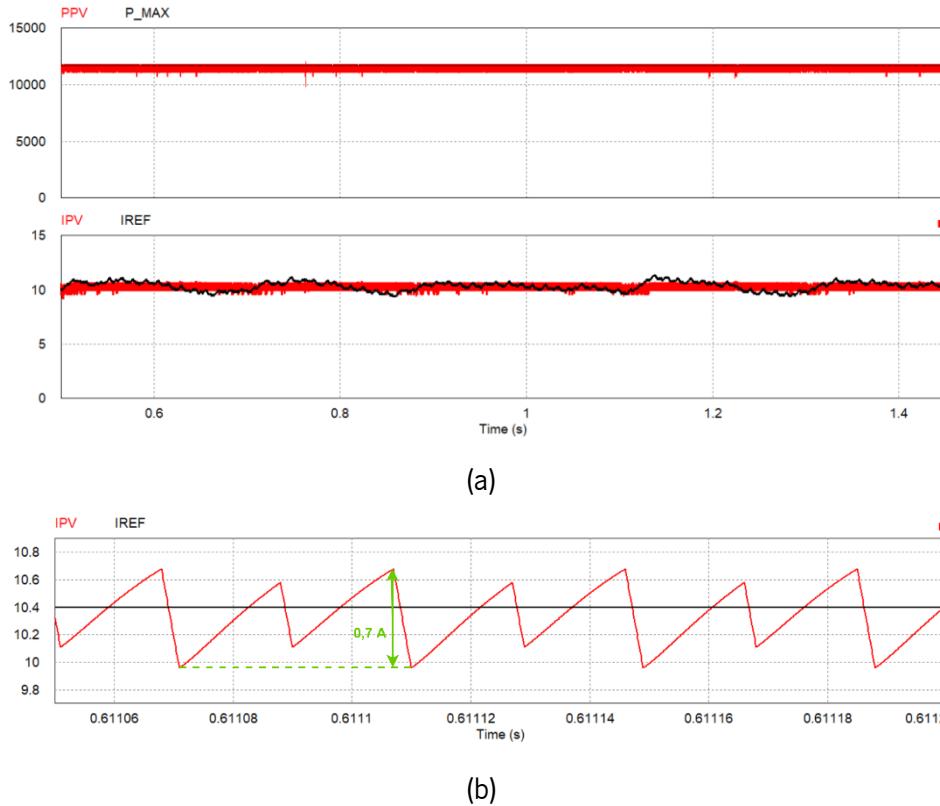


Figura 3.7 - Simulação do circuito para condições de operação constantes: (a) Potência à saída do módulo,  $PPV$ , e potência máxima para as condições de operação,  $P\_MAX$ ; corrente à saída do módulo,  $IPV$ , e corrente de referência,  $IREF$ ; (b) Ripple da corrente de entrada,  $IPV$ .

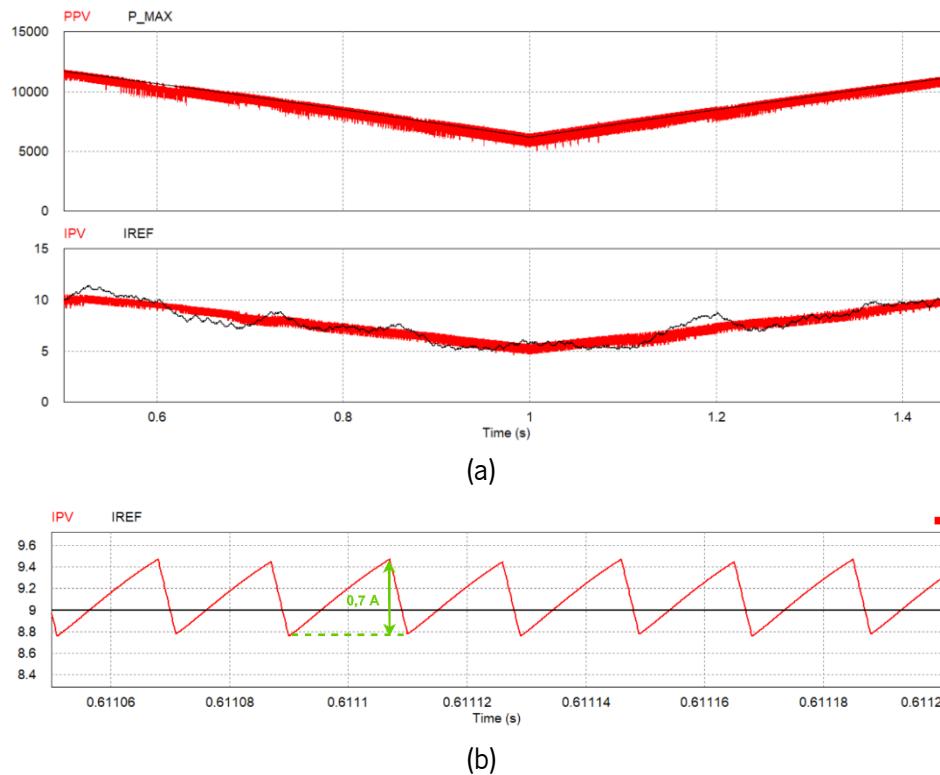


Figura 3.8 - Simulação do circuito para condições de operação variantes ao longo do tempo:  
(a) Potência à saída do módulo,  $PPV$ , e potência máxima para as condições de operação,  $P\_MAX$ ; corrente à saída do módulo,  $IPV$ , e corrente de referência,  $IREF$ ; (b) Ripple da corrente de entrada.

# Capítulo 4

## Protótipo de Escala Reduzida

### 4.1 Introdução

Neste capítulo é descrito o processo de desenvolvimento e implementação do conversor *interleaved* do tipo *boost* com dois braços com redução de escala de 10:1 comparativamente com as especificações do projeto MegaSolar. As especificações do protótipo são apresentadas na Tabela 4.1. É importante referir que a escolha de algum material foi também influenciada pela sua disponibilidade no laboratório do GEPE, nomeadamente a bobina de 6 mH e o condensador de 20  $\mu\text{F}$ .

Tabela 4.1 - Especificações do protótipo.

Tensão nominal de entrada ( $V_{n\_in}$ )	120 V
Tensão de entrada de circuito aberto ( $V_{oc\_in}$ )	150 V
Corrente de entrada ( $I_n$ )	12 A
Tensão de saída no barramento CC ( $V_{out}$ )	200 V
Bobina ( $L$ )	6 mH
Condensador ( $C$ )	20 $\mu\text{F}$

Adotando um valor de *ripple* máximo da corrente de entrada ( $\Delta I_n$ ) de 10 %, com base na equação (2.2), o valor mínimo para a frequência de comutação é 3,3 kHz. Sendo este valor relativamente baixo optou-se por definir uma frequência de 20 kHz, resultando num *ripple* de 1,7 %.

### 4.2 Simulações

O modelo de simulação usado foi o mesmo da Figura 3.6, diferindo apenas nos valores das bobinas, condensador, tensões de entrada e saída do conversor. Em relação à tensão de entrada, o módulo referido no capítulo 3.5 apresenta uma tensão  $V_{np}$  de 35,3 V para as condições de teste do protótipo, pelo que cada *string* deve ser composta por um total de quatro módulos em série. Simulou-se o circuito para duas situações distintas. No primeiro caso, Figura 4.1, manteve-se as condições de operação constantes e iguais a 25 °C de temperatura e 1000 W/m<sup>2</sup> de radiação solar. No segundo caso, variou-se a radiação solar ao longo do tempo, entre 1000 W/m<sup>2</sup> e 500 W/m<sup>2</sup>, e manteve-se a temperatura

a 25 °C. Pelos resultados da Figura 4.2 conclui-se que se a radiação solar diminuir a corrente também diminui e a tensão aumenta ligeiramente.

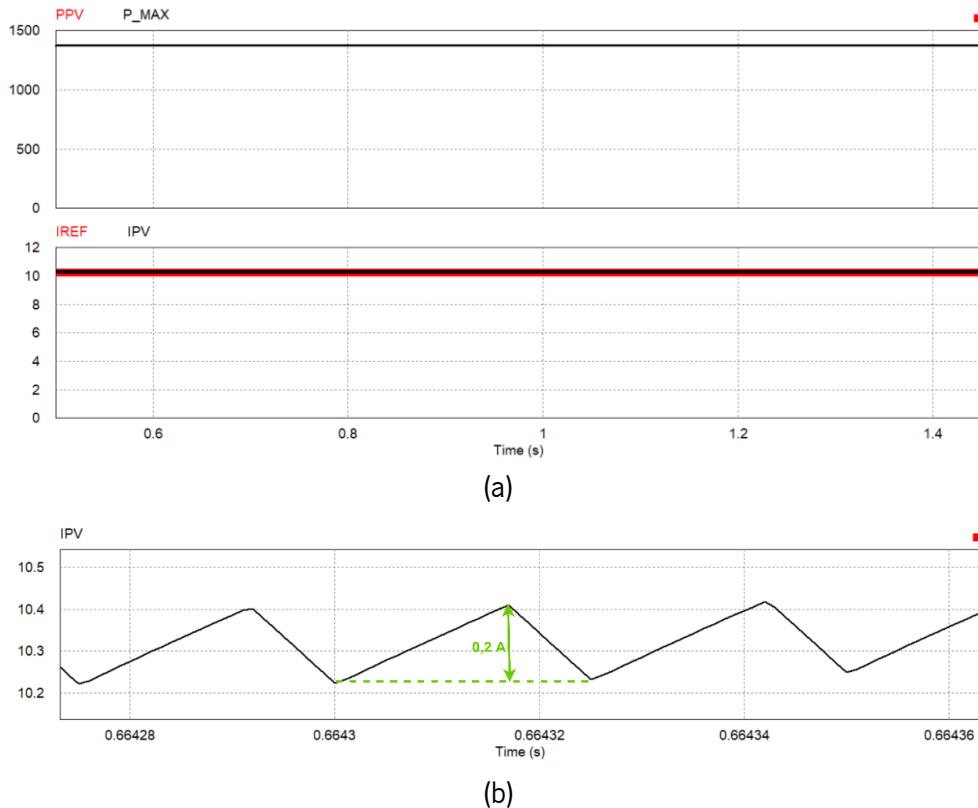
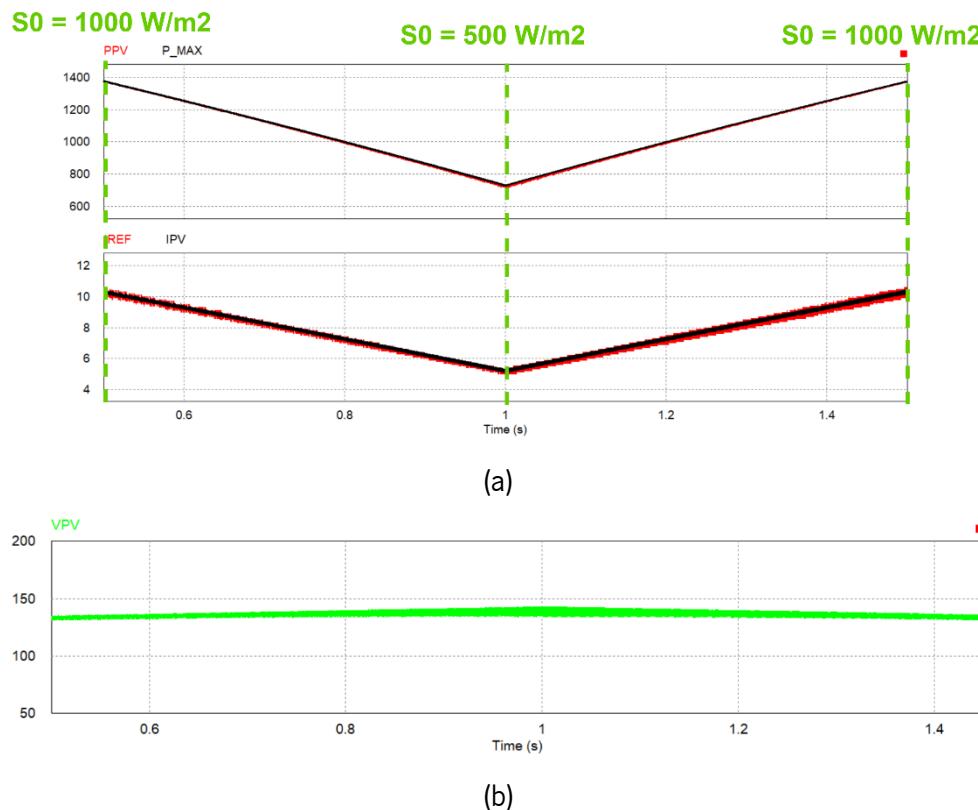
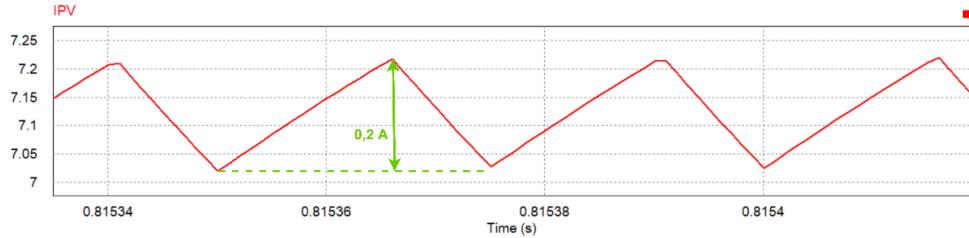


Figura 4.1 - Simulação do circuito do protótipo para condições de operação constantes (a) Potência à saída do módulo, *PPV*, e potência máxima, *P\_MAX*, para as condições de operação, corrente à saída do módulo, *IPV*, e corrente de referência, *IREF*; (b) *Ripple* da corrente de entrada, *IPV*.

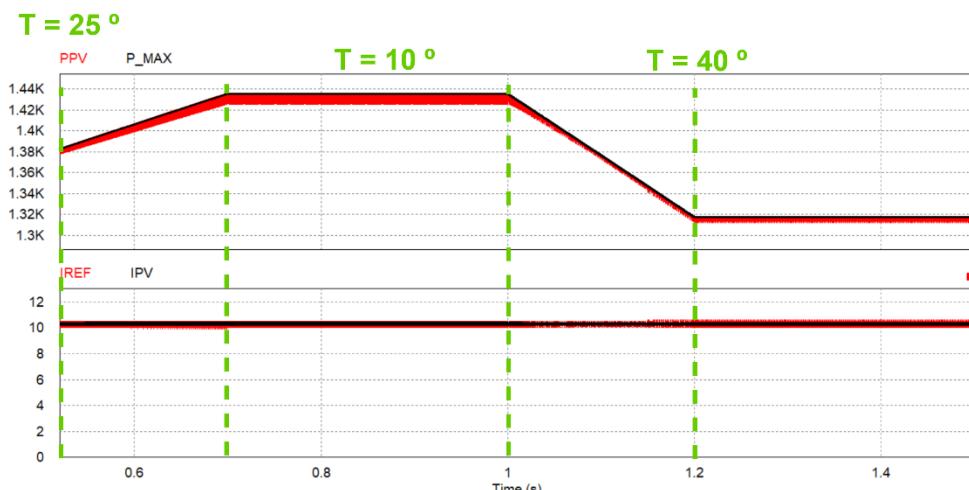




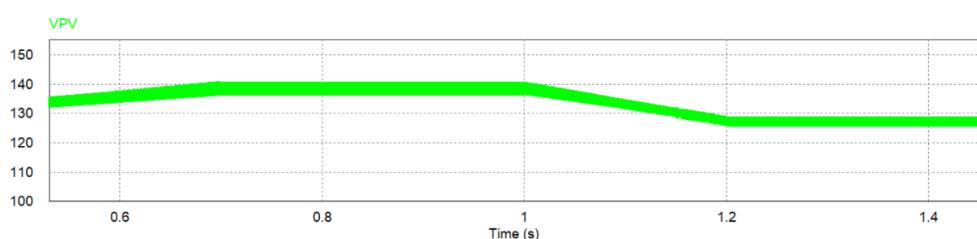
(c)

Figura 4.2 - Simulação do circuito do protótipo, variando a radiação solar: (a) Potência à saída do módulo,  $PPV$ , e potência máxima,  $P_{MAX}$ ; corrente à saída do módulo,  $IPV$ , e corrente de referência,  $IREF$ ; (b) Tensão à saída do módulo,  $VPV$ ; (c) *Ripple* da corrente de entrada,  $IPV$ .

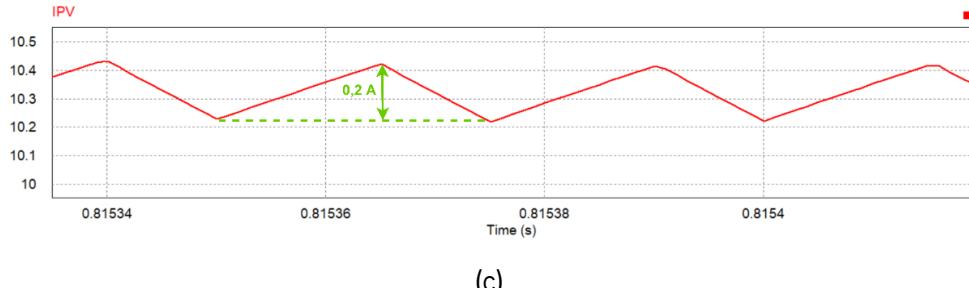
No terceiro caso, manteve-se a radiação solar a  $1000 \text{ W/m}^2$ , mas variou-se a temperatura ao longo do tempo, entre  $10^\circ\text{C}$  e  $40^\circ\text{C}$ . Os resultados de simulação estão presentes na Figura 4.3. É possível concluir que com a variação da temperatura, a corrente mantém-se praticamente constante. Contudo, a tensão é influenciada pela temperatura de operação do sistema, sendo que quanto maior a temperatura, menor a tensão de operação do módulo solar PV. Este efeito afeta de igual modo a potência gerada pelo módulo solar PV.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.3 - Simulação do circuito do protótipo para temperatura a variar ao longo do tempo:  
 (a) Potência à saída do módulo,  $PPV$ , e potência máxima,  $P_{MAX}$ , para as condições de operação;  
 corrente à saída do módulo,  $IPV$ , e corrente de referência,  $IREF$ ; (b) Tensão à saída do módulo,  $VPV$ ;  
 (c) *Ripple* da corrente de entrada,  $IPV$ .

Nos casos simulados anteriormente, é possível observar que a  $PPV$  acompanha  $P_{MAX}$ . O mesmo acontece com  $IPV$  que tende a seguir a  $IREF$  calculada. O *ripple* máximo da corrente está dentro dos 1,7 %, ou seja, nos 0,2 A esperados.

Depois de avaliar a resposta do controlador às condições de operação constantes e a variar ao longo do tempo é importante verificar a resposta do controlador quando as resistências internas das bobinas são diferentes. A resistência interna da bobina a ser usada, testada em laboratório, é de 133 mΩ. Simulou-se, então, uma bobina com resistência interna de 133 mΩ e outra de 500 mΩ. O resultado de simulação da Figura 4.4 confirma o correto funcionamento do mesmo uma vez que as correntes em cada braço têm o mesmo valor ao longo do tempo.

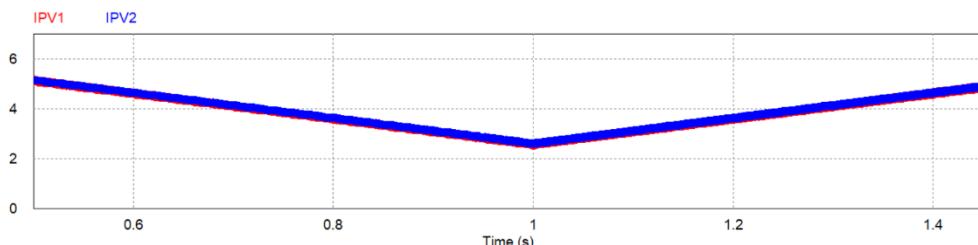
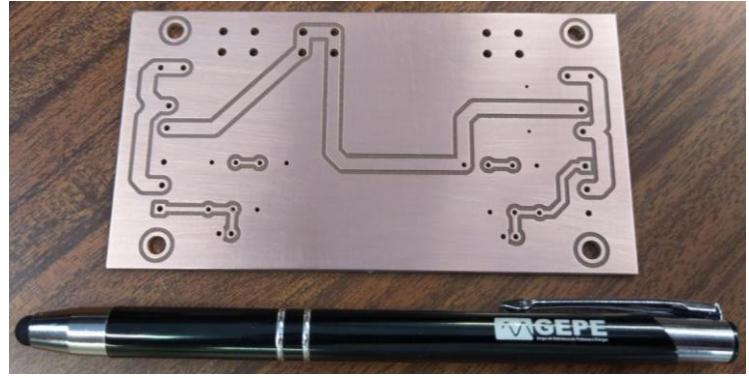


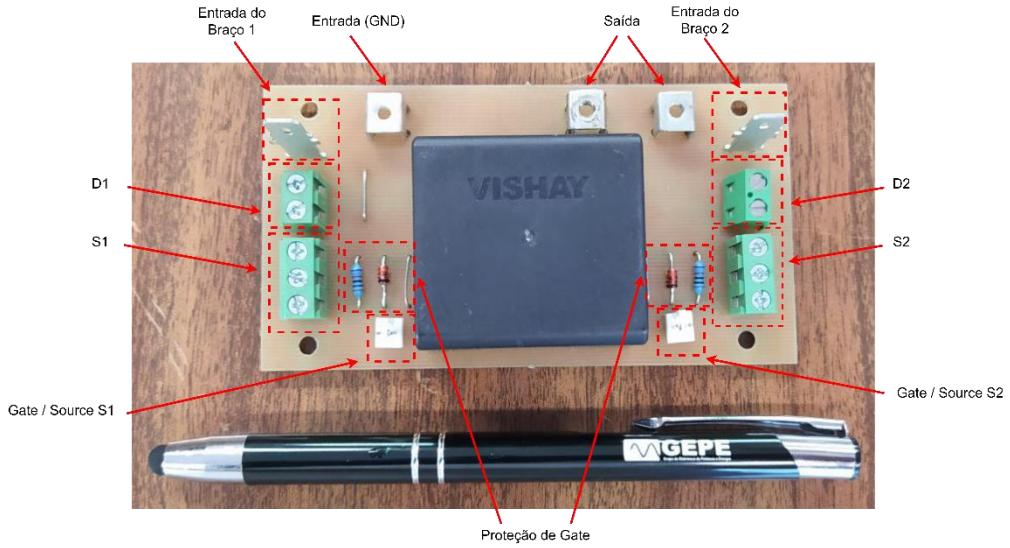
Figura 4.4 - Simulação da corrente em cada braço para valores de resistência de bobina diferentes.

### 4.3 Desenvolvimento do Protótipo

Neste subtópico é descrito o processo de desenvolvimento do protótipo do conversor do tipo IBC de 2 braços. Relativamente aos circuitos de aquisição e condicionamento de sinal, bem como os circuitos de *driver* dos semicondutores, encontram-se mencionados no Apêndice F e Apêndice G, respetivamente. A placa de circuito impresso (PCB) desenvolvida recorrendo ao software *Altium*, é apresentada na Figura 4.5. O esquemático a utilizar para a conceção desta PCB teve em conta a Figura 2.4.



(a)



(b)

Figura 4.5 - PCB desenvolvida para o Conversor CC-CC do tipo *boost interleaved*. (a) vista inferior da PCB sem componentes soldados; (b) vista superior da PCB com os componentes soldados.

O circuito de interface entre a saída do *driver* e a *gate* do semicondutor de potência, bem como as proteções de *gate*, encontram-se representadas na Figura 4.6. Neste circuito é possível visualizar uma resistência *gate-source*,  $R_{GS}$ , e um diodo zener,  $Z_1$ , que possui uma tensão de zener de 16 V. O diodo  $Z_1$  irá proteger o SiC no caso de existir tensões de gate superiores à desejada. Por sua vez,  $R_{GS}$  tem como funcionalidade evitar transições indesejadas no caso de falha de sinal PWM, impondo o SiC sempre ao corte. O valor utilizado em  $R_{GS}$  foi de 10 kΩ. É importante referir que a resistência de *gate* já se encontra no circuito de *driver*, com um valor de 12 Ω, pelo que não foi colocada na PCB desenvolvida.

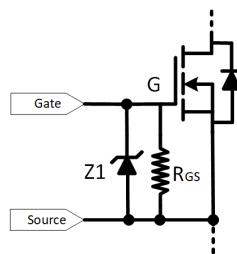


Figura 4.6 - Circuito implementado para a proteção de *gate*.

A Figura 4.7 e Figura 4.8 ilustram a integração do sistema de controlo e do andar de potência. A PCB desenvolvida e todos os componentes presentes foram aparafusados a uma base de madeira de modo a facilitar a sua fixação, organização e transporte. A Figura 4.8 demonstra a integração do sistema na bancada de trabalho do laboratório do GEPE. De mencionar que cada caixa de condicionamento de sinal apresenta quatro entradas para sensores, encontrando-se equipada com duas entradas para sensores de corrente e outras duas entradas para sensores de tensão. Por esta razão, foi utilizada uma segunda caixa de condicionamento de sinal de forma a ser possível visualizar  $i_{in}$ .

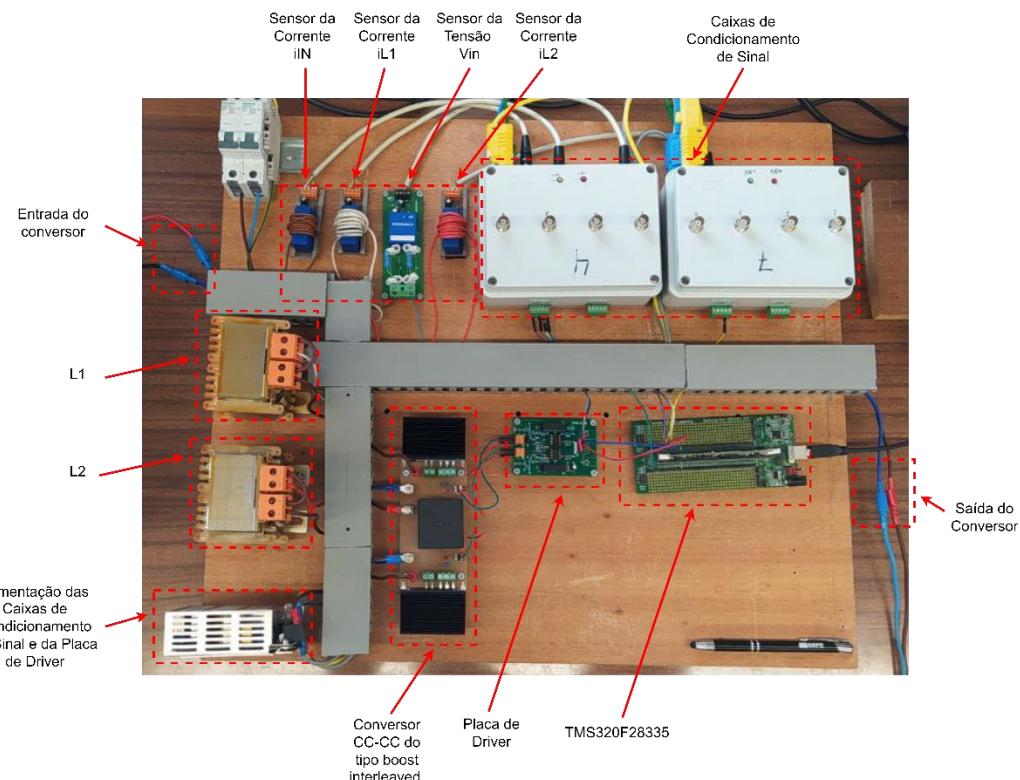


Figura 4.7 - Sistema integrado do conversor CC-CC do tipo *boost interleaved*.

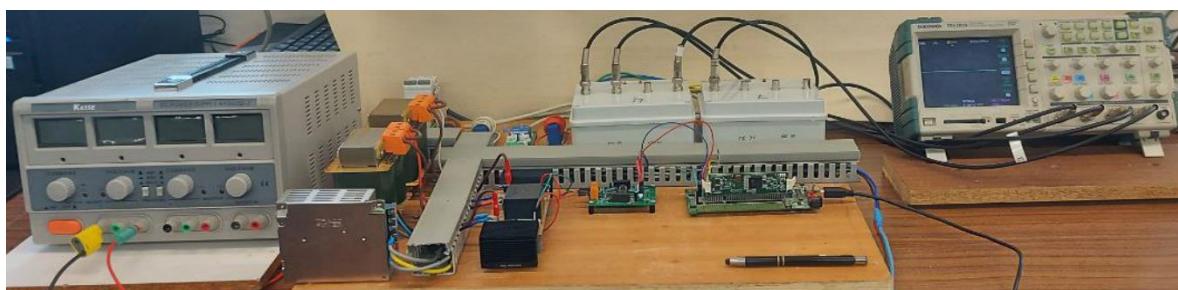


Figura 4.8 - Vista geral da integração do sistema na bancada de trabalho.

## 4.4 Resultados Experimentais

Neste item são expostos e analisados os resultados experimentais obtidos do sistema. São analisados resultados de forma fragmentada, nomeadamente dos blocos necessários ao funcionamento do sistema, tais como conversor, algoritmos PI e MPPT, e integração com o módulo solar PV.

#### 4.4.1 Testes ao conversor

Para testar o correto funcionamento do conversor, colocou-se o mesmo a operar com condições distintas: *duty cycle* igual a 0 % e *duty cycle* igual a 50 %, encontrando-se os resultados experimentais na Figura 4.9. De forma a simular a alimentação do conversor, para o primeiro caso, foi ligada uma fonte de tensão regulada para 20 V e para o segundo com 10 V. À saída do conversor foi acoplada uma carga resistiva de  $28\ \Omega$ .

No primeiro caso,  $D = 0\%$ , Figura 4.9 (a), a corrente de entrada divide-se pelos dois braços e tem um valor igual a  $\frac{V}{R} = \frac{20\text{ V}}{28\ \Omega} = 715\text{ mA}$ . No segundo caso,  $D = 50\%$ , a tensão de saída seria idealmente igual a 20 V. Assumindo que o sistema não tem perdas, a corrente de saída seria também igual a 715 mA. Sendo assim, de acordo com a equação (2.4), o valor da corrente de entrada seria 1,43 A. É possível ver pela Figura 4.9 (b) que a corrente de entrada é aproximadamente igual a esse valor, mas é preciso ter em conta que o conversor apresenta perdas, como a queda de tensão direta dos semicondutores, e que a tensão de saída não é 20 V, mas sim inferior. Em relação à Figura 4.9 (c) é possível observar o *ripple* da corrente em cada braço, para o mesmo instante é simétrico, o que faz com que corrente de entrada tenha um *ripple* próximo de zero.

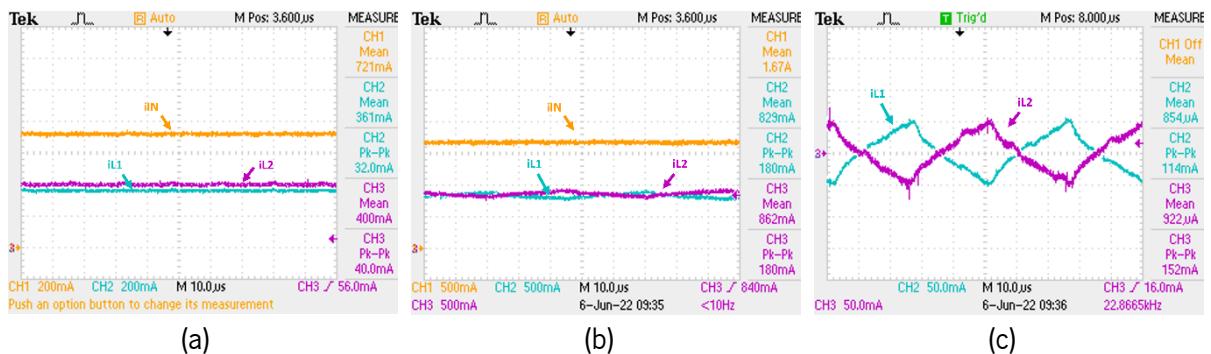


Figura 4.9 - Resultados experimentais do conversor: (a) Valor médio das correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ , com  $D = 0\%$ ; (b) Valor médio das correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ , com  $D = 50\%$ ; (c) *Ripple* da corrente em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , com  $D = 50\%$ .

#### 4.4.2 Testes ao algoritmo PI

De modo a validar o algoritmo PI e a estabelecer o ganho proporcional e integrativo dividiu-se o teste em duas fases. Na primeira estabeleceu-se uma corrente de referência de 2,25 A. As condições de teste foram 30 V na tensão de entrada e  $28\ \Omega$  na carga de saída. Pela análise da Figura 4.10 (a), é possível concluir que a corrente de entrada tem um valor médio muito próximo ao desejado. Em relação à Figura 4.10 (b), é possível observar o *ripple* da corrente em cada braço para estas condições de operação.

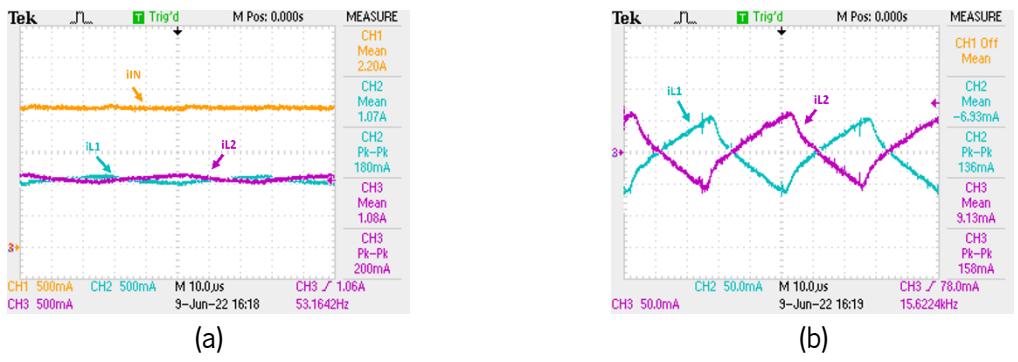


Figura 4.10 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência de 2,25 A: (a) Valor médio das correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ ; (b) *Ripple* da corrente em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ .

Na segunda fase, variou-se a referência entre 1,5 A e 3,75 A num intervalo de 5 segundos com as mesmas condições de operação. Pela análise da Figura 4.11 (a) é possível ver que o sistema acompanha as variações da corrente de referência. Em relação à Figura 4.11 (b) e (c), pode-se concluir que o tempo de estabelecimento é aproximadamente 50 ms.

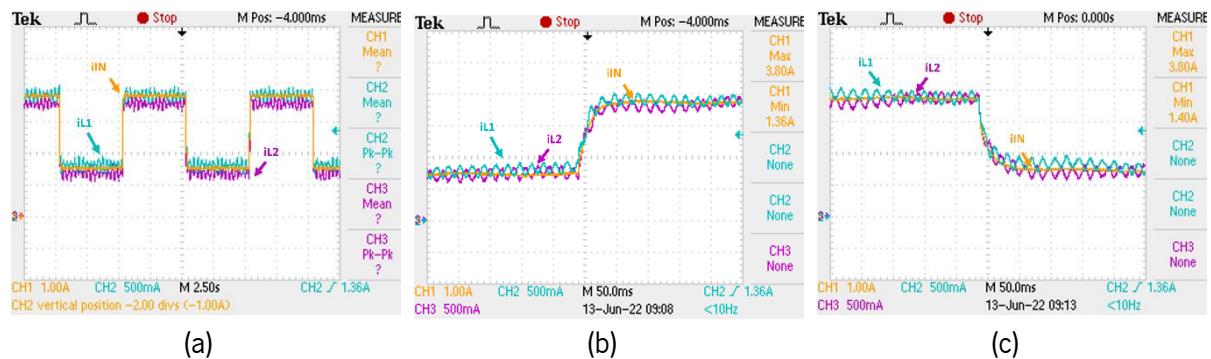


Figura 4.11 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência a variar 1,5 A e 3,75 A: (a) Correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ ; (b) Correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ , em resposta ao degrau ascendente de corrente; (c) Correntes em cada braço,  $iL1$  e  $iL2$ , e à entrada,  $iIN$ , em resposta ao degrau descendente de corrente.

#### 4.4.3 Testes ao MPPT

Depois de validar o controlador PI e ajustar o ganho proporcional e integrativo, foram efetuados testes ao MPPT. Para isso, foi dimensionado um circuito com um reóstato ( $Rin$ ) em série com a fonte, tal como é demonstrado na Figura 4.12. Sendo assim, quando a tensão no reóstato ( $V$ ) é igual à tensão de entrada ( $V_{in}$ ), é extraída a máxima potência.

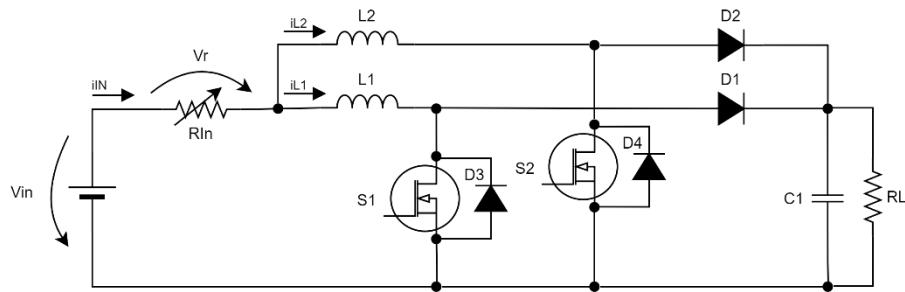


Figura 4.12 - Esquema usado para testar o MPPT.

As condições de teste foram 30 V na tensão de entrada e  $28\ \Omega$  na carga de saída. O teste foi dividido em duas partes. A primeira parte consistiu em manter  $R_{in}$  em  $11\ \Omega$  e avaliar se  $V_{in}$  e  $V_r$  tendiam para 15 V. Na Figura 4.13 (a) é possível observar que nos instantes seguintes à entrada em funcionamento do circuito de controlo  $V_{in}$  e  $V_r$  tomam aproximadamente o mesmo valor. Na Figura 4.13 (b) é possível observar as correntes  $I_{in}$ ,  $I_L$  e  $I_{L2}$  em regime permanente, enquanto que na Figura 4.13 (c) verifica-se novamente que  $V_{in}$  e  $V_r$  têm o valor de 15 V.

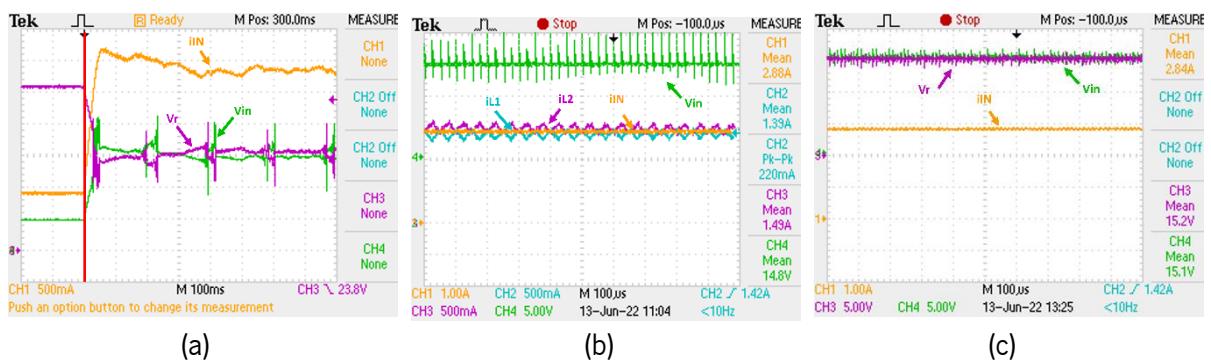


Figura 4.13 - Resultados experimentais do MPPT com  $R_o$  de 11 Ω: (a) Tensão na resistência ( $V_o$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ) no instante em que é ligado o MPPT; (b) Tensão de entrada ( $V_{in}$ ), correntes em cada braço e à entrada em regime permanente; (c) Tensão na resistência ( $V_o$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ) em regime permanente.

Na segunda parte, o objetivo passou por registar a resposta do MPPT e do controlador a oscilações bruscas dos parâmetros de entrada. Sendo assim, variou-se  $R_m$  entre 8  $\Omega$  e 12  $\Omega$ . É possível ver pela Figura 4.14 que no instante demarcado a vermelho que  $I_m$  diminuiu, mas  $V_m$  e  $V_r$  continuam aproximadamente o mesmo valor.

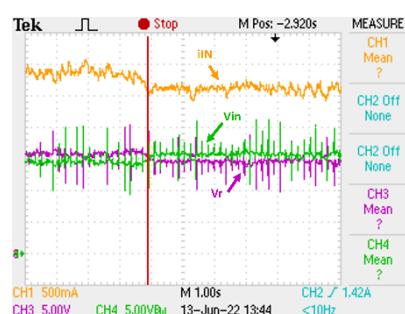


Figura 4.14 - Resultados experimentais do MPPT ao variar  $R_{in}$ : Tensão na resistência ( $V$ ), Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e Corrente de entrada ( $I_{in}$ ).

#### 4.4.4 Testes com o Módulo PV

Efetuados todos os testes ao MPPT e ao controlador PI, foram obtidos resultados experimentais com um módulo PV da fabricante BP Solar disponível no laboratório do GEPE [17], representado na Figura 4.15. Do módulo BP 2150S é importante ressaltar uma potência máxima de 150 W, uma tensão à potência máxima de 34 V e uma corrente à potência máxima de 4,45 A. Porém, como este módulo já foi adquirido há bastante tempo, estes valorem tendem a ser mais baixos.



Figura 4.15 - Zona de montagem e testagem do módulo solar PV.

Para se efetuar uma comparação entre os resultados obtidos e o ponto de máxima potência real do módulo, foi efetuado um teste em que se variou o *duty cycle* dos semicondutores controlados e se registrou a corrente e tensão à entrada do conversor. Pela análise da Figura 4.16 (a) e (b) é possível concluir que o ponto de máxima potência se encontra próximo de 28 V e 2,85 A. A Figura 4.17 demonstra os resultados obtidos com o módulo BP 2150S às 13:26 do dia 14 de junho de 2022. Pela análise da figura e tendo em mente o ponto de máxima potência retirado anteriormente (28 V, 2,85 A) é possível concluir que o MPPT foi bem-sucedido, uma vez que os valores são muito semelhantes.

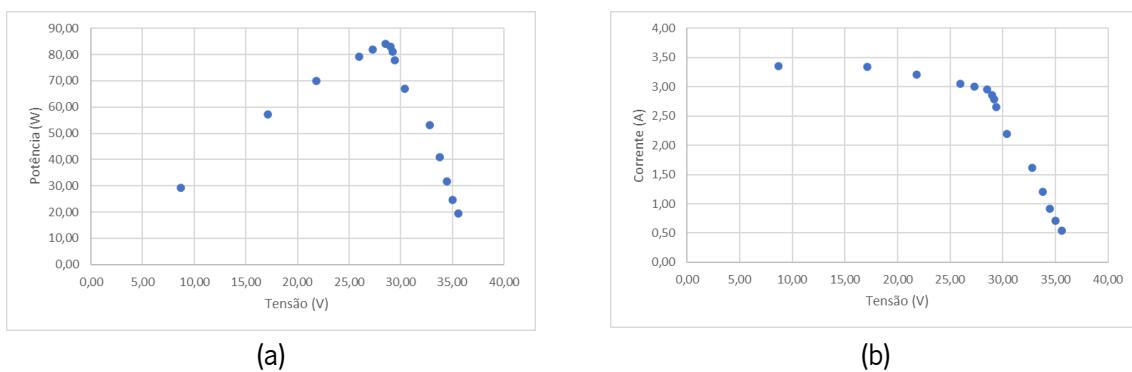


Figura 4.16 - Resultados obtidos ao variar o *duty cycle*: (a) Curva P-U; (b) Curva I-V;

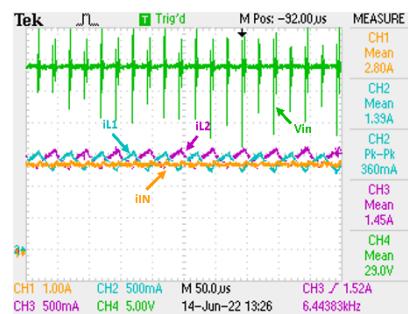


Figura 4.17 - Resultados obtidos com o módulo BP 2150S;



# Capítulo 5

## Conclusão

### 5.1 Conclusões

Este projeto envolveu um vasto leque de competências e de novo aprendizado. O uso de um novo microcontrolador e outras novas ferramentas como o *Altium* para o desenho de PCB foram os primeiros desafios deste projeto. A montagem do circuito de testes também mereceu especial atenção, nomeadamente a separação entre o circuito de potência e controlo e também o entrelaçar dos fios para evitar interferências dos campos eletromagnéticos. O uso de disjuntores facilitou o processo de testagem ao dispensar ligar e desligar o circuito na tomada.

O uso de técnicas simples como a linearização de sensores mostrou-se muito importante na fase de testes iniciais. Além de permitir associar valores digitais convertidos pelos canais do ADC em valores com grandeza física, permite verificar o correto funcionamento dos sensores. Ao proceder à linearização de um dos sensores de corrente constatou-se que este apenas era linear para correntes até 3 A. Acima destes valores o sensor fornecia valores de leituras incorretos, pelo que se teve de se proceder à troca do mesmo. Além disso, o uso de médias dos valores convertidos pelos ADC permite obter resultados mais precisos.

O ajuste dos parâmetros do controlador, como o incremento da corrente de referência e os ganhos  $k_v$  e  $k_i$ , é um processo moroso e minucioso. No entanto, uma vez obtidas as curvas características dos sensores e com auxílio de ferramentas de simulação como o *PSIM*, é possível estimar com alguma precisão valores próximos aos ganhos a usar na implementação prática.

Considera-se que o projeto foi concluído com sucesso uma vez que foi possível obter resultados práticos que sustentam o estudo teórico desenvolvido e, ainda, testar com sucesso o funcionamento do circuito a extrair a máxima potência de um módulo solar PV.

## 5.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Este projeto foi desenvolvido a pensar em instalações solares fotovoltaicas de potência elevada. Assim sendo, uma das sugestões de trabalho futuro passa por testar o funcionamento do protótipo a extrair potência de um conjunto de módulos solares PV, com uma potência superior.

Outras sugestões de trabalho futuro prendem-se com a melhoria da robustez do *hardware*, como o desenvolvimento de uma *shield* para o microcontrolador, bem como do circuito de controlo, a fim de prevenir eventuais erros que possam surgir durante o normal funcionamento do conversor.

# Apêndice A

## Tecnologias de Módulos Solares Fotovoltaicos

Os módulos solares PV são compostos por uma combinação de células solares PV ligadas em circuitos série e em paralelo de maneira a gerar potências mais elevadas. A Figura A.1 apresenta um modelo básico equivalente de uma célula solar PV. Este modelo pode ser usado para representar células individuais, um módulo constituído por várias células ou, até mesmo, um *array* de módulos. O modelo consiste numa resistência ( $R_s$ ) em série, num diodo ( $D_1$ ) e numa resistência ( $R_{sh}$ ) em paralelo com uma fonte de corrente ( $I_L$ ). A fonte de corrente representa a corrente de curto-circuito da célula que é proporcional à radiação solar. A função básica do diodo é permitir a passagem de corrente elétrica num único sentido. A resistência  $R_{sh}$  representa um caminho para as correntes de fuga, enquanto que a resistência  $R_s$  representa a resistência interna da célula [5].

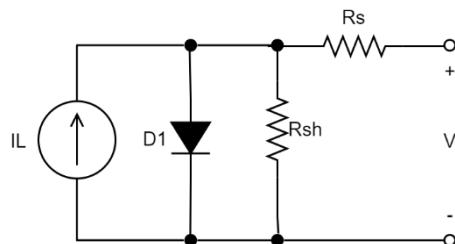


Figura A.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaica.

O principal componente de um módulo solar é o silício. O silício pode ser trabalhado de diferentes formas o que influencia a eficiência e custo do módulo. No mercado existem duas famílias de tecnologias: a do silício cristalino (monocristalino e policristalino) e a dos filmes finos. Na primeira, as células são fabricadas a partir de serragem de lingotes sólidos de silício, ao passo que, na segunda, as células são fabricadas a partir da deposição de pequenas partículas de semicondutores diretamente sobre a superfície desejada [18].

O módulo de filme fino é a opção mais barata. Além do preço, esta tecnologia tem algumas vantagens. As placas são flexíveis, o que facilita a sua aplicação, a sua produção apresenta menos desperdícios de materiais e é energeticamente mais eficiente quando comparada com a família do silício cristalino. Normalmente, é utilizado silício amorfo, o que confere baixa eficiência (entre 5 % e 9 %) e uma

maior degradação. Este tipo de módulo tende a não ultrapassar os 15 anos. No entanto, continuam a existir desenvolvimentos na tecnologia de filmes finos. Um exemplo são as células de cobre-índio-gálio-selénio (CIGS) que apresentam eficiências muito mais próximas das eficiências dos módulos de silício cristalino [19].

O módulo monocristalino é composto por um único cristal de silício ultrapuro, ao passo que as células do silício policristalino são formadas por diversos cristais de silício fundidos em bloco que podem ser aproveitadas da produção monocristalina. Isto faz com que o módulo policristalino tenha um menor custo de produção, uma menor quantidade de silício residual utilizado no processo de fabrico e seja menos eficiente do que o monocristalino (12 % a 14 % e 15 % a 20 %, respectivamente). A vida útil de ambos pode prolongar-se por mais de 30 anos. A principal desvantagem da família do silício cristalino quando comparada com a de filme fino, além do preço, está relacionada com a eficiência energética do seu fabrico [20].

# Apêndice B

## Configurações dos Sistemas Fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos podem ser agrupados em quatro categorias consoante a configuração adotada [21]. Numa configuração centralizada, como apresentado na Figura B.1, os módulos são dispostos em série num arranjo que pode ser conectado em paralelo, originando um único sistema com tensão e corrente dimensionados para cada aplicação. A existência de um único conversor de saída torna o sistema pouco flexível e de difícil expansão, vulnerável a falhas, bem como baixa eficiência devido às dificuldades de extrair o ponto de máxima potência [22].

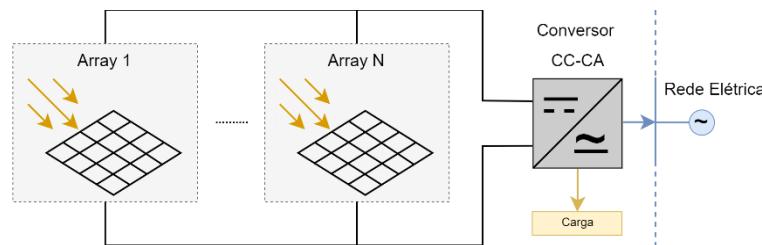


Figura B.1 - Estrutura PV centralizada.

Numa configuração do tipo *string*, como apresentado na Figura B.2, os módulos são agrupados em pequenos arranjos de menor potência. Cada ramo do sistema possui o seu próprio inversor o que torna as falhas menos graves quando comparado com a configuração anterior.

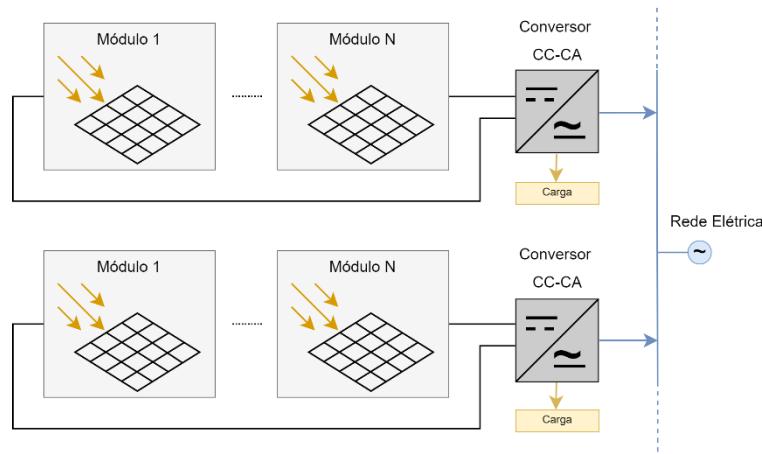


Figura B.2 - Estrutura PV do tipo *string*.

Numa configuração *ac-module*, presente Figura B.3, cada módulo é conectado a um inversor, o que faz com que esta configuração seja utilizada basicamente em sistemas de baixa potência.

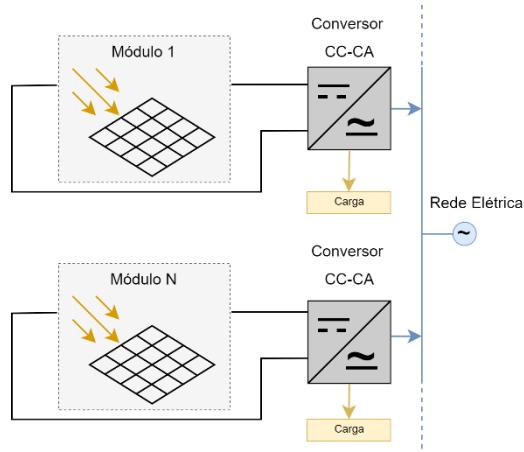


Figura B.3 - Estrutura PV *ac-module*.

Considerando o enquadramento do projeto, e indo ao encontro de soluções industriais já presentes no mercado [23] [24] [25] [26] [27] [28], uma do tipo *multi-string*, Figura B.4, é a que mais se adequa, pois, apesar de possuir apenas um inversor, tem um menor custo, uma maior simplicidade e flexibilidade, ao mesmo tempo que permite um controlo individual do MPPT.

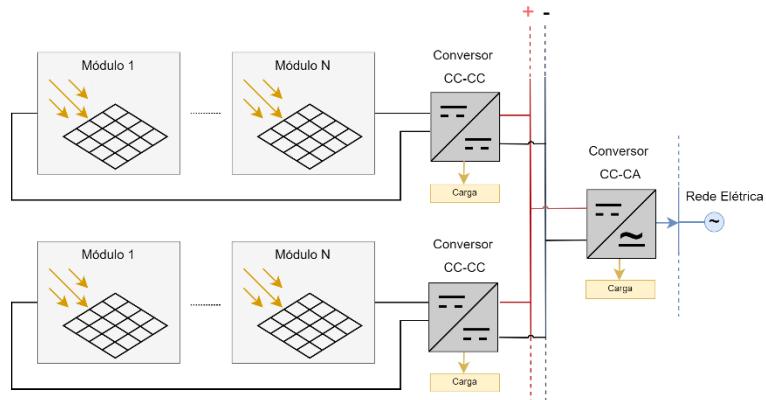


Figura B.4 - PV estrutura do tipo *multi-string*.

## Apêndice C

### Topologias de Conversores de Potência

O conversor CC-CC tem a função de produzir uma tensão de saída regulada para alimentar o barramento CC do inversor, independente das variações de tensão dos arranjos fotovoltaicos causadas por variações de radiação e temperatura.

Apesar das diferentes topologias existentes, o conversor *step-up*, Figura C.1, continua a ser popular devido às suas vantagens [29] [30] [31], tais como, possui poucos componentes, o que se traduz num custo reduzido, a corrente de entrada não é pulsante, quando opera no modo de condução contínua, e o circuito de acionamento é simples. Dentro desta topologia, podem ser encontradas na literatura uma panóplia de soluções passíveis de serem implementadas em sistemas fotovoltaicos.

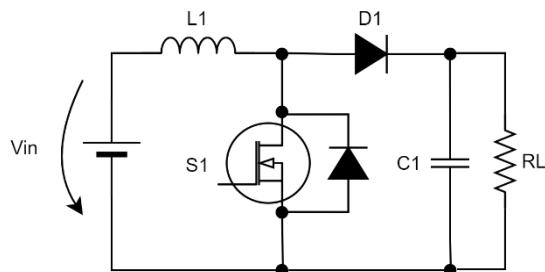


Figura C.1 - Conversor Boost tradicional (*Step-up*).

A primeira questão de entre a variedade de soluções prende-se com o uso de conversores isolados ou não isolados [31][32][33]. Os conversores isolados permitem uma maior gama da tensão de entrada, reduzem a interferência eletromagnética e ruído e são mais seguros devido ao isolamento galvânico. No entanto, a possibilidade de saturação do núcleo do transformador pode levar à diminuição da eficiência do sistema. Por outro lado, os conversores não isolados são mais simples e tendem a ocupar um volume menor. É de realçar que o acoplamento indutivo, em sistemas de alta potência, pode ser benéfico se for necessário um ganho elevado, ao mesmo tempo que permite uma maior eficiência e confiabilidade do sistema. Uma indutância acoplada tem um funcionamento similar ao de um transformador de isolamento utilizado em conversores isolados.

A topologia do conversor *boost* em cascata é composta por dois ou mais conversores [34] [35], como demonstrado pela Figura C.2. Permite um ganho de tensão e uma taxa de conversão elevados. Em contrapartida, uma vez que o elemento indutivo contém elementos parasitas, esta topologia apresenta uma grande sensibilidade a variações dos parâmetros das bobinas. Isto deve-se ao elevado ganho de tensão que origina correntes de entrada com amplitudes elevadas. Além disso, a eficiência do conversor fica comprometida, uma vez que o processamento de energia ocorre  $n$  vezes, sendo  $n$  o número de cascadas [36]. Este conversor é o ideal quando se pretende um ganho de tensão muito elevado.

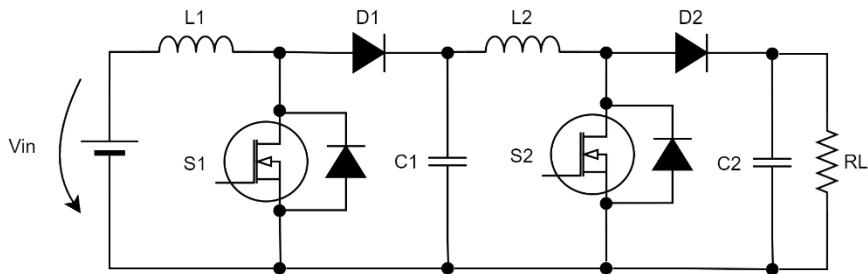


Figura C.2 - Conversor CC do tipo *boost* em cascata.

Relativamente aos conversores comutados, destacam-se duas topologias: conversor *boost* com condensador comutado e conversor *boost* com indutância comutada. O principal objetivo da primeira topologia, Figura C.3, é minimizar as perdas associadas às indutâncias e interruptores que constituem os conversores *boost* convencionais quando os níveis da tensão de saída são elevados [37] [33]. Apresentam uma alta taxa de conversão, no entanto, o uso de vários módulos de condensadores comutados produz uma grande corrente de pico, o que reduz a estabilidade do conversor [31]. Na segunda topologia, Figura C.4, quando o semicondutor controlado está em condução, as indutâncias são carregadas, o que permite obter ganhos elevados e alta eficiência [38]. Em contrapartida, apresenta ondulações maiores tanto na corrente de entrada como na tensão de saída, o que pode ser prejudicial às células fotovoltaicas.

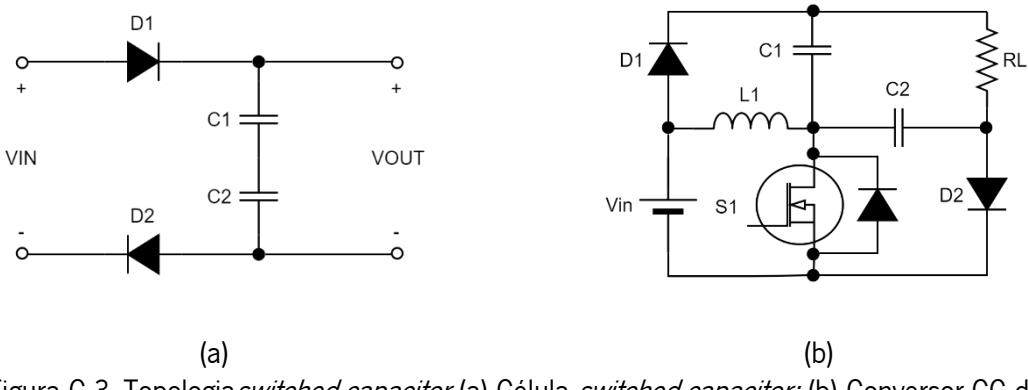


Figura C.3 -Topologia *switched-capacitor* (a) Célula *switched-capacitor*; (b) Conversor CC do tipo *boost switched-capacitor*.

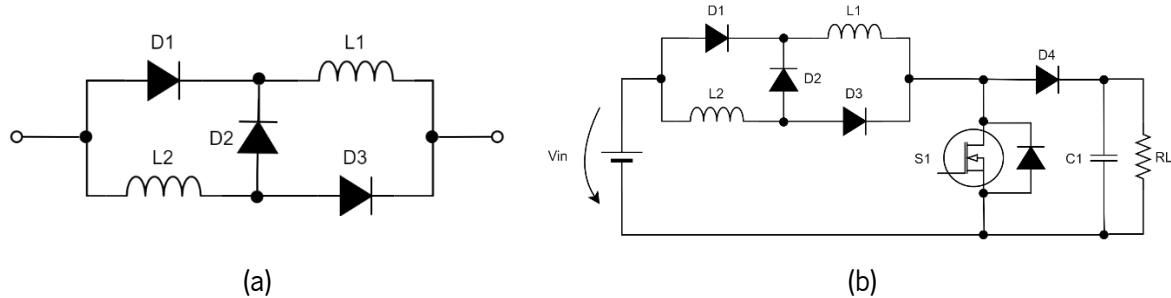


Figura C.4 - Topologia *switched-inductor* (a) Célula *switched-inductor*; (b) Conversor CC do tipo *boost switched-inductor*.

A topologia de conversores CC-CC entrelaçados, Figura C.5, é cada vez mais usada em aplicações de alta potência [39]. As saídas dos conversores são associadas em paralelo, de tal forma que a potência total atinge valores superiores do que quando utilizados isoladamente. É de referir que as bobinas podem ser substituídos por uma única bobina com acoplamento magnético [40]. Esta topologia apresenta menor ondulação da corrente de entrada devido à menor corrente que percorre cada braço, menor ondulação na tensão de saída, desempenho transitório aprimorado como resultado de componentes de filtro menores e maior fiabilidade. No entanto, é necessário um maior número de componentes e o ganho pode não ser suficiente, o que implica introduzir um transformador, indutores acoplados ou ambos.

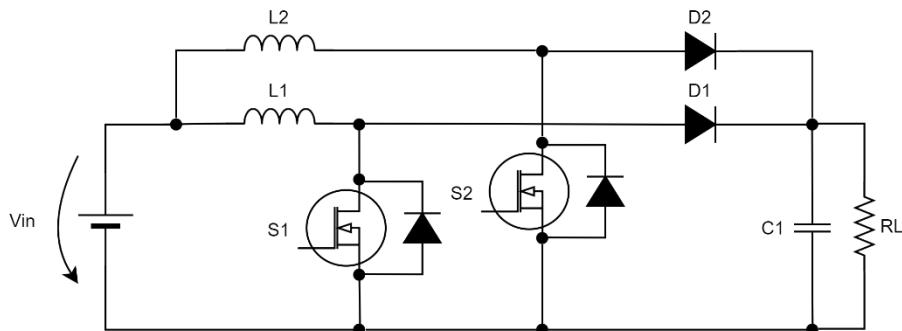


Figura C.5 - Conversor CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços.

Em suma, é possível efetuar uma comparação dos conversores CC do tipo *boost* apresentados e descritos anteriormente. Esta comparação é baseada no número de condensadores, no número de SiC, no número de diodos e no número de bobinas. A comparação está apresentada na Figura C.6. Como se pode verificar, a topologia *Switched Inductor* é a que necessita de mais diodos. No que concerne à utilização de SiC, a topologia *interleaved* (de dois braços) e em cascata precisam de dois. Esta topologia e a *switched capacitor* são as que precisam de mais condensadores. No que diz respeito às bobinas, as topologias tradicionais e *switched capacitor* apenas precisam de uma bobina. Considerando a soma de todas as variantes (número de condensadores, número de SiC, número de diodos e número de bobinas), a topologia *switched capacitor* é a que precisa de menos elementos enquanto que as outras necessitam do mesmo número de elementos.

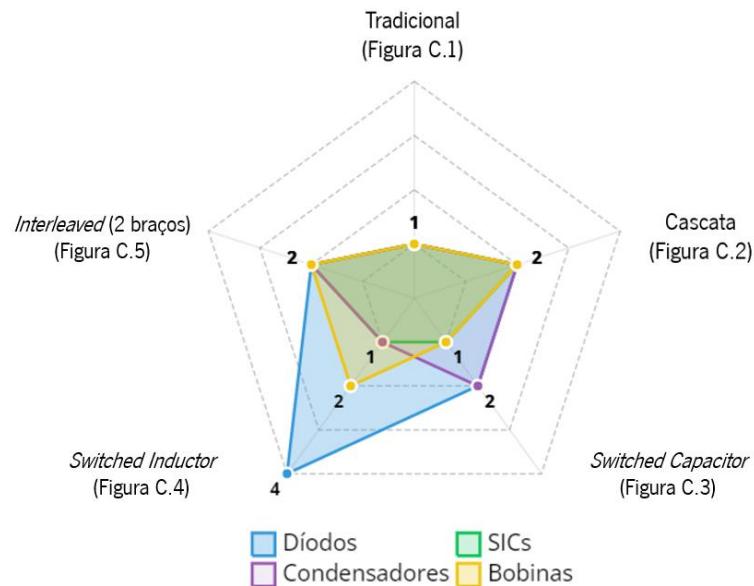


Figura C.6 - Comparação dos conversores CC do tipo *boost*.

## Apêndice D

### Algoritmos de MPPT

Algoritmos de MPPT são algoritmos implementados nos conversores dos módulos solares PV com o objetivo de manter o sistema a operar, aproximadamente, no ponto de máxima potência independentemente da variação da radiação solar, temperatura e carga. Existem três categorias de esquemas MPPT: malha aberta, malha fechada e métodos híbridos.

De entre os métodos de controlo em malha aberta destacam-se os de ponto de operação fixa, os de *Artificial Neural Networks* (ANN) e os métodos de lógica difusa (EF). O primeiro consiste em encontrar a tensão ou a corrente que entregam a potência máxima assumindo a razão entre a tensão ou a corrente no ponto de máxima potência e o circuito aberto ou o curto-círcuito, respetivamente, é aproximadamente constante. A implementação deste método é simples e barata, mas a sua eficiência é relativamente baixa. O segundo consiste em fornecer aproximaadores universais que permitem obter modelos não lineares. As características dos módulos solares PV são não lineares e variantes no tempo, o que implica que a rede neuronal seja treinada até obter resultados precisos. O terceiro permite a operação com entradas imprecisas, não necessita de modelos matemáticos precisos, lida com não linearidades e converge rapidamente para o ponto de potência máxima. No entanto, o tempo despendido para o cálculo pode ser significativo [10].

Existem vários métodos de controlo em malha fechada. O mais utilizado é o algoritmo de P&O, Figura D.1. Este algoritmo perturba a tensão de operação para atingir o MPP, que corresponde ao ponto da curva da potência – tensão do módulo, onde a derivada da potência em ordem à tensão é nula. O método da CI, Figura D.2, compara a condutância incremental com a condutância instantânea do módulo, aumentando ou diminuindo a tensão até que o MPP seja atingido. Estes dois algoritmos são os mais utilizados devido ao seu baixo custo e fácil implementação. O método da CI é mais complexo que o método de P&O, o que pode levar a equipamentos eletrónicos mais dispendiosos. A grande vantagem da complexidade deste método prende-se com a qualidade dos resultados obtidos. Ao contrário do algoritmo P&O, no método da condutância incremental a tensão permanece constante assim que se

atinha o MPP, reage mais rapidamente a grandes variações da temperatura e radiação. No entanto, reage mais lentamente quando estas variações são menores [9].

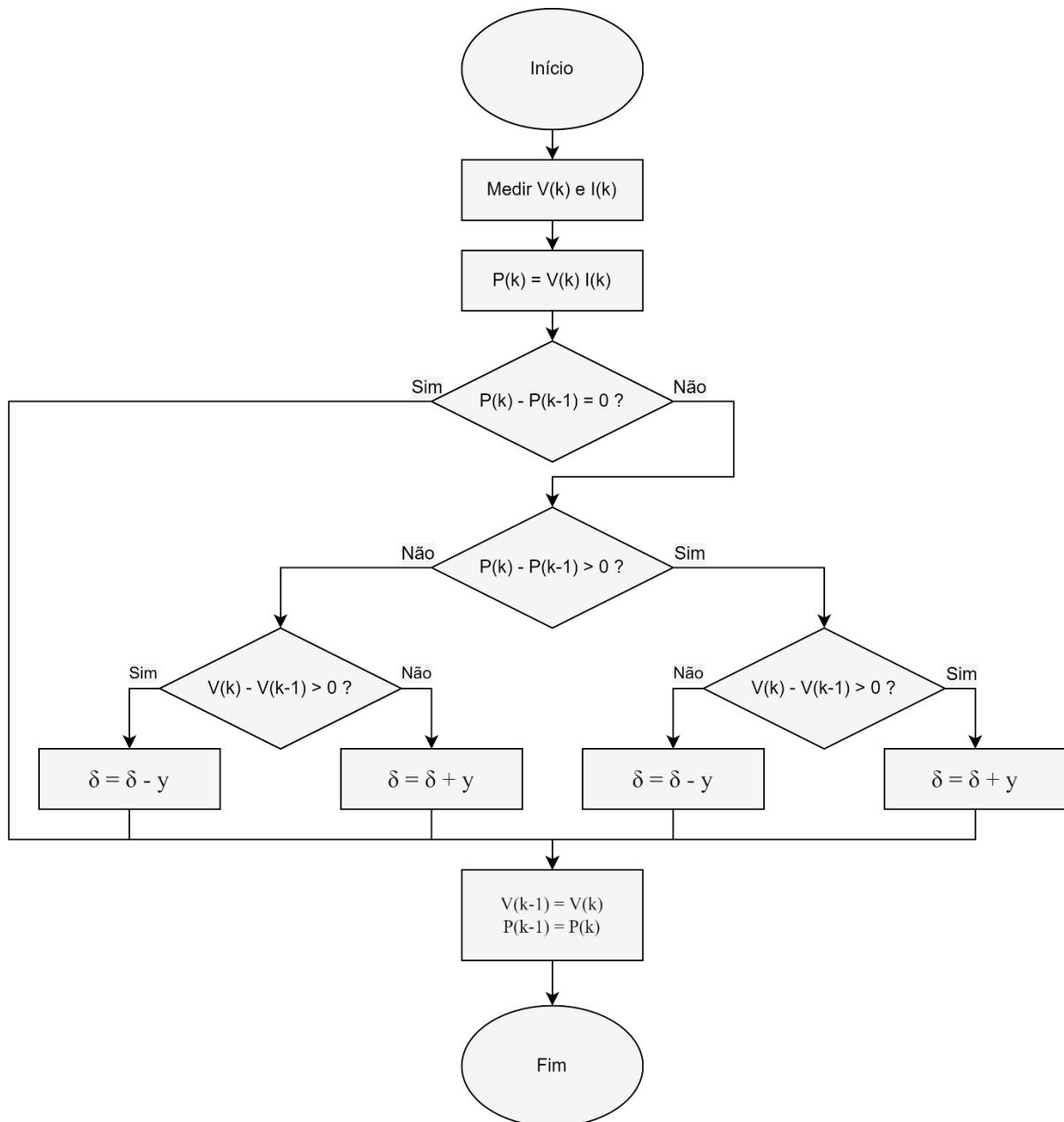


Figura D.1 - Algoritmo de Perturbação e Observação (baseado em [41]).

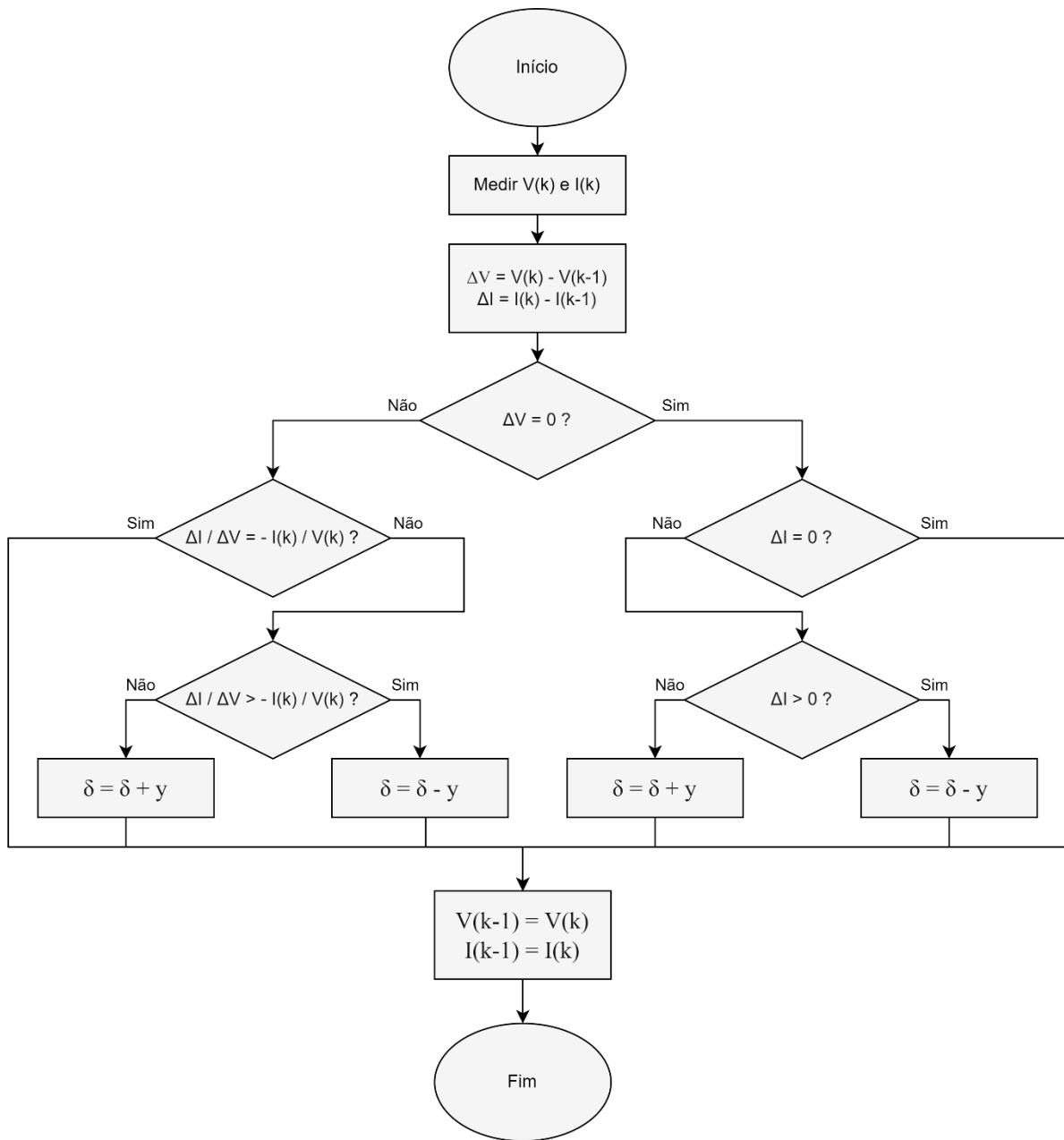


Figura D.2 - Método da condutância incremental (baseado em [11]).

Existem outros algoritmos de MPPT, como os métodos híbridos, que conjugam os métodos de controlo em malha aberta e malha fechada, entre outros, que devido ao seu maior grau de complexidade não foram estudados no âmbito deste projeto.



## Apêndice E

### Semicondutores de Potência

A evolução dos dispositivos semicondutores de potência permitiu desenvolvimentos nos sistemas de eletrónica de potência para aplicações industriais, automotivas, aeroespaciais, interação com as energias renováveis, entre outros. A procura de soluções para estas aplicações assenta nos semicondutores de potência controlados com eficiência e densidade de potência elevados, e de volume reduzido.

Durante anos, o mercado foi dominado por dispositivos baseados em silício (Si), ou seja, pelos *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (Si MOSFET) e *Insulated-Gate Bipolar Transistors* (Si IGBT). A condução no MOSFET é feita por fluxo de eletrões, enquanto que no IGBT o fluxo de corrente é feito tanto por eletrões como por lacunas, o que resulta numa baixa queda de tensão em condução. Sendo assim, o IGBT pode ser projetado para tensões e correntes muito mais elevadas, contendo dimensões semelhantes a um MOSFET. O uso do IGBT é recomendado para frequências mais baixas enquanto que o MOSFET pode ser indicado para aplicações de frequência superior a 200 KHz [42][43].

A era moderna deste tipo de dispositivos contém cada vez tecnologia mais complexa, pequena e de controlo mais preciso. Hoje em dia, os materiais como *silicon carbide* (SiC) e *gallium nitrite* (GaN) estão na linha da frente. Comparativamente com os MOSFET e IGBT [44], os SiC e GaN são tecnologias de grande bandgap, mais rápidas e compactas, têm menos perdas e melhor condutividade, permitem temperaturas de operação mais elevadas. Isto resulta em componentes passivos menores e densidades de potência maiores. Os dispositivos SiC são mais utilizados com tensões acima de 1 kV e oferecem capacidade de condução de corrente elevadas, o que faz com que sejam uma boa opção para aplicações como inversores de tração automotivos e de locomotivas, produções solares de alta potência e grandes conversores de rede trifásicos. Por outro lado, os GaN são tipicamente dispositivos de 600 V e podem integrar conversores de densidade elevada, na faixa dos 10 kW e superior [45]. As aplicações GaN incluem servidores, telecomunicações, fontes de alimentação industriais, conversores de rede, carregadores de veículos elétricos e conversores CC-CC.

Em suma, pela Tabela E.1 e Figura E.1 é possível concluir que o semicondutor que apresenta maior eficiência, maior densidade de potência e que permite operar a maior frequência é o GaN [45] [46]. Quanto à potência de operação, o IGBT admite uma potência superior comparativamente com os demais. Apesar de o GaN apresentar mais vantagens, no mercado é o que apresenta o preço mais elevado.

Tabela E.1 - Comparação dos dispositivos IGBT, SiC e GaN para os conversores multinível.

Condições de operação típicas	SI - IGBT	SiC	GaN
Frequência (kHz)	20	100	140
Densidade de potência (W/in <sup>3</sup> )	73	170	211
Eficiência (%)	98.3	98.9	99.2

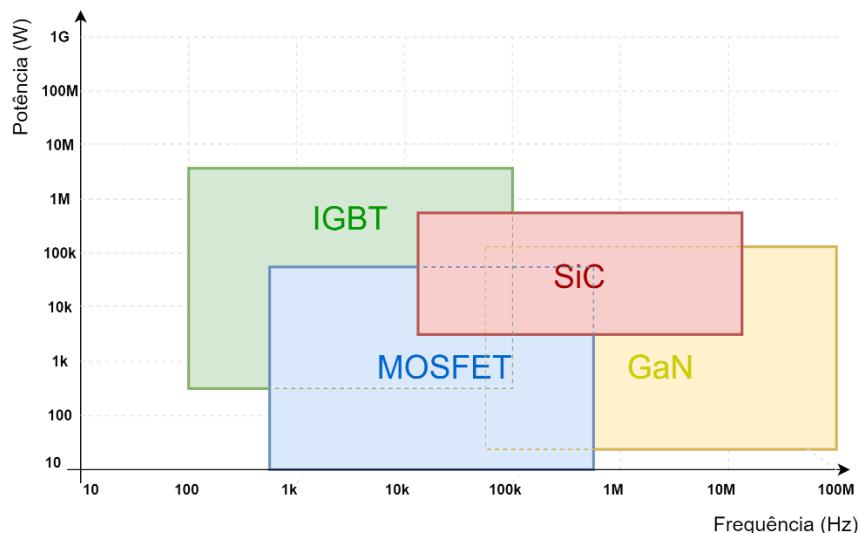


Figura E.1 - Mapeamento dos semicondutores totalmente controlados em função da frequência de comutação e potência dos conversores.

## Apêndice F

### Circuitos de Aquisição e Condicionamento de Sinal

Para aquisição e condicionamento de sinal são utilizadas placas de sensor de tensão, placas do sensor de corrente e caixas de condicionamento de sinal desenvolvidas pelo GEPE.

A placa do sensor de tensão permite a medição dos valores de tensão de forma isolada. Esta placa é composta por um sensor de efeito de HALL, CYHVS5-25 [47]. Apresenta uma boa precisão, linearidade e uma corrente nominal no primário de 5 mA. A alimentação deste sensor pode ser feita a  $\pm 12$  V ou a  $\pm 15$  V. Tendo em conta a gama de valores de tensão que se pretende medir, é possível calcular o valor da resistência a colocar no primário de cada sensor com base na equação (F.1).

$$R_p = \frac{U_{MAX}}{I_{sensor}} \quad (\text{F.1})$$

Depois de calculado o valor da resistência,  $R_p$ , como a placa é composta por duas resistências em série, a soma das duas resistências tem que resultar no valor calculado de  $R_p$ . De referir que as resistências a utilizar não deverão possuir qualquer calibre, sendo que a sua dissipação de potência será considerável. Aplicando a Lei de Joule, representada na equação (F.2), é possível retirar o calibre e assim escolher a resistência adequada. Na Figura F.1 podemos ver a placa do sensor de tensão utilizada.

$$P = R_p I_{sensor}^2 \quad (\text{F.2})$$



Figura F.1 - Placa do sensor de tensão CYHVS5-25 (desenvolvida no GEPE).

Para adquirir os sinais de corrente utiliza-se a placa de sensor de corrente com o sensor de efeito de HALL cujo o modelo é LA100-P da LEM [48]. É de referir que foram feitos 10 enrolamentos em volta do

sensor de modo a aumentar a resolução de medida. A alimentação destes sensores pode ser feita a  $\pm 12$  V ou  $\pm 15$  V. Na Figura F.2 é apresentada a placa do sensor de corrente, com todos os seus componentes.



Figura F.2 - Placa do sensor de corrente LA100-P (desenvolvida no GEPE).

A caixa de condicionamento de sinal, Figura F.3, utilizada contém quatro canais de leitura, dois para tensão e dois para corrente. Na parte superior tem um conector para cada canal possibilitando a ligação ao osciloscópio.



Figura F.3 - Caixa de condicionamento de sinal.

# Apêndice G

## Sistema de controlo e *Drive*

Para o acionamento dos semicondutores de potência, neste caso dos SiC, é utilizado um circuito de *drive* desenvolvido pelo GEPE. Esta placa, apresentada na Figura G.1, recebe os sinais PWM do microcontrolador, através de uma ficha DB9, e envia pulsos para os semicondutores, através dos ligadores cor de laranja.



Figura G.1 - Placa de *drive* (desenvolvida no GEPE).

Esta placa é composta por dois *gate drivers* (um para cada semicondutor de potência) e duas fontes isoladas. O *gate driver* utilizado é o HCPL 3120 [49]. Em série com o foto-díodo do *gate driver* foi colocada uma resistência,  $R_d$ , de modo a limitar a corrente que o percorre, garantindo assim que está de acordo com as especificações. Consultando o *datasheet* [49] é possível retirar um valor máximo de tensão,  $V_d$ , de 1,5 V e um valor máximo de corrente,  $I_d$ , de 10 mA, resultando num  $R_d$  de 180 Ω. A tensão de 3,3 V corresponde à tensão de saída do PWM do microcontrolador.

$$R_d = \frac{3,3 - V_d}{I_d} \quad (G.3)$$

As fontes isoladas CC-CC escolhidas são do modelo *MEV1D1515SC*, da Murata Power [50]. Estas fontes têm um isolamento de 3 kV e 3 saídas: +15 V, -15 V e GND. Nesta placa é ainda colocado um LED verde, com o objetivo de sinalizar e verificar a alimentação da mesma.

O microcontrolador utilizado é o TMS320F28335, Figura G.2, da Texas Instruments [51]. Este possui uma frequência máxima do oscilador de 150 MHz, 12 canais de PWM, 16 canais de ADC de 12-bits de resolução, entre outros periféricos.



Figura G.2 - TMS320F28335 com kit experimental da Texas Instruments.

## Referências

- [1] “Roteiro para a Neutralidade Carbónica 2050.” [Online]. Available: <https://www.portugal.gov.pt/pt/gc21/comunicacao/documento?i=roteiro-para-a-neutralidade-carbonica-2050->. [Accessed: 04-Mar-2022]
- [2] J. V. Rodrigues, “Portugal pode ter 80% da energia de fontes renováveis já em 2025.” [Online]. Available: <https://www.dinheirovivo.pt/empresas/portugal-pode-ter-80-da-energia-de-fontes-renovaveis-ja-em-2025-14604140.html>. [Accessed: 04-Mar-2022]
- [3] M. Freitas, “Megasolar - novas abordagens tecnológicas para uma nova plataforma de conversão integrada,” 2022. [Online]. Available: [https://www.compete2020.gov.pt/noticias/detalhe/NL\\_Megasolar\\_47220\\_efacec](https://www.compete2020.gov.pt/noticias/detalhe/NL_Megasolar_47220_efacec)
- [4] “Energia: Portugal nunca instalou tanta capacidade solar como em 2021.” [Online]. Available: <https://expresso.pt/economia/2022-02-01-energia-portugal-nunca-instalou-tanta-capacidade-solar-como-em-2021>. [Accessed: 04-Mar-2022]
- [5] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman, “Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,” *Solar energy*, vol. 80, no. 1, pp. 78–88, 2006.
- [6] R. Buerger, A. Péres, R. Hausmann, R. Reiter, and A. Stankiewicz, “Ripple analyze and design considerations for an interleaved boost converter (IBC) for a PV source,” in *International Conference, ICREPQ*, 2014.
- [7] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, 2007.
- [8] D. M1, “Design, Modelling and Implementation of Interleaved Boost DC-DC Converter,” *International Journal of Innovative Science and Research Technology*, vol. 3, no. 2, p. 13, 2018.
- [9] “What’s Behind an MPPT Algorithm?” [Online]. Available: <https://www.cedgreentech.com/article/whats-behind-mppt-algorithm>. [Accessed: 05-Mar-2022]
- [10] N. K. M’Sirdi, A. Rabhi, and B. Nehme, “Review of the Best MPPT Algorithms for Control of PV Sources-RUCA Tracking Algorithm.,” in *ICINCO (1)*, 2017, pp. 318–325.
- [11] D. Mustafi’c, D. Joki’c, S. Lale, and S. Lubura, “Implementation of Incremental Conductance MPPT Algorithm in Real Time in Matlab/Simulink Environment with Humusoft MF634 Board,” in *2020 9th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, 2020, pp. 1–5.
- [12] PowerSim, *Loss Calculation and Transient Analysis of SiC and GaN Devices*. 2018.
- [13] H. Mfg., “High frequency reactors (197 series).” [Online]. Available: <https://www.hammfg.com/electronics/transformers/choke/197>
- [14] GeneSiC, “G2R120MT33J 3300 V 120 ohm SiC MOSFET,” 2021.

- [15] LG, "Datasheet: LG Neon 2 350W | 345W," 2019.
- [16] PowerSim, "TUTORIAL Solar Module Physical Model," 2018.
- [17] bp solar, "Datasheet: BP 2150S," 2001.
- [18] J. A. Salgado, V. Monteiro, J. Pinto, R. E. Figueiredo, J. L. Afonso, and J. A. Afonso, "Maximization of solar power extraction from photovoltaic modules using energy harvesting solutions for smart cities," in *International Conference on Sustainable Energy for Smart Cities*, 2021, pp. 205–215.
- [19] "Filmes finos CIGS: uma alternativa ao silício cristalino." [Online]. Available: <https://canalsolar.com.br/filmes-finos-cigs-uma-alternativa-ao-silicio-cristalino/>. [Accessed: 04-Mar-2022]
- [20] A. Cabrita, "Conheça os principais tipos de painéis solares fotovoltaicos." [Online]. Available: <https://www.doutorfinancas.pt/vida-e-familia/conheca-os-principais-tipos-de-paineis-solares-fotovoltaicos/>. [Accessed: 04-Mar-2022]
- [21] F. J. da Costa Padilha, "Topologias de Conversores CC-CC Não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltaicos," *rograma de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2011.
- [22] M. M. ELhagry, Z. Elkady, N. Abdel-Rahim, and F. Bendary, "New topology of multiple-input single-output PV system for DC load applications," *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 3, no. 3, pp. 471–484, 2016.
- [23] Efasec, "Datasheet: PVStation Solutions," in *EFASOLAR*.
- [24] GOODWE, "Datasheet: GW250K-HT SOLAR INVERTER Photovoltaic Grid-Tie Inverter," in *HT Series User Manual*, no. 1.2.
- [25] Huawei, "Datasheet: SUN2000-36KTL - Smart PV Controller," in *Technical Specification*, 2020, no. 04-(20201006).
- [26] S. Power, "Datasheet: 3-Phase PV Grid-Connected Inverter SG5.0RT / SG6.0RT / SG7.0RT / SG8.0RT / SG10RT / SG12RT / SG15RT / SG17RT / SG20RT," in *User Manual*, 2021, no. SG5.0–20RT-UEN-Ver13–202101.
- [27] Huawei, "Datasheet: SUN2000-(29.9KTL,33KTL-A,36KTL,49KTL)," in *User Manual*, 2019, no. 11.
- [28] P. Eletronics, "Datasheet: PURE ENERGY Inverters | Stations," in *Solar Solutions*, 2019.
- [29] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.
- [30] F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, W. J. de Paula, and D. de S. O. Júnior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter," *IET power Electronics*, vol. 8,

- no. 10, pp. 2044–2057, 2015.
- [31] P. Ma, W. Liang, H. Chen, Y. Zhang, and X. Hu, “Interleaved high step-up boost converter,” *Journal of Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 665–675, 2019.
- [32] J. Dawidziuk, “Review and comparison of high efficiency high power boost DC/DC converters for photovoltaic applications,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 59, no. 4, pp. 499–506, 2011.
- [33] Y. Koç, Y. Birbir, and H. Bodur, “Non-isolated high step-up DC/DC converters-An overview,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, no. 2, pp. 1091–1132, 2022.
- [34] M. Bhunia, R. Gupta, and B. Subudhi, “Cascaded DC-DC converter for a reliable standalone PV fed DC load,” in *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2014, pp. 1–6.
- [35] S. Padhee, U. C. Pati, and K. Mahapatra, “Overview of high-step-up DC-DC converters for renewable energy sources,” *IETE Technical Review*, vol. 35, no. 1, pp. 99–115, 2018.
- [36] Y. Kang, “Design and implementation of high efficiency, high power density front-end converter for high voltage capacitor charger,” 2005.
- [37] Y. Hu and A. Ioinovici, “Simple switched-capacitor-boost converter with large DC gain and low voltage stress on switches,” in *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2015, pp. 2101–2104.
- [38] O. Abdel-Rahim, M. Orabi, E. Abdelkarim, M. Ahmed, and M. Z. Youssef, “Switched inductor boost converter for PV applications,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 2100–2106.
- [39] A. A. Hafez, A. Hatata, M. Alsubaihi, R. Alotaibi, F. Alqahtani, S. Alotaibi, A. Alhusayni, M. Alharbi, and others, “High Power Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Applications,” *Journal of Power and Energy Engineering*, vol. 6, no. 05, p. 1, 2018.
- [40] B. S. Revathi and M. Prabhakar, “High gain high power DC-DC converter for photovoltaic application,” in *2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy*, 2013, pp. 1–6.
- [41] J. J. Nedumgatt, K. Jayakrishnan, S. Umashankar, D. Vijayakumar, and D. Kothari, “Perturb and observe MPPT algorithm for solar PV systems-modeling and simulation,” in *2011 Annual IEEE India Conference*, 2011, pp. 1–6.
- [42] K. Mordi, *Comparative Study of Power Semiconductor Devices in a Multilevel Cascaded H-Bridge Inverter*. University of Arkansas, 2018.
- [43] M. Alam, K. Kumar, and V. Dutta, “Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide MOSFETs and IGBT device for DC-DC boost converter,” *SN Applied Sciences*, vol. 1, no. 12, pp. 1–11, 2019.

- [44] T. J. Sousa, V. Monteiro, B. Nova, F. Passos, J. Cunha, and J. L. Afonso, "Parallel Association of Power Semiconductors: An Experimental Evaluation with IGBTs and MOSFETs," in *2019 International Young Engineers Forum (YEF-ECE)*, 2019, pp. 8–13.
- [45] M. Beheshti, *Wide-bandgap semiconductors: Performance and benefits of GaN versus SiC*. 2022.
- [46] G. Rajendran, C. A. Vaithilingam, K. Naidu, K. S. Prakash, and M. R. Ahmed, "Hard Switching Characteristics of SiC and GaN Devices for Future Electric Vehicle Charging Stations," in *MATEC Web of Conferences*, 2021, vol. 335, p. 02007.
- [47] C. Sensors, "datasheet Hall effect voltage sensor (CYHVS5-25A)."
- [48] LEM, *Current Transducer LA 100-P*, 13th ed. 2018.
- [49] AVAGO, *HCPL-3120/J312, HCNW3120 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive OptocoupleR*. 2019.
- [50] murata, *3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC-DC Converters*.
- [51] T. Instruments, *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*, SPRS439P ed. 2007.