

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Conversor CC/CC de elevado ganho para painel fotovoltaico

Tiago Moisés Cerqueira Pinto Bezerra Varajão

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: António José de Pina Martins (Prof. Doutor)

29 de Julho de 2013

A Dissertação intitulada

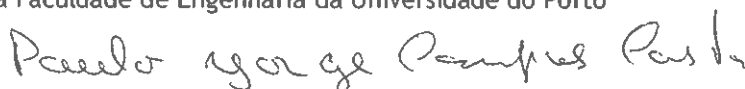
“Conversor CC/CC de Elevado Ganho para Painel Fotovoltaico”

foi aprovada em provas realizadas em 26-07-2013

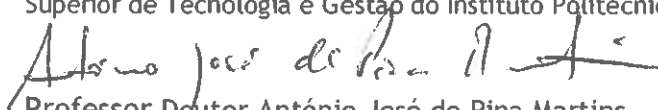
o júri



Presidente Professor Doutor Rui Manuel Esteves Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa
Professor Adjunto Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola
Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Viana do Castelo



Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Tiago Moisés Cerqueira Pinto Bezerra Varajão

Resumo

O consumo de energia em todo o mundo tem vindo a aumentar quase exponencialmente na última década. Uma vez que os combustíveis fósseis são recursos altamente poluentes e com um tempo de regeneração de aproximadamente 65 milhões de anos, torna-se necessário implementar soluções alternativas e renováveis. Esta dissertação surge no seguimento desta necessidade e insere-se no inovador conceito de micro-inversor, tendo como objetivo o estudo e implementação de um conversor *CC/CC* de baixa potência e de ganho elevado para painéis fotovoltaicos. Foi realizado um estudo das diversas topologias possíveis para este tipo de aplicação. De forma a extrair a máxima potência do painel fotovoltaico é estudado e posteriormente implementado um tipo de controlo *MPPT*. O projeto inicia-se pelo dimensionamento de todos os componentes do conversor. Posteriormente são realizadas simulações de modo a validar o projeto dos componentes, permitindo a implementação prática do conversor. Após a implementação são realizados testes em malha aberta e fechada. No fim é realizada uma análise comparativa dos resultados teóricos com os práticos.

Abstract

Fossil fuels are very harmful to the environment and take a long time (about 65 million years) to regenerate. The energy consumption worldwide has increased almost exponentially in the last decade, so it is necessary to implement alternative solutions based on renewable sources.

This project results from this need and has as objective the study and implementation of a DC/DC converter with high voltage gain for photovoltaic panels. The study of different topologies for this type of application is made. In order to extract the maximum power from the PV panel, various types of MPPT control strategies are studied and one of them is implemented.

This project begins with the design of all the components of the converter, followed by simulations that are performed in order to validate the proposed system topology, allowing the physical implementation of the converter prototype.

After the construction of the prototype, open and closed loop tests are performed in order to make a comparative analysis of the theoretical and experimental results.

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar ao Professor Doutor António José de Pina Martins pela sua orientação, pela partilha de conhecimentos, pela disponibilidade e empenho demonstrado desde o início da dissertação.

Agradeço aos meus amigos e colegas por todos os bons momentos, pelo apoio nos maus momentos e pela partilha de conhecimento.

Agradeço à Tânia por todo o apoio e carinho nos bons e nos maus momentos.

Agradeço aos meus irmãos Diogo e Fábio, ao Diogo por toda a ajuda e partilha de conhecimento ao longo destes cinco anos e ao Fábio pelos momentos de alegria e palhaçada.

Por último, agradeço aos meus pais por suportarem e apoiarem a minha formação ao longo destes anos.

Tiago Moisés Cerqueira Pinto Bezerra Varajão

“Failure is success if we learn from it”

Malcolm Forbes

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	3
1.3	Estrutura do documento	3
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Painéis Fotovoltaicos	5
2.1.1	Curvas características I-V e P-V dos painéis fotovoltaicos	6
2.1.2	Modelos fotovoltaicos e circuitos equivalentes	8
2.2	Conversores CC/CC Elevadores	10
2.2.1	Conversor <i>Flyback</i>	11
2.2.2	Conversor <i>Boost-Flyback</i>	11
2.2.3	Conversor Elevador Multinível (MBC)	12
2.2.4	Conversor <i>Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier</i>	13
2.2.5	Conversor <i>Interleaved Boost with Voltage Multiplier</i>	14
2.3	Controladores MPPT	15
2.3.1	Perturbação e observação	15
2.3.2	Condutância incremental	16
2.3.3	Algoritmo baseado em lógica difusa	17
2.3.4	Algoritmo com redes neuronais	18
2.3.5	Comparação de algoritmos	19
2.4	Topologias de conversão para ligação à rede	20
2.4.1	Sistema com inversor central	20
2.4.2	Sistema com inversor por <i>string</i>	20
2.4.3	Sistema <i>multi-string</i> com inversor	21
2.4.4	Módulos fotovoltaicos com micro-inversores integrados	22
2.5	Conversores CC/CA	22
2.6	Conclusões	23
3	Estudo do conversor a implementar	25
3.1	Conversor <i>Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers</i>	25
3.1.1	Análise teórica dos vários componentes do conversor	29
3.1.2	Dimensionamento dos vários componentes do conversor	32
3.2	Conclusões	46
4	Simulações	47
4.1	Simulação painel FV	47
4.2	Simulação do conversor	49

4.3	Simulação do algoritmo MPPT	56
4.4	Conclusões	60
5	Implementação	61
5.1	Circuito de aquisição de tensão	61
5.2	Circuito de aquisição de corrente	62
5.3	Alimentação do circuito de comando	63
5.4	<i>Drivers</i> dos interruptores	64
5.5	Circuito de controlo	65
5.6	Transformador planar	66
5.7	Bobina	67
5.8	Carga resistiva	67
5.9	Banco de baterias	68
5.10	Placa de circuito impresso	69
5.11	Conclusões	70
6	Resultados	71
6.1	Resultados em malha aberta	71
6.2	Resultados em malha fechada (algoritmo <i>MPPT</i>)	76
6.3	Conclusões	81
7	Conclusões e trabalho futuro	83
7.1	Conclusões	83
7.2	Desenvolvimentos futuros	84
A	Fotografia do protótipo do conversor implementado	87
B	Fotografia da bancada de testes em malha aberta	89
C	Fotografia da bancada de testes em malha fechada (<i>MPPT</i>)	91
	Referências	93

Lista de Figuras

1.1	Potência elétrica consumida no Mundo ao longo dos anos [5].	1
1.2	Crescimento da potência instalada em sistemas FV em todo o Mundo [8].	2
1.3	Diagrama de blocos de um sistema típico de conversão de energia solar [9].	2
2.1	Evolução da eficiência das células fotovoltaicas [10].	6
2.2	Curva característica I-V e P-V.	6
2.3	Influência da temperatura na tensão e na corrente.	7
2.4	Influência da temperatura na potência.	7
2.5	Influência da irradiância na corrente.	8
2.6	Influência da irradiância na potência.	8
2.7	Modelo ideal (a), modelo de um diodo (b) e modelo de dois diodos(c).	8
2.8	Influência das resistências R_{sh} , R_s na curva IV.	9
2.9	Conversor CC/CC elevador.	10
2.10	Conversor CC/CC elevador com interruptor fechado.	10
2.11	Conversor CC/CC elevador com interruptor aberto.	10
2.12	Conversor <i>Flyback</i>	11
2.13	Conversor <i>Flyback</i> em modo ON.	11
2.14	Conversor <i>Flyback</i> em modo OFF.	11
2.15	Conversor <i>Boost-Flyback</i>	12
2.16	Conversor Multinível de 2 andares a) e $N + 1$ andares b).	12
2.17	Multinível em modo ON.	13
2.18	Multinível em modo OFF.	13
2.19	Conversor <i>Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier</i>	13
2.20	Conversor <i>Interleaved Boost with Voltage Multiplier</i> [21].	14
2.21	Algoritmo perturbação e observação [24].	15
2.22	Curva característica do algoritmo perturbação e observação.	16
2.23	Algoritmo condutância incremental [24].	16
2.24	Diagrama de blocos do algoritmo lógica difusa [24].	17
2.25	Funções de pertinência do controlador difuso [24].	18
2.26	Regras para o controlador difuso.	18
2.27	Algoritmo com redes neurais [24].	19
2.28	Sistema com inversor central.	20
2.29	Sistema <i>string</i> com inversor.	21
2.30	Sistema Multi-string com inversor.	21
2.31	Módulo fotovoltaico com micro-inversor integrado.	22
2.32	Inversor em ponte completa com alimentação em tensão.	23
2.33	Inversor em ponte completa com alimentação em corrente.	23
2.34	Inversor em meia ponte com alimentação em tensão.	23

2.35	Inversor em meia ponte com alimentação em corrente.	23
2.36	Inversor para uma carga trifásica.	23
3.1	Conversor <i>Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers</i> [19].	25
3.2	Relação entre ganho em tensão em função do <i>duty-cycle</i> e do número de andares.	26
3.3	Sinal de comando dos interruptores S_1 e S_2 , respetivamente para um <i>duty-cycle</i> D	27
3.4	Percurso das correntes no primeiro intervalo de tempo $[t_0, t_1]$	27
3.5	Percurso das correntes no segundo intervalo de tempo $[t_1, t_2]$	28
3.6	Percurso das correntes no quarto intervalo de tempo $[t_3, t_4]$	28
3.7	Formas de onda do conversor com um andar de multiplicação.	29
3.8	Variação da corrente na bobina normalizada em função do <i>duty-cycle</i> [18].	30
3.9	Relação entre a corrente, aumento da temperatura e dimensões das pistas da <i>PCB</i> [33].	34
3.10	Largura da janela (b_w), largura da pista (w_t) e espaçamento entre pistas (s) [33].	34
3.11	Relação entre as perdas no núcleo, no cobre e totais em função da densidade de fluxo magnético.	36
3.12	Formas de onda dos tempos de comutação do interruptor.	41
3.13	Esquema elétrico equivalente da temperatura.	41
3.14	Comparação entre os tempos de recuperação inversa de díodos <i>SiC</i> e <i>SI FRD</i> [34].	42
3.15	Comparação entre as cargas de recuperação inversa de díodos <i>SiC</i> e <i>SI FRD</i> [34].	42
3.16	Comparação entre as características diretas de um <i>SI SFR</i> (esquerda) com um <i>SiC</i> (direita).	43
3.17	Curva I-V para diferentes níveis de irradiância.	46
4.1	Parametrização do painel FV através da ferramenta <i>Solar Module (physical model)</i>	48
4.2	Curvas I-V, potência, tensão e corrente máxima.	48
4.3	Modelo do painel FV no <i>PSIM</i> ®.	49
4.4	Conversor <i>Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers</i>	49
4.5	Sinais de comando enviados para os dois interruptores.	51
4.6	Formas de onda da tensão e corrente na bobina, L_b	51
4.7	Formas de onda da tensão e corrente no primário e no secundário do transformador.	52
4.8	Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2	52
4.9	Formas de onda da tensão nos condensadores dos andares de multiplicação.	53
4.10	Formas de onda da corrente nos condensadores dos andares de multiplicação.	53
4.11	Formas de onda da tensão e corrente nos díodos dos andares de multiplicação.	54
4.12	Formas de onda da tensão e corrente nos díodos retificadores.	54
4.13	Formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do conversor.	55
4.14	Tensão, corrente e potência à saída do painel FV.	55
4.15	Tensão, corrente e potência no painel FV para diferentes níveis de irradiância.	57
4.16	Tensão, corrente e potência para diferentes níveis de temperatura.	58
4.17	Tensão, corrente e potência para a condição <i>NOCT</i>	58
4.18	Tensão, corrente e potência para uma onda sinusoidal de entrada de irradiância.	59
4.19	Tensão, corrente e potência para uma onda triangular de entrada de temperatura.	59
5.1	Circuito de aquisição de tensão do painel FV.	61
5.2	Transdutor de corrente LTS 15-NP.	62
5.3	Modos de leitura do transdutor LTS 15-NP [36].	62
5.4	Tensão de saída em relação à corrente medida [36].	63
5.5	Circuito de condicionamento do sinal de corrente.	63
5.6	Conversor CC/CC 30V para 15V.	64

5.7	Regulador de tensão 15V para 5V.	64
5.8	Circuito <i>driver</i> de corrente para os interruptores.	64
5.9	Microcontrolador dsPIC30F4011.	65
5.10	Circuito de controlo.	66
5.11	Desenho da <i>PCB</i> do transformador Planar (Visão aérea).	66
5.12	Transformador Planar implementado.	67
5.13	Bobina implementada.	67
5.14	Carga resistiva.	68
5.15	Banco de baterias construído.	68
5.16	Placa de circuito impresso em <i>Ultiboard</i>	69
5.17	<i>PCB</i> do conversor implementado.	70
6.1	Curva IV para diferentes níveis de temperatura.	72
6.2	Tensão de entrada (à esquerda) e de saída (à direita).	72
6.3	Corrente na saída (à esquerda) e tensão na saída (à direita).	73
6.4	Sinais de comando para os interruptores <i>S1</i> (CH1) e <i>S2</i> (CH2).	73
6.5	Formas de onda da tensão nos interruptores <i>S1</i> (CH3) e <i>S2</i> (CH4).	74
6.6	Formas de onda da tensão (CH3) e corrente (CH4) no interruptor <i>S2</i>	74
6.7	Formas de onda de tensão no enrolamento primário (CH3) e no secundário (CH4) do transformador.	75
6.8	Formas de onda de tensão no enrolamento primário do transformador (CH3) e da corrente na bobina (CH4).	75
6.9	Formas de onda de tensão (CH3) e corrente (CH4) na bobina L_b	76
6.10	Irradiância solar incidente no painel durante 24h.	77
6.11	Temperatura do painel durante 24h.	77
6.12	Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV durante o teste do início da manhã.	78
6.13	Potência no painel FV durante o teste do início da manhã.	78
6.14	Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV durante o teste no período da tarde.	79
6.15	Potência no painel FV vs irradiação solar durante o teste no período da tarde.	79
6.16	Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV no teste ao fim da tarde.	80
6.17	Potência no painel FV vs irradiação solar no teste ao fim da tarde.	80
A.1	Fotografia do protótipo do conversor implementado.	87
B.1	Fotografia da montagem utilizada para os testes em malha aberta.	89
C.1	Fotografia da montagem utilizada para os testes em malha fechada (controlo <i>MPPT</i>).	91

Lista de Tabelas

2.1	Comparação de algoritmos MPPT [24].	19
3.1	Especificações do Projeto.	33
3.2	Constantes e especificações do transformador.	35
3.3	Especificações do núcleo e ferrite.	37
3.4	Especificações do <i>HexFet Power Mosfet</i> IRFI4229PbF.	40
3.5	Especificações do diodo <i>SiC</i> SCS110AG.	43
3.6	Especificações do painel FV.	45
3.7	Especificação dos componentes para o protótipo do conversor.	46
4.1	Valores de tensão, corrente e potência máximos para diferentes níveis de irradiância.	56
4.2	Valores de tensão, corrente e potência máximos para diferentes níveis de temperatura.	57
6.1	Especificações do painel FV <i>BP7170</i>	71

Abreviaturas e Símbolos

ADC	Conversor analógico para digital (<i>Analog-to-Digital converter</i>)
AC ou CA	Corrente alternada (<i>Alternate Current</i>)
DC ou CC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
CCM	Modo de condução contínua (<i>Continuous conduction mode</i>)
δ	ciclo de trabalho (<i>Duty-cycle</i>)
EMI	Interferência eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
ESR	Resistência de série equivalente (<i>Equivalent series resistance</i>)
FV	Fotovoltaico(a)(os)(as)
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
MBC	Conversor elevador multinível (<i>Multilevel boost converter</i>)
MPP	Ponto de Potência Máximo (<i>Maximum power point</i>)
MPPT	Seguimento de Ponto de Potência Máximo (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
NOCT	Temperatura normal de operação da célula (<i>Normal Operating Cell Temperature</i>)
P&O	Perturbação e observação (<i>Perturb and observe</i>)
PCB	Placa de circuito impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PSIM	Programa de simulação Powersim
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse width modulation</i>)
STD	Condição de teste padrão (<i>Standard Test Condition</i>)
V_{oc}	Tensão de circuito aberto

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo pretende-se fazer uma introdução ao trabalho que foi desenvolvido durante esta dissertação. Na secção 1.1 é apresentada a motivação que originou a necessidade do desenvolvimento desta dissertação. De seguida, na secção 1.2 são apresentados os objetivos que se pretende atingir durante a dissertação. Por fim, a secção 1.3 apresenta a estrutura deste documento.

1.1 Motivação

O interesse em mudar o atual paradigma energético, privilegiando o uso de energias renováveis em vez de energias não renováveis, tem vindo a crescer nos últimos anos. A energia resultante da irradiação proveniente do Sol é considerada uma das mais limpas e inesgotáveis fonte de energia. Devido à disponibilidade universal da energia solar e ao enorme potencial de conversão da irradiação solar em eletricidade, é previsível que o fotovoltaico seja uma séria alternativa aos combustíveis fósseis num futuro próximo [1]. O sol fornece à Terra cerca de 100000 TWh, que é aproximadamente cinco vezes mais que o consumo de eletricidade no Mundo, em 2012 (19090 TWh) [2], [3], [4]. Como se pode observar na figura 1.1 o consumo de eletricidade no Mundo tem vindo a crescer ao longo dos anos.

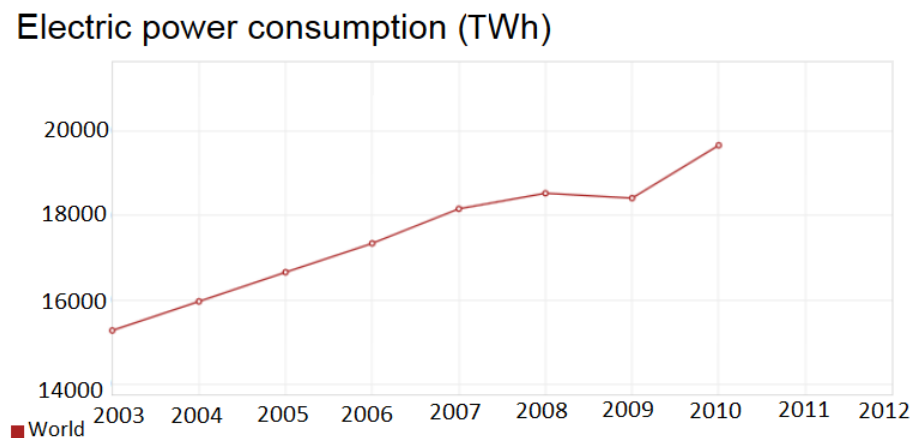


Figura 1.1: Potência elétrica consumida no Mundo ao longo dos anos [5].

A utilização de células fotovoltaicas tem vindo a aumentar com o intuito de explorar este enorme recurso que desempenhará um papel fundamental nos sistemas sustentáveis de energia. [6, 7]. Em 2012, cerca de 31.1GW de sistemas FV foram instalados na Europa, mais do que os 30.4GW em 2011 [8]. Na figura 1.2 é possível observar a evolução da potência instalada em painéis FV em todo o Mundo ao longo da última década.

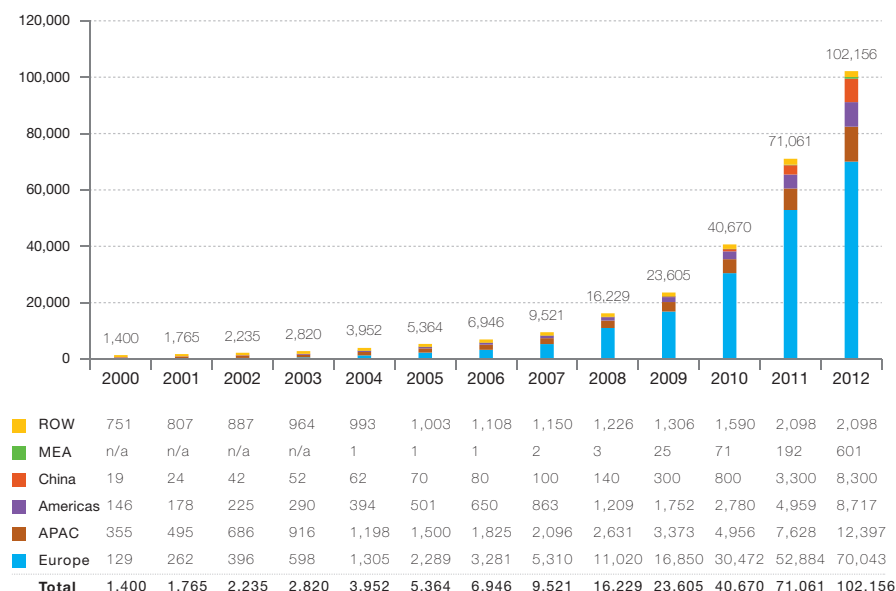


Figura 1.2: Crescimento da potência instalada em sistemas FV em todo o Mundo [8].

A potência proveniente dos painéis FV antes de chegar à rede elétrica é condicionada em várias estágios. No panorama dos micro-inversores, a tensão proveniente dos painéis FV é elevada através de um conversor CC/CC, sendo a potência proveniente do painel controlada por um controlador *MPPT*, de modo a que o painel FV funcione sempre no seu ponto de potência máxima. Após a elevação de tensão um inversor converte a tensão DC em AC de modo a poder introduzir a potência na rede elétrica. Na figura 1.3 é apresentado um diagrama de blocos que caracteriza um sistema de conversão de energia solar.

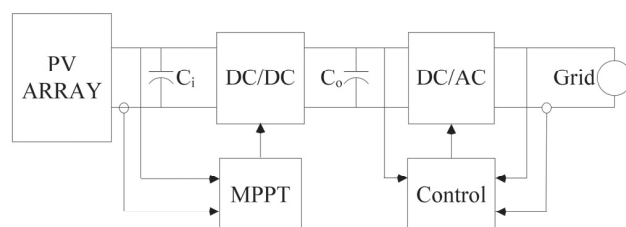


Figura 1.3: Diagrama de blocos de um sistema típico de conversão de energia solar [9].

Com isto, surgiu o interesse pessoal em investigar esta temática e implementar um conversor CC/CC elevador de ganho elevado para painéis fotovoltaicos, do tipo micro-inversor, com um

ganho de 13-15, com o intuito de desenvolver um conversor de elevada eficiência.

1.2 Objetivos

Os objetivos de trabalho propostos a cumprir durante a dissertação são:

1. Realizar uma síntese dos conversores CC/CC elevadores, os tipos de controlo MPPT para o conversor e os modelos de painéis fotovoltaicos;
2. Projetar, simular e implementar um conversor CC/CC elevador para painéis FV até 250W;
3. Testar e caracterizar o sistema de conversão.

1.3 Estrutura do documento

Este documento está dividido em sete capítulos.

O capítulo 1 apresenta a motivação para o desenvolvimento desta dissertação e quais os objetivos da dissertação.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica sobre os modelos dos painéis fotovoltaicos, os tipos de conversores CC/CC elevadores, os controladores MPPT, as topologias de conversão para ligação à rede e os tipos de conversores CC/CA.

No capítulo 3 é apresentada a análise teórica do conversor, mais especificamente aos componentes que o compõem. Após a análise teórica é apresentado o dimensionamento dos vários componentes que integram o conversor.

No capítulo 4 é apresentada a parametrização e simulação do painel FV, de seguida são apresentadas as simulações aos principais componentes do conversor e por fim são realizadas simulações ao algoritmo MPPT.

No capítulo 5 é apresentado o protótipo do conversor implementado, apresentando os vários subsistemas do conversor.

O capítulo 6 apresenta os resultados práticos obtidos, sendo feita uma pequena comparação entre os resultados obtidos na prática com os simulados.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões obtidas com o desenvolvimento da dissertação e possíveis trabalhos futuros.

Por fim são apresentadas as referências bibliográficas que suportam o trabalho apresentado nesta dissertação.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo pretende-se fazer uma revisão bibliográfica dos seguintes tópicos:

- Modelos dos painéis fotovoltaicos;
- Tipos de conversores CC/CC elevadores
- Controladores MPPT
- Topologias de conversão para ligação à rede
- Conversores CC/CA

2.1 Painéis Fotovoltaicos

Em 1870, W. G. Adams e R. E. Day observaram que era possível gerar e manter corrente elétrica em selênio utilizando luz proveniente de uma vela. Alguns anos mais tarde C. E. Fritts desenvolveu a primeira célula FV à base de selênio, que convertia irradiância solar em eletricidade. Esta célula tinha uma eficiência de menos de 1%, o que era extremamente baixo. Em 1954, Calvin Fuller e Gerald Pearson descobriram que a eficiência dos retificadores controlados de silício (*SRC*) dependia da pureza e das condições de iluminação, conseguindo obter uma eficiência de 4%. Em 1980, com o crescimento da indústria, os painéis FV começaram a ser produzidos nos EUA, Japão e Europa [1]. Em 1998 foi atingida a eficiência recorde de 24,7%, com células em silício monocristalino. Em 1993 a produção de células FV atingiu o marco de 60 MWp, sendo o silício o material mais utilizado. Na figura 2.1 é apresentada a eficiência obtida ao longo das décadas.

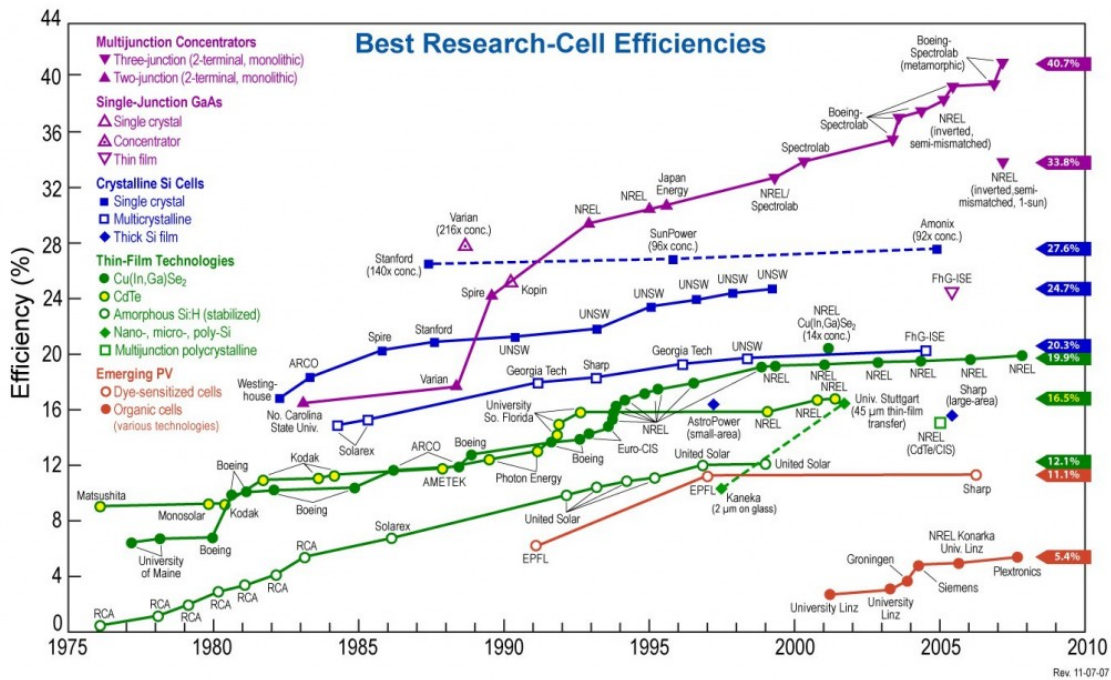


Figura 2.1: Evolução da eficiência das células fotovoltaicas [10].

2.1.1 Curvas características I-V e P-V dos painéis fotovoltaicos

Uma das principais características de um painel FV é a sua curva característica tensão-corrente (curva I-V) e tensão-potência (curva P-V). Esta curva, denominada curva característica I-V é semelhante para qualquer painel FV nas condições *STC* (*Standard Test Conditions*, irradiância de $1000\text{W}/\text{m}^2$ e temperatura 25°C), como apresentado na figura 2.2.

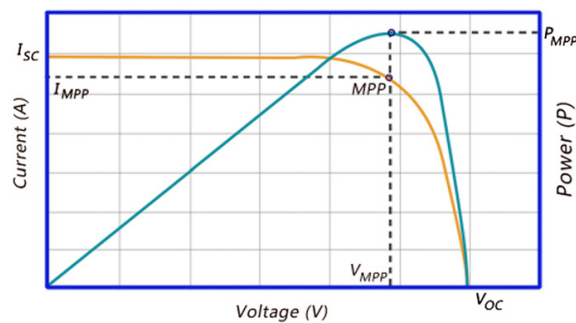


Figura 2.2: Curva característica I-V e P-V.

Como se pode observar na figura 2.2, um painel FV pode ser caracterizado pelos seguintes parâmetros fundamentais:

- Corrente de curto-circuito (I_{sc}) - corrente máxima que um dispositivo pode produzir, correspondendo a tensão nula e consequentemente potência nula.

- Tensão de circuito-aberto (V_{OC}) - tensão máxima que um dispositivo pode produzir correspondendo a corrente nula e consequentemente potência nula.
- Ponto de potência máxima (P_{MPP}) - é o valor máximo de potência que um dispositivo pode produzir. Corresponde ao ponto em que a curva P-V tem o seu valor máximo.
- Corrente no ponto de máxima potência (I_{MPP}) - é o valor da corrente para a potência máxima.
- Tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}) - é valor da tensão para a potência máxima.

Uma célula FV tem uma dada eficiência de conversão de energia que pode ser calculada pela equação 2.1.

$$\eta_{cel} = \frac{P_{MPP}}{P_{in}} = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{A \cdot G} \quad (2.1)$$

Sendo A a área da célula e G a irradiância solar incidente por unidade de superfície. O fator de forma pode ser obtido pela equação 2.2.

$$F_F = \frac{V_{MPP} \cdot I_{MPP}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} \quad (2.2)$$

O fator de forma é um parâmetro que permite medir o desempenho de uma célula solar. Um elevado fator de forma corresponde a uma menor ESR e uma elevada resistência de fugas, logo uma menor quantidade de perdas internas.

O ponto de potência máxima (P_{MPP}) é o ponto de funcionamento ótimo, sendo este o ponto desejado para o funcionamento do painel FV. Mesmo no ponto de funcionamento ótimo, o painel é influenciado por condições ambientais, como por exemplo, a temperatura e a incidência da irradiância solar.

2.1.1.1 Influência da temperatura no painel fotovoltaico

Com o aumento da temperatura, há um aumento da corrente I_{SC} e uma diminuição da tensão V_{OC} . Como a diminuição da tensão é mais significativa que o aumento da corrente, origina uma diminuição da potência, como se pode ver nas figuras 2.3, 2.4.

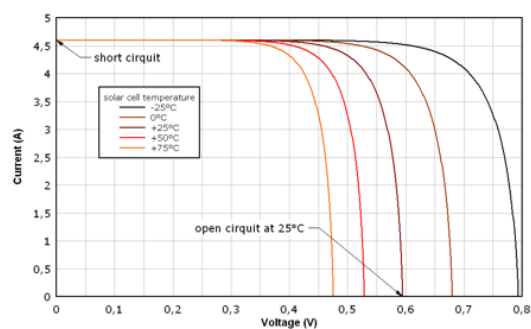


Figura 2.3: Influência da temperatura na tensão e na corrente.

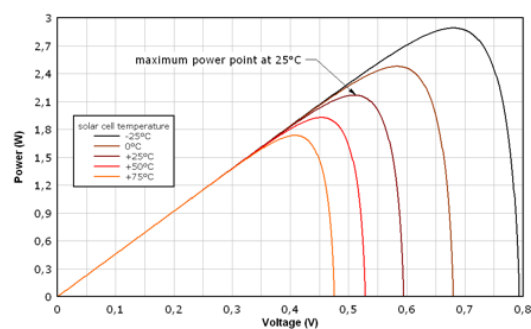


Figura 2.4: Influência da temperatura na potência.

2.1.1.2 Influência da irradiância solar no painel fotovoltaico

A corrente I_{SC} varia proporcionalmente à irradiância incidente no painel. Com a diminuição da irradiância verifica-se uma diminuição da corrente e da tensão. Isto implica uma diminuição significativa na potência gerada pelo painel, como se pode ver na figura 2.5, 2.6.

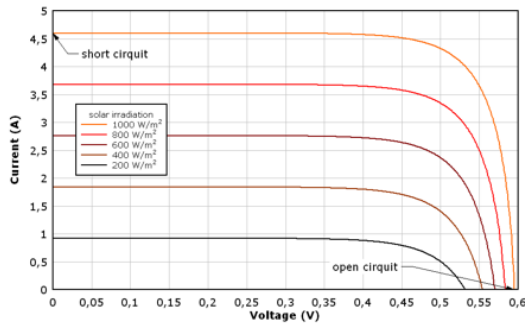


Figura 2.5: Influência da irradiância na corrente.

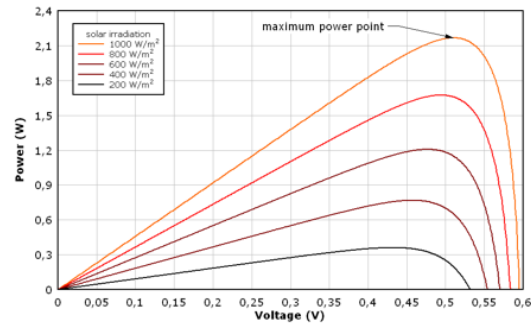


Figura 2.6: Influência da irradiância na potência.

2.1.2 Modelos fotovoltaicos e circuitos equivalentes

O conhecimento do modelo matemático de uma célula FV e consequentemente de um módulo FV é essencial para o melhor entendimento do comportamento de um sistema de painéis sob diferentes condições de operação [11].

Um painel FV pode ser representado através de um circuito elétrico equivalente. Existem três tipos de modelos para um painel fotovoltaico, o modelo ideal, o modelo de um diodo e o modelo de dois diodos, apresentados na figura 2.7. Os parâmetros para os elementos apresentados na figura são:

- A corrente I no terminal de saída é igual à corrente gerada pela irradiância solar I_L , menos a corrente do diodo I_d e a corrente de fugas I_{sh} ;
- A resistência R_s representa a resistência interna para o fluxo de corrente e depende da espessura da junção pn , das impurezas, e da resistência dos contactos (contactos metálicos entre as células e entre o painel e a carga);
- A resistência R_{SH} está inversamente relacionada com as correntes de fuga.

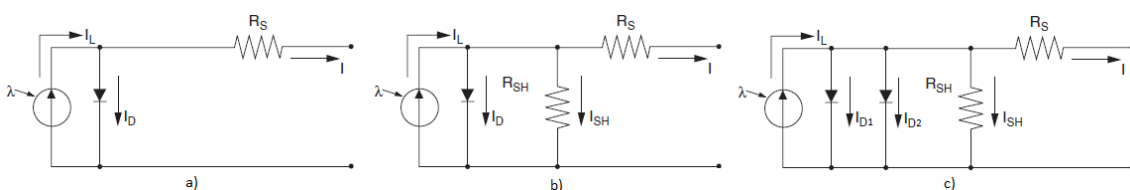


Figura 2.7: Modelo ideal (a), modelo de um diodo (b) e modelo de dois diodos(c).

Numa célula ideal a resistência R_S seria igual a zero, e a resistência R_{SH} seria infinita, de modo a não existirem correntes de fuga. A eficiência de conversão é sensível a pequenas variações de R_S , mas pouco sensível a variações de R_{SH} . Um pequeno aumento de R_S pode diminuir significativamente a tensão de saída do painel FV.

A equação 2.3 caracteriza a corrente no díodo I_D [12].

$$I_D = I_o \left\{ \exp \left[\frac{q}{mkT} (V + IR_s) \right] - 1 \right\} \quad (2.3)$$

A fotocorrente da célula é obtida pela equação 2.4.

$$I_L = [I_{SC} + k_i(T - T_r)] \frac{S}{1000} \quad (2.4)$$

A corrente de saída da célula FV com resistência série e paralela é obtida pela equação 2.5.

$$I = I_L - I_o \left\{ \exp \left[\frac{q}{mkT} (V + IR_s) \right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (2.5)$$

A tensão de circuito aberto V_{OC} é obtida pela equação 2.6.

$$V_{OC} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_L}{I_o} + 1 \right) \quad (2.6)$$

Com $q = 1.6 \times 10^{-19} C$

$S =$ Irradiância em W/m^2

$A =$ curve-fitting constant = 1.525

$m =$ fator de idealidade do díodo

$k =$ Constante de Boltzmann = $1.38 \times 10^{-23} J/K$

$k_i =$ coeficiente da temperatura da corrente de curto-circuito

$T =$ temperatura em K

$E_g =$ Gap Energy: 1.11[eV]

$T_r =$ Temperatura de referência [K]

O fator de forma F_F é influenciado pelo valor das resistências R_S e R_{sh} . Um aumento de R_{sh} ou uma diminuição de R_S resultam num aumento do fator de forma, resultando numa maior eficiência, como se pode observar na figura 2.8.

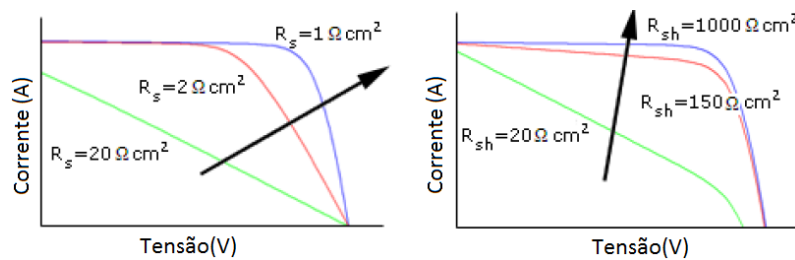


Figura 2.8: Influência das resistências R_{sh} , R_S na curva IV.

2.2 Conversores CC/CC Elevadores

Através de painéis FV pode-se obter energia elétrica resultante da irradiância solar incidente. A tensão de saída nos painéis é contínua, porém, como o objetivo é elevar a tensão, é necessário um conversor para regular a tensão de saída. Tais conversores são chamados de conversores CC/CC elevadores.

O conversor CC/CC elevador é utilizado para elevar o nível de tensão contínua proveniente dos painéis FV que posteriormente é entregue ao conversor CC/CA.

O conversor apresentado na figura 2.9. é um conversor elevador pertencente à família das fontes comutadas (*Switching-Mode Power Supply*), caracterizado pelo número reduzido de semicondutores e elementos passivos [13].

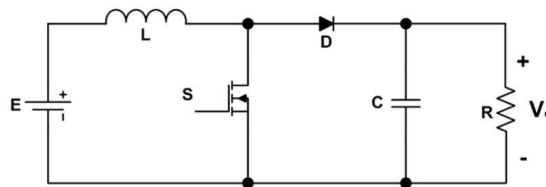


Figura 2.9: Conversor CC/CC elevador.

Normalmente são colocados filtros à saída do conversor de modo a obter-se uma saída mais constante. O conversor apresenta dois modos de funcionamento:

- Interruptor fechado: Como o díodo não conduz, a corrente circula pela bobina, magnetizando-a, ou seja, esta é carregada com a energia da tensão de entrada E . A tensão armazenada no condensador alimenta a carga como se pode verificar na figura 2.10.

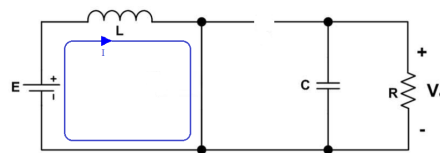


Figura 2.10: Conversor CC/CC elevador com interruptor fechado.

- Interruptor aberto: O díodo inicia a condução e a energia armazenada na bobina alimenta o condensador e a carga na saída, aumentando a tensão na saída, como se pode observar na figura 2.11.

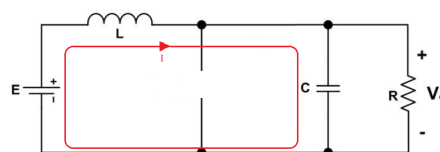


Figura 2.11: Conversor CC/CC elevador com interruptor aberto.

Este conversor apresenta várias desvantagens para o nível de conversão que é necessário para esta aplicação, por exemplo, a ondulação de corrente de saída é bastante elevada para elevados ganhos de conversão, originando perdas de condução no conversor, sendo necessária a utilização de condensadores para reduzir essa ondulação [13]. Deste modo, será necessário utilizar topologias mais capazes, que superem estas limitações.

2.2.1 Conversor *Flyback*

O conversor *flyback* é baseado no conversor *buck-boost*, com a diferença de apresentar isolamento galvânico através de um transformador de alta frequência, como se pode observar na figura 2.12.

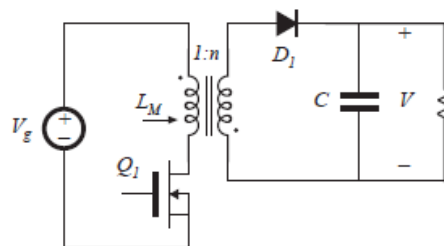


Figura 2.12: Conversor *Flyback*.

A figura 2.13 apresenta o circuito equivalente do conversor, com o interruptor fechado, que faz com que o díodo seja inversamente polarizado. Quando o interruptor é aberto a energia armazenada começa a circular pelo secundário do transformador e pelo díodo, como se pode observar na figura 2.14.

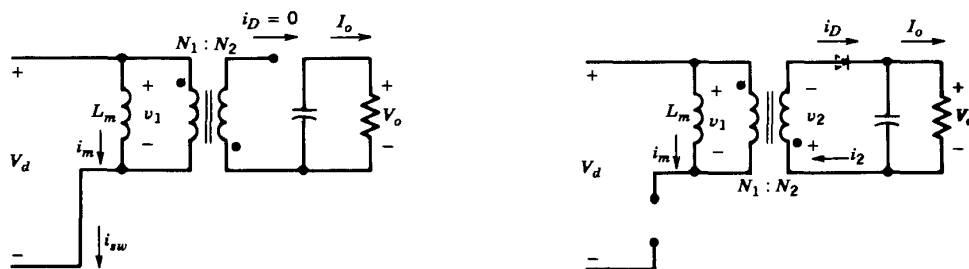


Figura 2.13: Conversor *Flyback* em modo ON. Figura 2.14: Conversor *Flyback* em modo OFF.

A equação que caracteriza o ganho do conversor em condução contínua é a apresentada na equação 2.7, em que $D = \frac{t_{ON}}{T_s}$ e t_{ON} é o tempo de condução do interruptor.

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (2.7)$$

2.2.2 Conversor *Boost-Flyback*

O conversor *Boost-Flyback*, apresentado na figura 2.15, baseia-se na combinação da topologia *boost* e *flyback*. A tensão de saída do conversor é obtida pela tensão originada pelo transformador

(V_{C1}) mais a tensão originada pelo *boost* (V_{CC}). Quando o interruptor é ativo, a energia armazenada na indutância de fugas é transferida para a saída durante o período em que o interruptor está fechado, com a ajuda do diodo D_{C1} [14].

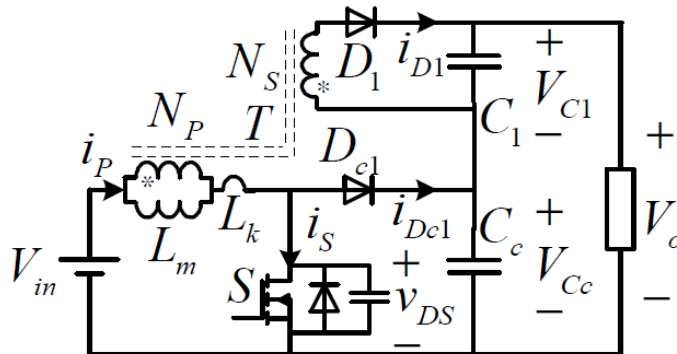


Figura 2.15: Conversor *Boost-Flyback*.

Esta topologia permite obter uma maior eficiência em relação ao conversor apresentado anteriormente, devido à tensão de saída estar dividida em duas estações, fazendo com que a tensão de *stress* dos semicondutores e dos condensadores seja menor. Como o interruptor S está sujeito a uma tensão menor, temos menos perdas de condução, logo uma maior eficiência [14, 15].

2.2.3 Conversor Elevador Multinível (MBC)

O conversor elevador multinível é a extensão de um conversor elevador com um multiplicador de tensão. Na figura 2.16 é apresentado um multinível de 2 andares.

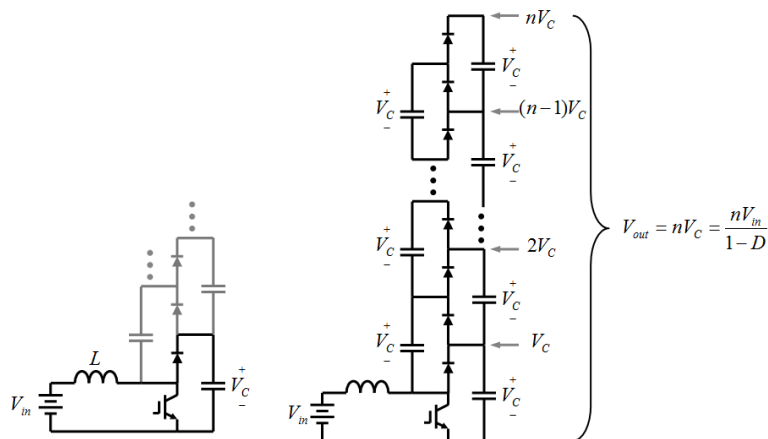


Figura 2.16: Conversor Multinível de 2 andares a) e $N + 1$ andares b).

A adição de um nível corresponde à adição dos elementos a cinza da figura 2.16 a). Quando o interruptor está fechado, a bobina é carregada pela tensão de entrada, como se pode observar na figura 2.17. Quando o interruptor é aberto a bobina descarrega, originando uma corrente que

coloca o diodo d_1 em condução, como se pode verificar na figura 2.18. Os elementos a cinzento estão fora de condução [16].

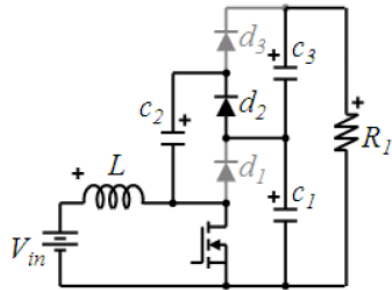


Figura 2.17: Multinível em modo ON.

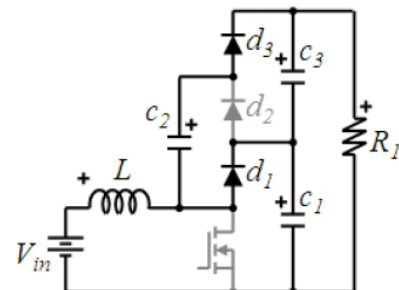


Figura 2.18: Multinível em modo OFF.

A equação que caracteriza o ganho do conversor é apresentada na equação 2.8, sendo N o número de andares de conversão.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N}{1-D} \quad (2.8)$$

As vantagens deste conversor são a não necessidade de acrescentar bobinas extra ao circuito, mantendo-o compacto. Além disso, só tem um interruptor, ou seja, só precisa de um sinal de controlo, não sendo necessário fazer o sincronismo entre interruptores, sendo mais fiável em comparação com os outros conversores [16, 17].

2.2.4 Conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier*

Esta topologia é caracterizada por proporcionar um elevado ganho em tensão, a corrente de entrada não ser pulsante e apresentar uma baixa variação. A eficiência desta topologia é maior do que nas topologias apresentadas anteriormente, devido às comutações suaves dos *MOSFET's* quando o mesmo é desligado [18].

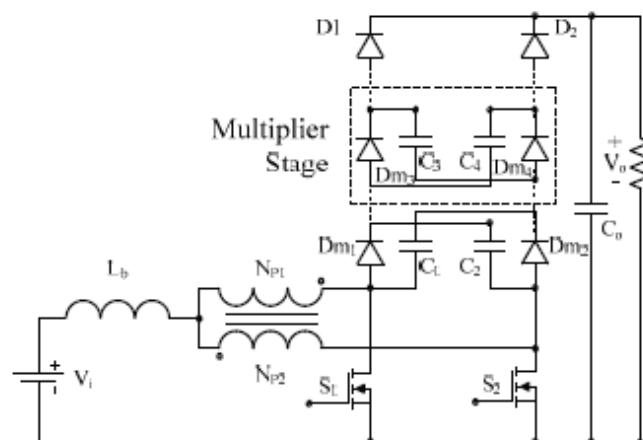


Figura 2.19: Conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier*.

O valor do ganho pode ser modificado consoante o número de andares de conversão, k , e o *duty-cycle*, D . Esse ganho é dado pela equação 2.9.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k+1}{1-D} \quad (2.9)$$

As vantagens desta topologia são, a reduzida tensão que percorre os interruptores ativos ser inferior a metade da tensão de saída, que permite utilizar interruptores com uma resistência *drain-source* baixa, originando menores perdas de condução. O volume da bobina é reduzido devido à frequência de operação da bobina ser o dobro da frequência de comutação. Como a corrente é dividida entre os interruptores, as perdas de condução são menores [19].

Uma das desvantagens desta topologia deve-se ao facto de não funcionar corretamente com um *duty-cycle* menor que 0.5, devido à magnetização do transformador.

2.2.5 Conversor *Interleaved Boost with Voltage Multiplier*

Esta topologia é caracterizada por ter uma variação de corrente reduzido, que flui pelos elementos de potência em comparação com o conversor *interleaved* convencional [20]. Esta topologia contém a estrutura do *interleaved* no lado da entrada, de modo a distribuir a corrente de entrada, e o multiplicador de tensão está no lado da saída de modo a obter um elevado ganho. Esta topologia pode ser observada na figura 2.20.

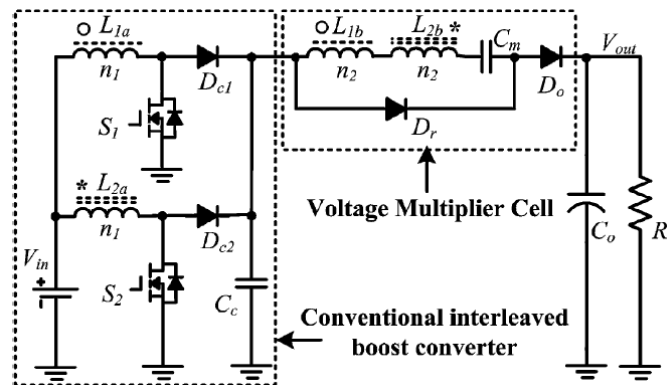


Figura 2.20: Conversor *Interleaved Boost with Voltage Multiplier* [21].

A equação que caracteriza o ganho em tensão desta topologia é apresentada na equação 2.10.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2N+1}{1-D} \quad (2.10)$$

As vantagens desta topologia são o facto do pico de corrente e a tensão nas transições nos interruptores serem reduzidas, comparativamente aos conversores convencionais.

2.3 Controladores MPPT

Como os sistemas FV têm baixa eficiência comparativamente às outras fontes de energia renovável, é desejável que estas operem no seu ponto máximo de funcionamento, isto é, no *Maximum Power Point (MPP)*, de modo a maximizar a energia fornecida à rede. Para obter esse ponto de funcionamento é utilizado um método denominado *Maximum Power Point Tracking (MPPT)*. De forma a atingir o *MPP* são aplicados sinais de controlo nos conversores de modo a regular a tensão ou corrente no painel FV. Existem vários algoritmos de obtenção do *MPPT*. De seguida serão apresentados alguns dos algoritmos *MPPT* existentes [22, 23].

2.3.1 Perturbação e observação

O algoritmo "Perturbação e observação" (*P & O*) é muito utilizado devido à sua estrutura de controlo simples e à medição de poucos parâmetros (tensão e corrente do painel FV) para a implementação do *MPPT*. Este algoritmo é implementado através da aplicação de uma perturbação ao sinal de referência em tensão ou corrente (X). Este algoritmo compara a potência atual com a potência anterior à perturbação, de modo a obter o sentido da próxima perturbação. Se a comparação entre as potências for positiva, a próxima perturbação será feita no mesmo sentido, caso contrário será feita no sentido oposto, como se pode ver na figura 2.21.

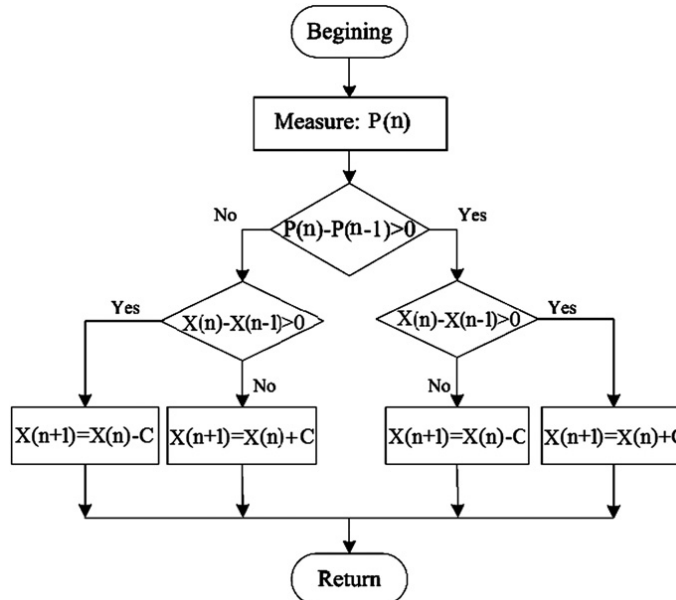


Figura 2.21: Algoritmo perturbação e observação [24].

Neste algoritmo existe o *trade-off* entre a velocidade de resposta e a amplitude de oscilação em regime estacionário. Quanto maior a amplitude da perturbação, mais rápida é a obtenção do *MPP*, mas maior é a amplitude de oscilação. Quanto menor a amplitude da perturbação, menor será a amplitude de oscilação, contudo a obtenção do *MPP* será mais lenta.

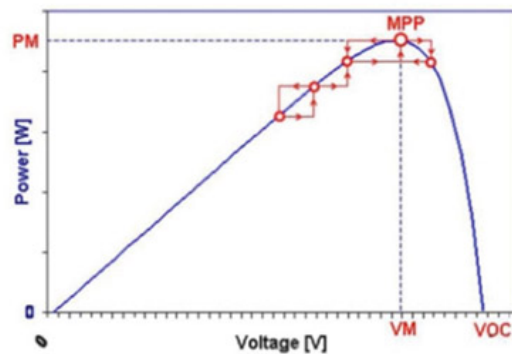


Figura 2.22: Curva característica do algoritmo perturbação e observação.

2.3.2 Condutância incremental

O algoritmo condutância incremental utiliza a derivada da potência proveniente do painel para obter o *MPP*. Quando a derivada é positiva implica que a potência está abaixo do *MPP*, quando a derivada é zero está no *MPP*, e quando a derivada é negativa significa que o *MPP* foi ultrapassado. O algoritmo pode ser observado na figura 2.23 [23, 25].

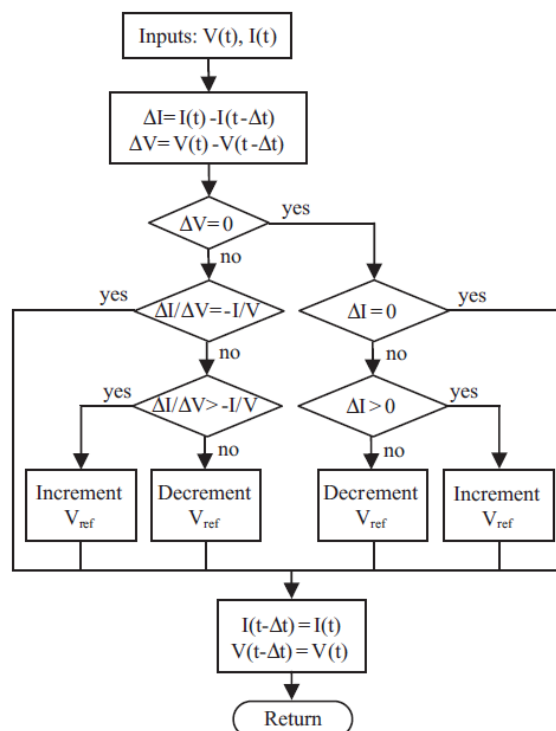


Figura 2.23: Algoritmo condutância incremental [24].

Como foi referido atrás, o *MPP* é obtido quando a derivada da potência em relação à tensão é

igual a zero. As equações que caracterizam este algoritmo são apresentadas abaixo:

$$\frac{dP}{dV} = I + \frac{VdI}{dV} \quad (2.11)$$

Que implica:

$$\frac{dI}{dV} \simeq \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0 \\ \frac{dP}{dV} < 0 \Leftrightarrow \\ \frac{dP}{dV} > 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \end{cases} \quad (2.14)$$

A grande vantagem deste algoritmo é que apresenta uma boa resposta para mudanças atmosféricas, contudo a complexidade do circuito de controlo é uma desvantagem deste método. Tal como o *P&O* também apresenta um *trade-off* entre a velocidade da resposta e a amplitude da oscilação em regime permanente [25].

2.3.3 Algoritmo baseado em lógica difusa

O algoritmo de lógica difusa é implementado em três etapas: a fuzificação, a tomada de decisão e a defuzificação. A figura 2.24 mostra o diagrama de blocos deste algoritmo.

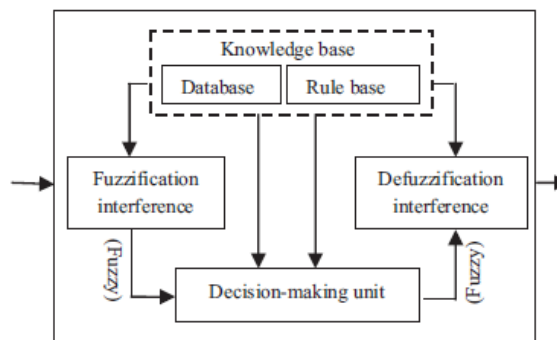


Figura 2.24: Diagrama de blocos do algoritmo lógica difusa [24].

Na fuzificação as entradas são convertidas em variáveis linguísticas baseadas numa função de pertença como se pode ver na figura 2.25.

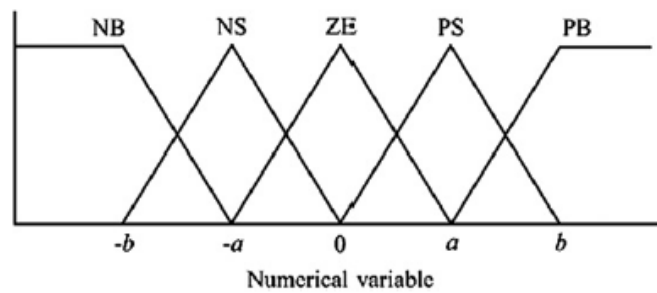


Figura 2.25: Funções de pertinência do controlador difuso [24].

Na fase de tomada de decisão, as regras que são especificadas por um conjunto de *if-then*, controlam o comportamento do controlador. Um exemplo dessas regras é a figura 2.26.

R1 : IF E is PB AND ΔE is NB THEN D is NB.
R2 : IF E is PS AND ΔE is NB THEN D is NB.
 ⋮

Figura 2.26: Regras para o controlador difuso.

Na fase de desfuzificação, as saídas do controlador difuso são convertidas de uma variável linguística para uma variável numérica, com uma função de pertinência idêntica à apresentada na figura 2.25. Essa função envia o sinal analógico que irá controlar a potência do conversor aproximando-o do *MPP*. As entradas do controlador lógico normalmente são o erro e a variação do erro. Para obter o *MPP*, o erro é calculado com base na temperatura e na irradiância solar, ou valores instantâneos de potência e tensão. O sinal analógico de saída pode ser o *duty-cycle*, ou o V_{MPP} e I_{MPP} que gerará o *duty-cycle*. As vantagens deste controlador são a capacidade de trabalhar com entradas não lineares e imprecisas e de apresentar uma rápida convergência [25].

2.3.4 Algoritmo com redes neurais

Uma rede neuronal é constituída por três camadas, sendo elas a camada de entrada, a camada escondida e a camada de saída. Cada camada é composta por vários nós. Os sinais de entrada de cada neurônio podem ser os parâmetros do painel FV, tal como, V_{OC} e I_{SC} , ou dados atmosféricos, tal como, a temperatura ou irradiância solar, ou a combinação destes. O sinal de saída da rede neuronal é normalmente o *duty-cycle* usado para controlar o conversor. Como os painéis FV apresentam características distintas, a rede tem de ser treinada com o painel que irá utilizar. As características dos painéis também variam ao longo do tempo, o que implica que a rede tem de ser treinada periodicamente, de modo a garantir um seguimento eficaz do *MPP*. A grande vantagem da utilização de redes neurais é que uma rede bem treinada consegue ser bastante eficaz sem necessitar de grande conhecimento dos parâmetros dos painéis FV [25].

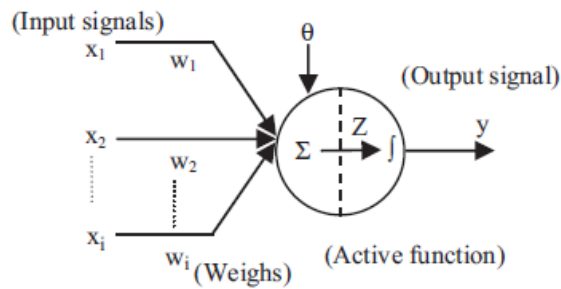


Figura 2.27: Algoritmo com redes neurais [24].

2.3.5 Comparação de algoritmos

Na tabela 2.1 será apresentada uma comparação sumária dos algoritmos analisados anteriormente [25].

Tabela 2.1: Comparação de algoritmos MPPT [24].

Algoritmo	Complexidade	Velocidade de convergência	Pré-Treino	Eficiência
Perturbação e Observação	Baixa	Baixa	Não	Baixa
Condutância Incremental	Média	Variável	Não	Alta
Lógica Difusa	Alta	Rápida	Sim	Alta
Rede Neuronal	Alta	Rápida	Sim	Alta (98%)

O algoritmo "Perturbação e Observação" é bastante simples de implementar, mas é lento a convergir para o *MPP* e apresenta uma baixa eficiência. A eficiência pode ser medida como a amplitude do erro em regime permanente no *MPP* ou o tempo de resposta a variações. Se o incremento for muito grande o algoritmo terá um elevado erro em regime permanente, se o incremento for muito baixo o algoritmo demorará muito a atingir o *MPP*. O algoritmo "Condutância incremental" já apresenta uma complexidade maior na implementação do que o *P&O*, e apresenta uma melhor velocidade de convergência para o *MPP*, apresentando uma elevada eficiência. O algoritmo "Lógica Difusa" é muito complexo, mas por sua vez apresenta uma velocidade de convergência e eficiência bastante elevada. O algoritmo "Rede Neuronal" tal como o "Lógica Difusa" apresenta uma elevada eficiência e velocidade de convergência. O inconveniente destes dois últimos algoritmos é a necessidade de pré-treino.

2.4 Topologias de conversão para ligação à rede

Um sistema FV pode apresentar múltiplos inversores desde que as suas saídas sejam conectadas em paralelo (sistema monofásico) ou formem um sistema polifásico em que cada conjunto de inversores e respetivos painéis FV serão chamados de subsistemas FV, podendo um sistema FV conter um ou mais subsistemas FV. De seguida serão apresentadas algumas configurações de ligação dos sistemas fotovoltaicos à rede [26].

2.4.1 Sistema com inversor central

Os sistemas com inversor central são utilizados para potências até poucas centenas de kW e caracterizam-se pelos painéis estarem ligados em série e/ou paralelo entre si a apenas um inversor. Esta topologia é apresentada na figura 2.28. A principal vantagem desta configuração é o custo reduzido, mas apresenta como desvantagem a impossibilidade de controlar o *MPP* de cada módulo em separado e a baixa fiabilidade, pois em caso de falha no inversor, toda a instalação é comprometida.

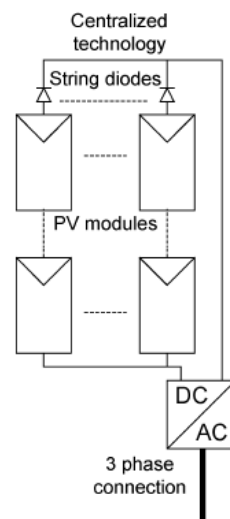
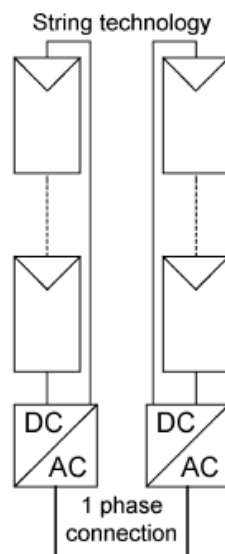


Figura 2.28: Sistema com inversor central.

2.4.2 Sistema com inversor por *string*

Nos sistemas com inversor por *string*, os painéis FV são ligados em série com um inversor na ligação à rede, como se pode observar na figura 2.29. Esta configuração permite obter um aumento na eficiência energética, pois é possível implementar um *MPPT* em cada *string* de painéis FV e consequentemente um sistema mais fiável. Como desvantagem destaca-se o aumento do custo, uma vez que é necessário um inversor por cada *string* de painéis.

Figura 2.29: Sistema *string* com inversor.

2.4.3 Sistema *multi-string* com inversor

Os sistemas *multi-string* utilizam um conversor CC/CC por cada *string* de painéis FV. Esta configuração é bastante vantajosa pois permite o controlo da tensão em cada *string* de painéis com apenas um inversor central, como se pode observar na figura 2.30.

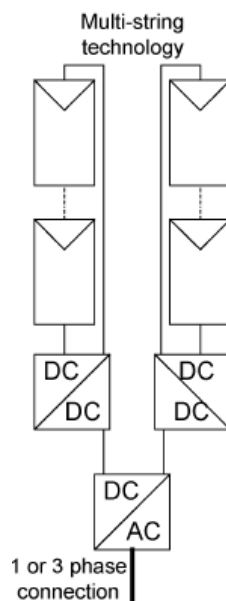


Figura 2.30: Sistema Multi-string com inversor.

2.4.4 Módulos fotovoltaicos com micro-inversores integrados

Os módulos PV com micro-inversores integrados ou módulos AC como o nome indica, contêm um micro-inversor integrado por cada painel FV, como se pode observar na figura 2.30. As vantagens desta topologia são a eliminação das perdas de associação de módulos PV, uma vez que só há um módulo PV, a possibilidade de aumentar o sistema, devido à sua estrutura modular. Como os módulos AC devem ser produzidos em massa, isto leva a um baixo custo de produção e posteriormente um baixo custo de venda. Outra vantagem é a possibilidade de utilização de um sistema *MPPT* para cada painel ou um pequeno grupo de painéis, maximizando assim a potência entregue à carga. As desvantagens desta topologia são a necessidade de uma elevada amplificação, o que pode reduzir a eficiência global e aumentar o custo por Watt, a complexidade de controlo e o elevado número de dispositivos semicondutores (transístores e díodos).

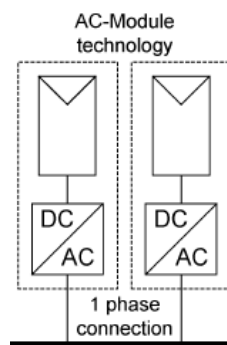


Figura 2.31: Módulo fotovoltaico com micro-inversor integrado.

2.5 Conversores CC/CA

Os conversores CC/CA, ou também denominados inversores, têm como objetivo transformar a corrente contínua em corrente alternada. Este tipo de conversores são utilizados para o controlo de motores elétricos, fontes de alimentação comutadas e no caso das energias renováveis para o fornecimento da energia à rede. Dentro dos conversores CC/CA existem várias configurações de conversão. Os inversores podem funcionar como uma fonte de tensão (*Voltage-source Inverter - VSI*), ou uma fonte de corrente (*Current-source Inverter - CSI*), apenas mudando o sinal de controlo [27]. As duas configurações mais utilizadas são a ponte completa (*Full-Bridge*), ou a meia ponte (*Half-Bridge*), como apresentado nas figuras 2.32, 2.33, 2.34 e 2.35.

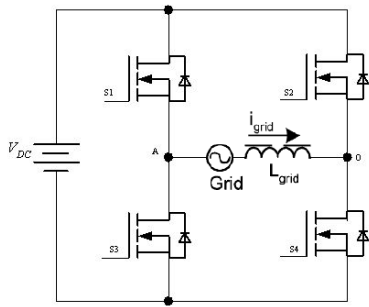


Figura 2.32: Inversor em ponte completa com alimentação em tensão.

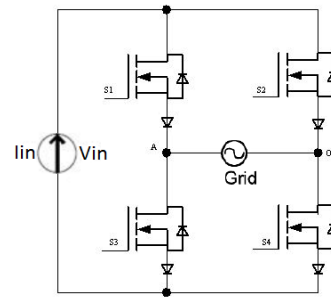


Figura 2.33: Inversor em ponte completa com alimentação em corrente.

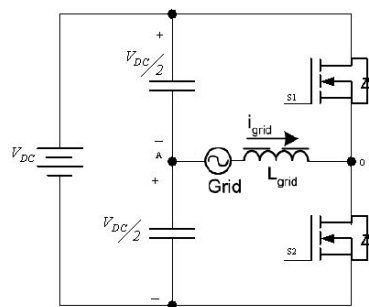


Figura 2.34: Inversor em meia ponte com alimentação em tensão.

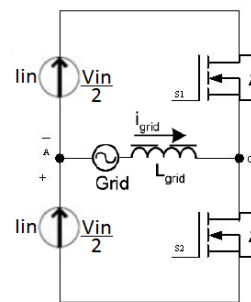


Figura 2.35: Inversor em meia ponte com alimentação em corrente.

Para uma rede trifásica é tipicamente utilizada a topologia apresentada na figura 2.36. Esta topologia é bastante utilizada para a ligação à rede elétrica de fontes de energia renováveis.

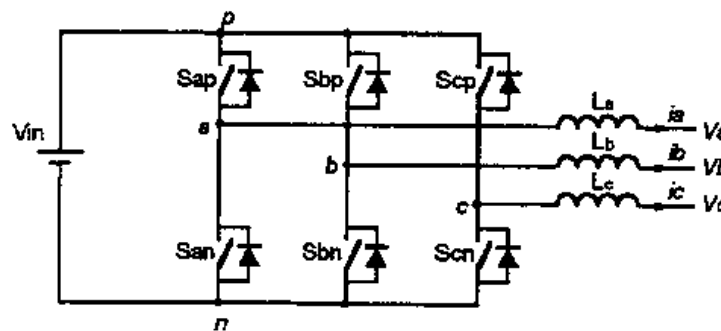


Figura 2.36: Inversor para uma carga trifásica.

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os vários constituintes de um sistema de conversão de energia fotovoltaica.

Na secção 2.1 são apresentadas as características I-V, P-V e os modelos equivalentes que caracterizam os painéis FV.

Na secção 2.2 são apresentados as várias topologias de conversores CC/CC elevadores existentes. Para esta aplicação espera-se baixas ondulações na corrente de entrada e um conversor com poucos elementos e compacto. O conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers* cumpre os requisitos e é uma topologia interessante a nível de eficiência, o que motivou o interesse pessoal em implementar esta topologia.

Na secção 2.3 são apresentados os vários tipos de algoritmos *MPPT*. Decidiu-se utilizar o algoritmo condutância incremental pois pela análise da tabela 2.1 verifica-se que este algoritmo apresenta uma alta eficiência, não muito complexo, boa resposta e não exige pré-treino.

Na secção 2.4 são apresentados os vários sistemas de conversão e agrupamento dos painéis FV para ligação à rede elétrica. Esta dissertação insere-se no inovador conceito dos micro inversores.

Na secção 2.5 são apresentadas algumas topologias de conversão de energia contínua em corrente alternada. Como os conversores CC/CA não serão tratados no decorrer desta dissertação esta secção foi tratada muito superficialmente, com o intuito de cobrir todos os andares de conversão de energia até à rede.

Capítulo 3

Estudo do conversor a implementar

Neste capítulo é realizado um estudo relativo ao funcionamento do conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*. Neste estudo são apresentadas formas de onda e equações referentes aos vários componentes do conversor. Após este estudo é apresentado o dimensionamento e projeto de todos os componentes pertencentes ao conversor.

3.1 Conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*

A topologia do conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers* é apresentada na figura 3.1.

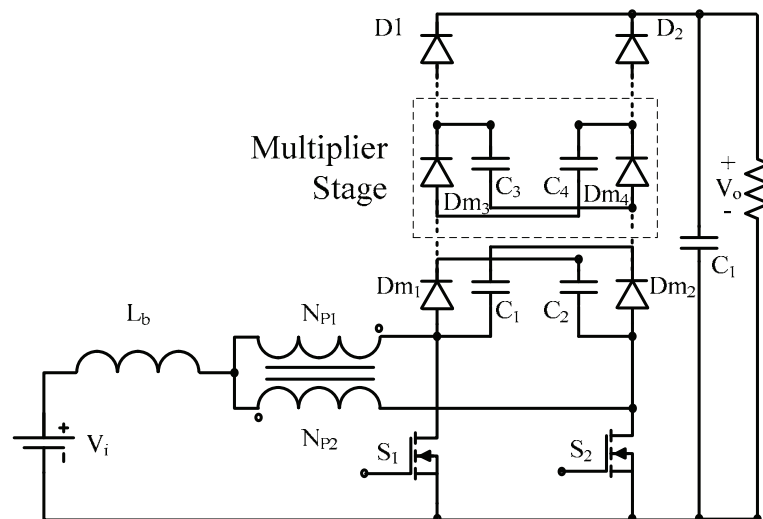


Figura 3.1: Conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*[19].

Esta topologia permite obter ganhos de tensão elevados, baixas ondulações de corrente, com um *duty-cycle* próximo dos 0.5, consoante o número de andares utilizados, como se pode observar na figura 3.2.

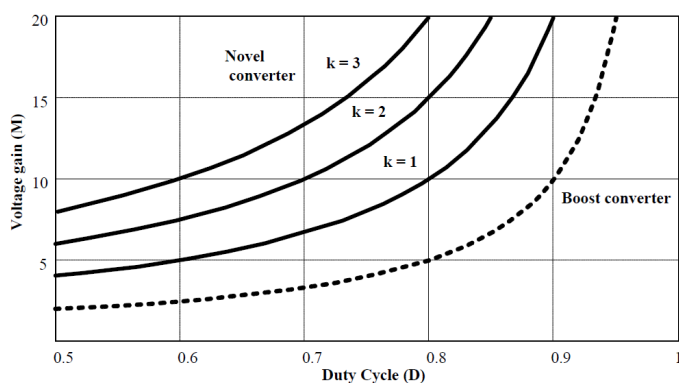


Figura 3.2: Relação entre ganho em tensão em função do *duty-cycle* e do número de andares.

Como já foi referido anteriormente, a vantagem desta topologia é a tensão aplicada aos interruptores ativos ser inferior a metade da tensão de saída, o que permite utilizar *Mosfets* com uma baixa resistência *drain-to-source*. Outra grande vantagem desta topologia é o volume da bobina ser reduzido, devido à frequência de operação do bobina ser o dobro da frequência de comutação [19].

O valor do ganho em tensão é variável consoante o número de andares de conversão, k , e o *duty-cycle*, D . Esse ganho é dado pela equação 3.1.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k+1}{1-D} \quad (3.1)$$

Como se pode observar na figura 3.1, este conversor é composto por uma bobina de armazenamento de energia, L_b , um transformador, T , com polaridade inversa e com uma razão de transformação 1:1, obtida pela equação 3.2, dois interruptores controlados, S_1 e S_2 , andares de conversão constituídos por D_{m1} , D_{m2} , D_{m3} , D_{m4} , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , díodos retificadores, D_1 , D_2 , condensador de saída, C_O , e a carga de saída, V_O . Para efeitos de teste será utilizada uma bateria ou uma carga resistiva.

$$a = \frac{N_S}{N_P} \quad (3.2)$$

Para melhor se compreender o princípio de funcionamento, o conversor é analisado no modo contínuo em regime estacionário, apenas com um andar de multiplicação, com um *duty-cycle* para os interruptores maior que 0.5, desfasados de meio período, considerando os semicondutores e os elementos magnéticos ideais. Na figura 3.3 são apresentados os quatro intervalos de tempo e os sinais de comando para os interruptores S_1 e S_2 , com um *duty-cycle* D .

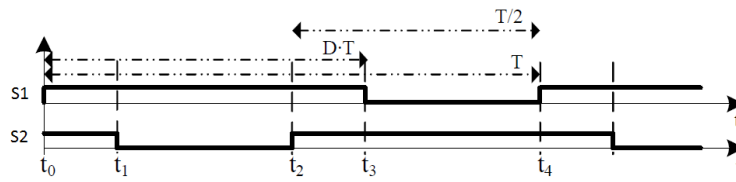


Figura 3.3: Sinal de comando dos interruptores S_1 e S_2 , respetivamente para um *duty-cycle* D .

Durante o primeiro intervalo de tempo $[t_0, t_1]$, ambos os interruptores estão a conduzir e todos os díodos estão inversamente polarizados. A corrente fornecida pelo painel atravessa a bobina e é igualmente dividida pelos dois interruptores devido à razão do transformador ser 1:1, e à polaridade inversa do transformador. A carga é alimentada pelo condensador de saída. A equação 3.3 caracteriza a equação diferencial relativa a este intervalo de tempo.

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} - V_i = 0 \quad (3.3)$$

Na figura 3.4 é apresentado o percurso realizado pelas correntes durante o primeiro intervalo de tempo.

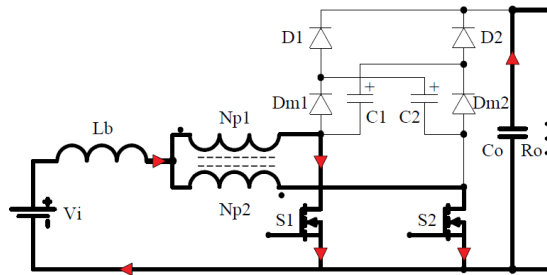


Figura 3.4: Percurso das correntes no primeiro intervalo de tempo $[t_0, t_1]$.

No segundo intervalo de tempo $[t_1, t_2]$, o interruptor S_1 permanece a conduzir enquanto que o S_2 deixa de conduzir. O díodo D_{m2} e D_1 estão diretamente polarizados. A corrente que passa pelo enrolamento N_{p2} é dividida em 2, sendo parte utilizada para descarregar C_2 através de D_1 para a carga. A outra parte é utilizada para carregar o condensador C_1 através de D_{m2} retornando pelo interruptor S_1 . Durante este intervalo de tempo, o transformador está ligado em paralelo com o condensador C_2 , de modo que, em cada enrolamento é armazenado um quarto da tensão de saída. A equação diferencial referente a este intervalo de tempo é apresentada em 3.4.

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} + \frac{V_O}{4} - V_i = 0 \quad (3.4)$$

Na figura 3.5 é apresentado o percurso realizado pelas correntes durante o segundo intervalo de tempo.

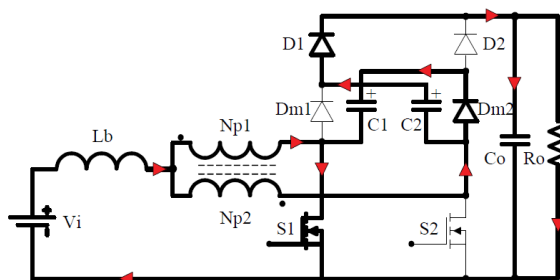


Figura 3.5: Percurso das correntes no segundo intervalo de tempo $[t_1, t_2]$.

O terceiro intervalo de tempo $[t_2, t_3]$, é semelhante ao primeiro, dado que os dois interruptores voltam a conduzir em simultâneo, sendo a bobina carregada.

O quarto intervalo de tempo é simétrico ao segundo intervalo. Começa quando o interruptor S_1 deixa de conduzir, enquanto que S_2 conduz. O diodo D_{m1} e D_2 estão diretamente polarizados, enquanto que D_{m2} e D_1 estão inversamente polarizados. A corrente proveniente de N_{P1} é dividida em duas partes. A primeira parte é utilizada para descarregar C_1 através de D_2 alimentando a carga. A segunda é utilizada para recarregar C_2 por D_{m1} , voltando por S_2 . A equação que caracteriza este intervalo de tempo é semelhante à do segundo intervalo, a equação 3.4.

Na figura 3.6 é apresentado o percurso realizado pelas correntes durante o quarto intervalo de tempo.

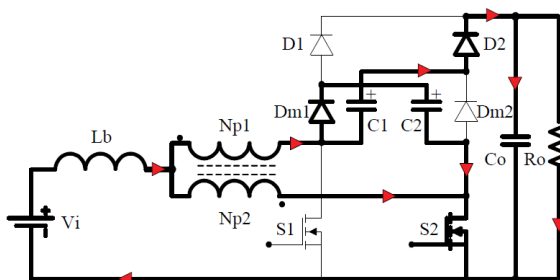


Figura 3.6: Percurso das correntes no quarto intervalo de tempo $[t_3, t_4]$.

Os condensadores C_1 e C_2 têm a mesma capacidade, sendo que cada um deve suportar metade da tensão de saída.

Na figura 3.7 são apresentadas várias formas de onda relativas ao modo de condução contínua (CCM). As formas de onda apresentadas são os sinais de comando dos dois interruptores S_1 e S_2 , a corrente na bobina i_{Lb} , a corrente nos dois enrolamentos do transformador i_{p1} e i_{p2} , a tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 , a tensão e corrente nos diodos D_{m1} , D_{m2} , D_1 , D_2 [19].

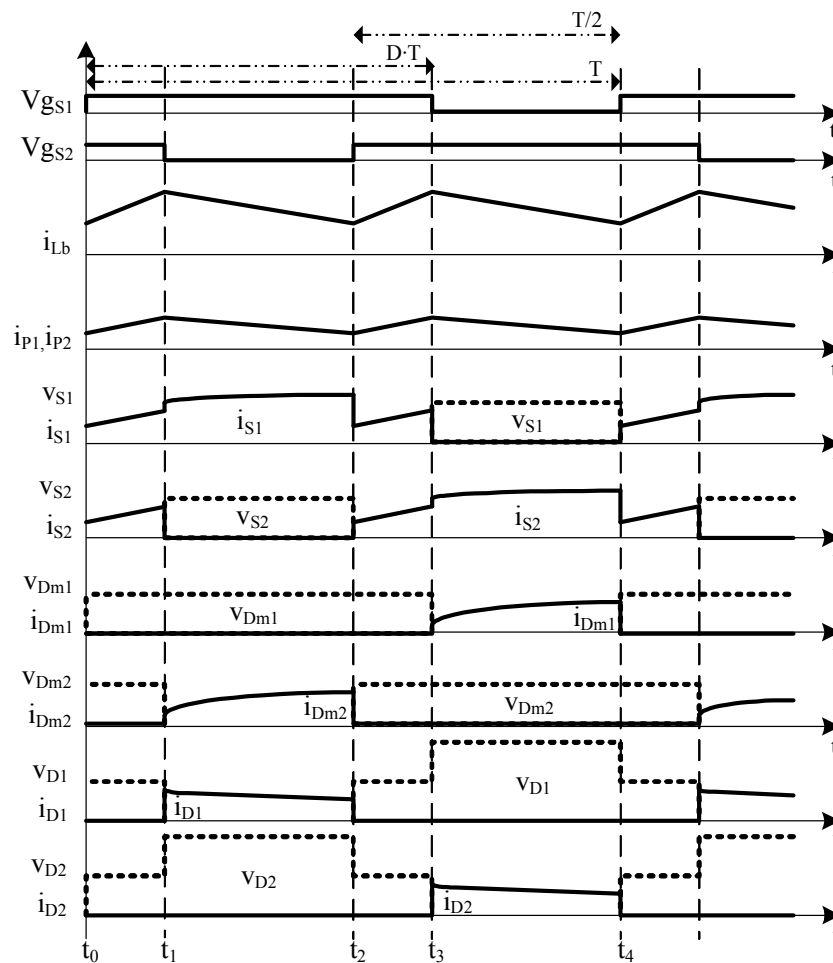


Figura 3.7: Formas de onda do conversor com um andar de multiplicação.

3.1.1 Análise teórica dos vários componentes do conversor

Nesta secção é apresentada uma análise teórica dos vários componentes do conversor no modo de condução contínua, de modo a caracterizar o funcionamento do conversor e posteriormente efetuar o dimensionamento dos vários componentes constituintes do conversor.

3.1.1.1 Transformador T

Como a corrente que atravessa cada enrolamento do transformador é metade da corrente de entrada, a potência do transformador será metade da potência de saída 3.5.

$$P_T = \frac{P_O}{2} \quad (3.5)$$

O número de espiras dos dois enrolamentos têm de ser iguais, de modo a manter uma razão de transformação 1:1, e o fator de acoplamento deve ser o mais alto possível de modo a reduzir

o efeito da indutância de fugas. Para um número k de andares de multiplicação, é possível estabelecer uma equação para a tensão aplicada a cada enrolamento do transformador, representada em 3.6.

$$V_{p1} = V_{p2} = \frac{V_O}{2(k+1)} \quad (3.6)$$

A corrente que percorre cada enrolamento do transformador é metade da corrente que passa na bobina, que é igual à corrente de entrada, devido à razão de transformação unitária, tal como mostrado na equação 3.7 [18].

$$I_{p1} = I_{p2} = \frac{I_{Lb}}{2} \quad (3.7)$$

3.1.1.2 Bobina L_b

Para um número k de andares de multiplicação a equação que define o segundo e quarto intervalo de tempo pode ser reescrita pela equação 3.8.

$$L_b \frac{di_{Lb}}{dt} + \frac{V_O}{2(k+1)} - V_i = 0 \quad (3.8)$$

Através da equação 3.8, da equação 3.1, e por observação da figura 3.7, obteve-se a equação da variação da corrente na bobina, apresentada em 3.9.

$$\Delta I_{Lb} = \frac{(2D-1)(1-D)V_O}{2f_s(k+1)L_b} \quad (3.9)$$

Para o cálculo da bobina é utilizada a variação da corrente na bobina normalizada, isto é, a variação considerando todos os fatores exceto o *duty-cycle*. Essa variação é calculada na equação 3.10.

$$\overline{\Delta I_{Lb}} = \frac{\Delta I_{Lb} 2f_s(k+1)L_b}{V_O} = (2D-1)(1-D) \quad (3.10)$$

A variação da corrente normalizada em função do *duty-cycle* é apresentado na figura 3.8.

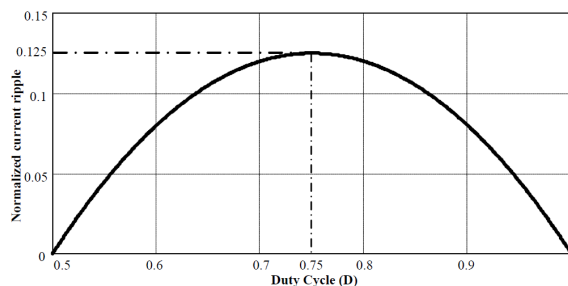


Figura 3.8: Variação da corrente na bobina normalizada em função do *duty-cycle* [18].

O valor máximo da variação da corrente normalizada é 0.125 e acontece para um *duty-cycle* de 0.75.

Substituindo e arranjando a equação 3.10, obtém-se a equação que permite calcular o valor da indutância da bobina, apresentado na equação 3.11.

$$L_b = \frac{V_O}{16f_s(k+1)\Delta I_{L_b}} \quad (3.11)$$

As equações 3.12 e 3.13 definem a corrente média e a corrente de pico que percorre a bobina, respetivamente.

$$I_{L_b} = \frac{P_O}{V_{PV}} \quad (3.12)$$

$$I_{L_b\text{pico}} = I_{L_b} + \Delta I_{L_b} \quad (3.13)$$

3.1.1.3 Condensadores dos andares de Multiplicação C_1, C_2, C_3, C_4

Considerando uma baixa variação de tensão aos terminais dos condensadores dos andares de multiplicação, pode-se assumir que a tensão média nos condensadores é dada pela equação 3.14.

$$V_{C_x} = \frac{V_O}{k+1} \quad (3.14)$$

O valor das capacidades dos condensadores dos andares de multiplicação, para uma determinada variação de tensão (ΔV_{C_x}), varia consoante o número de andares de multiplicação e a posição do andar. A equação 3.15 permite a obtenção do valor do condensador.

$$C_x \geq \frac{x_m I_{L_b} (1-D)}{2f_s (k+1) \Delta V_{C_x}} \quad (3.15)$$

O fator x_m toma o valor 1 para o primeiro andar de multiplicação, considerando o primeiro andar o mais próximo do topo do conversor, e é incrementado por uma unidade para cada andar adicional.

3.1.1.4 Condensador da saída C_O

O condensador de saída, C_O , suporta toda a tensão de saída e é calculado pela equação 3.16, em que I_O é a corrente média de saída, ΔV_{C_O} é a variação de tensão admissível na saída e f_s é a frequência de comutação dos interruptores.

$$C_O \geq I_O \frac{(1-D)}{2\Delta V_{C_O} f_s} \quad (3.16)$$

3.1.1.5 Semicondutores S_1 e S_2

A tensão máxima aplicada aos interruptores, sem considerar o *overshoot* nas transições, é dada pela equação 3.17.

$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{V_O}{k+1} \quad (3.17)$$

Como se pode observar na equação 3.17, quantos mais andares de multiplicação menor será a tensão aplicada ao interruptor, podendo ser utilizados interruptores com menores perdas. Isto origina um compromisso entre as perdas nos interruptores e o número de andares.

A corrente média e a corrente eficaz nos interruptores pode ser calculada pela equação 3.18 e 3.19, respetivamente.

$$I_{S1_{AVG}} = I_{S2_{AVG}} = \frac{(2+D)I_{Lb}}{2(k+1)} \quad (3.18)$$

$$I_{S1_{RMS}} = I_{S2_{RMS}} = \frac{I_{Lb}}{12} \sqrt{6(11-5D)} \quad (3.19)$$

3.1.1.6 Díodos dos andares de multiplicação $D_{m1} - D_{m4}$ e díodos retificadores D_1 e D_2

O valor máximo de tensão aplicada aos díodos dos andares de multiplicação e dos díodos retificadores é obtido por 3.20 e 3.21, respetivamente.

$$V_{D_{mx}} = \frac{2V_O}{k+1} \quad (3.20)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{V_O}{k+1} \quad (3.21)$$

As correntes médias que percorrem os díodos dos andares de multiplicação e os díodos retificadores são obtidas por 3.22.

$$I_{D1_{AVG}} = I_{D_{mx_{AVG}}} = I_{D2_{AVG}} = \frac{I_{Lb}(1-D)}{2(k+1)} \quad (3.22)$$

3.1.2 Dimensionamento dos vários componentes do conversor

Nesta secção é apresentado o dimensionamento de todos os componentes relativos à parte de potência do conversor. Na tabela 3.1 são apresentadas as especificações do projeto.

Tabela 3.1: Especificações do Projeto.

Gama de tensões de entrada	V_i	30 - 40 V
Gama de correntes de entrada	I_i	0 - 8.33 A
Tensão de saída	V_O	400 V
Variação de corrente na bobina	ΔI_{Lb}	1.25 A
Variação de tensão de saída	ΔV_{C_o}	4 V
Variação de tensão nos andares de multiplicação	ΔV_{C_x}	6.67 V
Potência de saída	P_O	250W
Frequência de comutação	f_S	100kHz
Número de andares de multiplicação	k	2

O valor da tensão de entrada para o qual o *duty-cycle* é máximo é de 30V. Arranjando a equação 3.1 é possível calcular o *duty-cycle* para a gama de tensões de entrada, como apresentado em 3.23, 3.24 e 3.25.

$$D = 1 - \frac{V_i(k+1)}{V_O} \quad (3.23)$$

Para V_i igual a 30V 3.24:

$$D = 0.775 \quad (3.24)$$

Para V_i igual a 40V 3.25:

$$D = 0.7 \quad (3.25)$$

3.1.2.1 Dimensionamento do transformador, T

Para a implementação do transformador foi utilizada a tecnologia dos transformadores planares. As principais vantagens desta tecnologia são a simplicidade no fabrico, alta eficiência térmica, volume reduzido em comparação com o transformador tradicional, baixa indutância de fugas e baixa interferência eletromagnética (EMI) [28], [29]. Analisando um teste com um núcleo RM10, conclui-se que a indutância de fugas é cinco vezes menor e a impedância três vezes menor num transformador planar que num transformador tradicional [30].

A tensão aplicada aos terminais de um dos enrolamentos do transformador é obtida por 3.26.

$$V_{p1} = V_{p2} = \frac{V_O}{2(k+1)} = 66.67V \quad (3.26)$$

Para o dimensionamento do transformador recorreu-se à bibliografia [31], [32] e às notas disponibilizadas pela *Ferroxcube* em [33].

Escolheu-se a combinação do núcleo *E/PLT43* com a ferrite 3C90, que apresenta as características apresentadas na tabela 3.2.

Na figura 3.9 é demonstrada a relação entre a corrente que passa no transformador, com o aumento da temperatura e as dimensões das pistas da *PCB*.

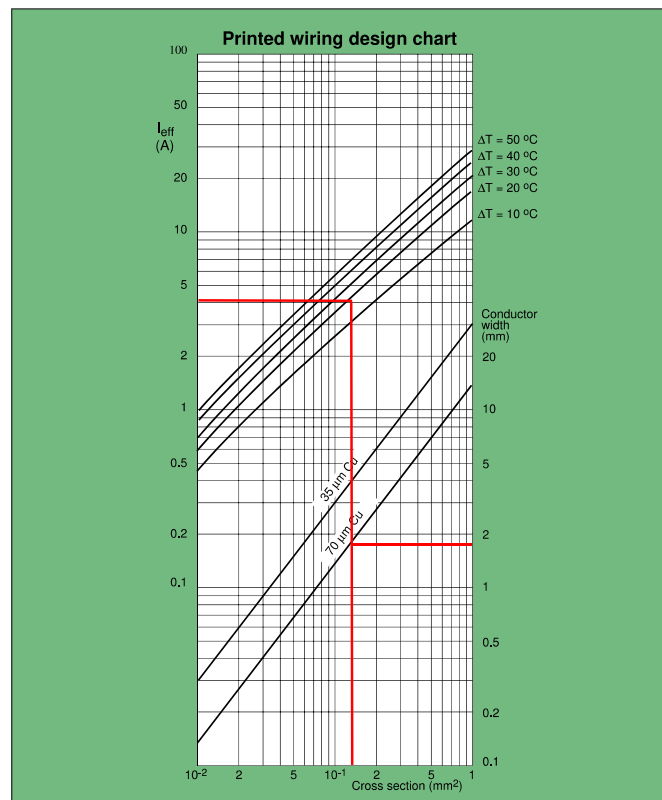


Figura 3.9: Relação entre a corrente, aumento da temperatura e dimensões das pistas da PCB [33].

Por observação da figura 3.9, como a corrente que passa em cada enrolamento é de 4A, obtêm-se:

Largura do condutor (w_t): 1.8 mm;

Secção transversal (A_{wire}): 0.11 mm²;

Aumento de temperatura (ΔT): 20 °C;

Na figura 3.10 é apresentado um esquema das dimensões da PCB.

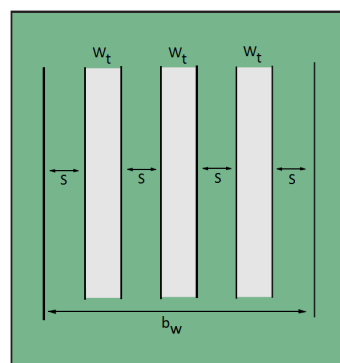


Figura 3.10: Largura da janela (b_w), largura da pista (w_t) e espaçamento entre pistas (s) [33].

Para o cálculo das perdas no núcleo, no cobre e as perdas totais, foram utilizadas as fórmulas 3.28, 3.29 e 3.30, respetivamente. As constantes utilizadas para o cálculo das perdas são apresentadas na tabela 3.2. Sendo R_1 a resistência do fio obtida por 3.27.

Tabela 3.2: Constantes e especificações do transformador.

A_e	229 mm ²
V_e	11500 mm ³
l_e	50.4 mm
MLT	100 mm
μ_r	1710
K_{core}	1.533
x	1.46
y	2.75
A_L	8030 nH

$$R_1 = \frac{\rho}{A_{wire}} = 0.1527 \Omega.m \quad (3.27)$$

$$P_{core} = K_{core} f^x B_{peak}^y V_e = 1.19W \quad (3.28)$$

$$P_{cu} = \frac{V_i \cdot \delta \cdot MLT \cdot R_1 \cdot I_{rms}^2}{f \cdot B_{peak} \cdot A_e} = 3.26W \quad (3.29)$$

$$P_t = P_{core} + P_{cu} = 4.45W \quad (3.30)$$

Para obter a densidade de fluxo magnético quando a soma das perdas no cobre e no núcleo são mínimas, foi utilizado um algoritmo em *MatLab*, como se pode ver na figura 3.11, obtendo-se uma densidade de fluxo magnético de 126.20mT.

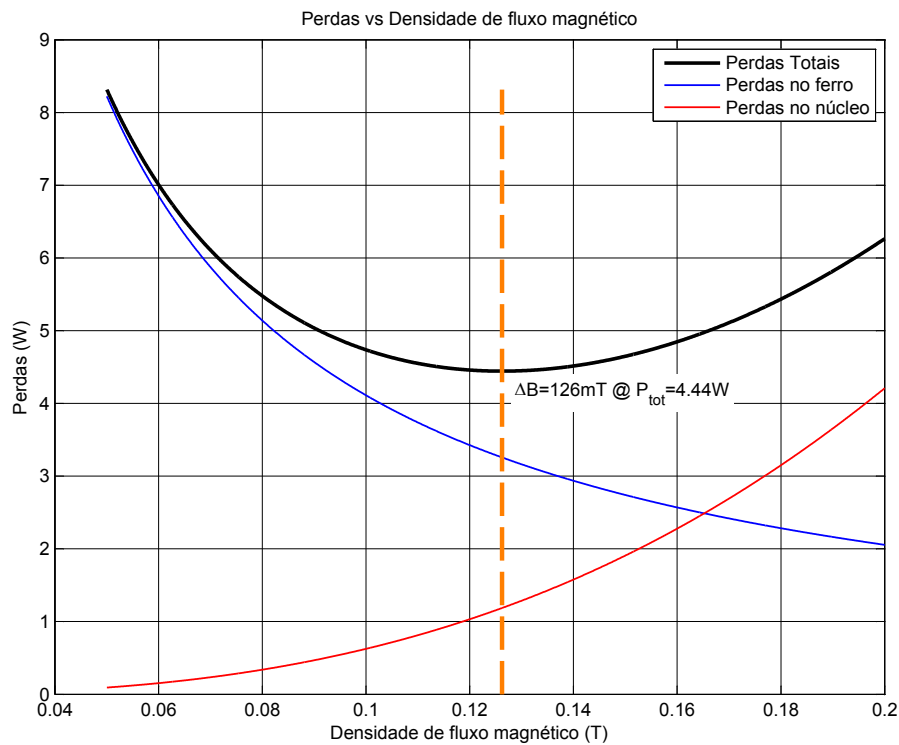


Figura 3.11: Relação entre as perdas no núcleo, no cobre e totais em função da densidade de fluxo magnético.

Para o cálculo do número de espiras foi utilizada a equação 3.31 [33].

$$N_1 = N_2 = \frac{V_i \times \delta}{2fB_{\text{peak}}A_e} = 5.76 \simeq 6 \text{ espiras} \quad (3.31)$$

Calculando a indutância de magnetização através de 3.32.

$$L_{\text{mag}} = A_L \cdot N^2 = 0.289\text{mH}; \quad (3.32)$$

Para um espaçamento entre pistas, s , de 0.3mm , e utilizando a equação 3.33, é calculada a largura da janela da PCB.

$$w_t = \frac{b_w - (N + 1) \cdot s}{N} \Leftrightarrow b_w = 12.9\text{mm} \quad (3.33)$$

Consultando a *datasheet* do núcleo E/PLT43 verifica-se que o mesmo acolhe a PCB, pois apresenta uma janela de 13.2mm .

3.1.2.2 Dimensionamento da bobina, L_b

Utilizando a equação 3.11 e assumindo um *ripple* de corrente de 15%, obtém-se o valor da bobina L_b , como apresentado em 3.34.

$$L_b = 66\mu H \quad (3.34)$$

Foi feito o dimensionamento da bobina para o núcleo *RM10* com a ferrite *N47*, que apresenta as características apresentadas na tabela 3.3.

Tabela 3.3: Especificações do núcleo e ferrite.

Área efetiva	A_e	96.6 mm^2
Área da janela	A_w	44.2 mm^2
Produto $A_e A_w$	$A_e A_w$	4270 mm^4
Volume efetivo	V_e	4310 mm^3
Comprimento efetivo	l_e	44.6 mm
Comprimento médio de uma espira	l_{espira}	52 mm
Permeabilidade relativa do núcleo	μ_r	1500

O dimensionamento da bobina é baseado nas leis de *Ampère* 3.35 e *Faraday* 3.36.

$$\mathfrak{S} = \oint H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot i \quad (3.35)$$

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (3.36)$$

A tensão na bobina é dada por 3.37 e a relação entre a indução magnética e campo magnético 3.38.

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.37)$$

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (3.38)$$

Igualando 3.36 com 3.37, e sabendo que $\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e$, para o valor de corrente máxima, ou seja, quando temos o valor de fluxo máximo, obtém-se 3.39.

$$N \cdot B_{\text{max}} \cdot A_e = L \cdot I_{L_b \text{ pico}} \quad (3.39)$$

Resolvendo a equação 3.39 em ordem a N, obtém-se em 3.40 o número de espiras a utilizar.

$$N = \frac{L I_{L_b \text{ pico}}}{B_{\text{max}} A_e} 10^4 = 14 \text{ espiras} \quad (3.40)$$

O produto $A_e A_w$ permite verificar se o núcleo escolhido pode ser utilizado. Com um fator de ocupação, K_w , igual a 80% da janela e uma densidade de corrente (J_{max}) $350A/cm^2$.

$$A_e A_w = \frac{L I_{Lb_{pico}} I_{Lb_{ef}} 10^4}{B_{max} J_{max} K_w} = 40mm^4 \quad (3.41)$$

O valor do entreferro pode ser obtida pela expressão 3.42.

$$l_{gap} = l_e \left(\frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad (3.42)$$

Sendo a permeabilidade equivalente do núcleo obtida por 3.43.

$$\mu_e = \frac{B_{max}^2 V_e}{2\mu_0 W_{L(max)}} \quad (3.43)$$

Calculando a energia armazenada na bobina, $W_{L(max)}$.

$$W_{L(max)} = \frac{1}{2} I_{L_{pico}}^2 L = 2.6mJ \quad (3.44)$$

Obtendo-se para a permeabilidade do núcleo, μ_e :

$$\mu_e = 71.86 \quad (3.45)$$

Resultando num entreferro de:

$$l_{gap} = 0.58mm \quad (3.46)$$

Ao trabalhar com elevadas frequências, neste caso $100kHz$, é necessário considerar o efeito pelicular. Quanto maior a frequência maior é a densidade de corrente nas bordas do condutor.

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} = 0.24mm \quad (3.47)$$

O diâmetro do condutor não deve ser superior ao valor 2Δ , ou seja, $0.4744mm$.

A área do condutor depende da corrente que por ele passa e da máxima densidade de corrente, como em 3.48.

$$A_{condutor} = \frac{I_{L_{rms}}}{J_{max}} = 2.72mm^2 \quad (3.48)$$

Para um diâmetro menor que 2Δ tem-se o fio AWG25 com um diâmetro $0.455mm$ e área $0.162mm^2$. De modo a não existir sobreaquecimento dos fios são utilizados fios *Litz* em paralelo. A equação 3.49 determina o número de condutores em paralelo necessários.

$$n_{condutores} = \frac{A_{con}}{A_{Skin}} \approx 17condutores \quad (3.49)$$

A área total ocupada pelos condutores é determinada por 3.50.

$$A_{total} = N \cdot n_{condutores} \cdot A_{skin} = 38.56mm^2 \quad (3.50)$$

Comparando o valor da área obtida em 3.50 com o valor da área da janela, A_w , verifica-se que a área ocupada pelos condutores é 87% da área total da janela.

As perdas no cobre são calculadas pela expressão 3.52, recorrendo a 3.51, considerando uma baixa variação de corrente na bobina, a resistividade elétrica do fio AWG25 é igual a $106.2m\Omega/m$.

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} l_{espira} N}{n_{condutores}} = 4.55 m\Omega \quad (3.51)$$

$$P_{cobre} = R_{cobre} I_{L_{rms}}^2 = 0.32 W \quad (3.52)$$

As perdas no núcleo são obtidas pela equação 3.53.

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2.4} (K_h f + K_f f^2) V_e = 17mW \quad (3.53)$$

Com o coeficiente de perdas por histerese, K_h , igual a 0.8×10^{-6} e o coeficiente de perdas por correntes parasitas, K_f , igual a 4×10^{-10} .

O fluxo máximo é dado para um *duty-cycle* de 0.5:

$$\Delta B = \frac{V_i(1-D)}{2fNA_e} = 55.46 mT \quad (3.54)$$

As perdas totais na bobina são obtidas por:

$$P_{totais} = P_{cobre} + P_{nucleo} = 0.34 W \quad (3.55)$$

3.1.2.3 Dimensionamento dos semicondutores

Aplicando a equação 3.17, pode-se calcular a tensão máxima aplicada aos interruptores, como mostrado em 3.56.

$$V_{S1} = V_{S2} = 133.33V \quad (3.56)$$

A corrente máxima aplicada aos interruptores é igual à corrente máxima que passa na bobina, como mostrado em 3.57.

$$I_{S1_{max}} = I_{S2_{max}} = I_{Lb} + \Delta I_{Lb} = 8.96A \quad (3.57)$$

A corrente média e eficaz nos interruptores foram calculadas pelas equações 3.18 e 3.19, respetivamente e têm os valores apresentados em 3.58 e 3.59.

$$I_{S1_{AVG}} = I_{S2_{AVG}} = 3.75A \quad (3.58)$$

$$I_{S1_{RMS}} = I_{S2_{RMS}} = 4.66A \quad (3.59)$$

O interruptor seleccionado tem de suportar a corrente máxima que passa pelo interruptor e suportar a tensão máxima. Devido à possibilidade de existirem picos de tensão estabeleceu-se como requisito o interruptor suportar duas vezes a tensão máxima.

De modo a cumprir estas condições, e dando prioridade a um interruptor com baixa resistência $R_{DS(ON)}$, e com baixos tempos de subida, t_r , e de descida, t_f , escolheu-se o *HexFet Power Mosfet* IRFI4229PbF. As principais características deste *Mosfet* são apresentadas na tabela 3.4.

Tabela 3.4: Especificações do *HexFet Power Mosfet* IRFI4229PbF.

Tensão V_{DS} máxima	250 V
Resistência $R_{DS(ON)}$	38 m Ω
Corrente I_D @ 25°C	19 A
Corrente I_D @ 100°C	12 A
Corrente repetitiva de pico I_{RP}	32 A
Tempo de subida t_r	17 ns
Atraso na condução $t_{d(on)}$	18 ns
Tempo de descida t_f	13 ns
Atraso no fecho $t_{d(off)}$	32 ns
Temperatura de junção T_J	150 °C
Resistência junção-caixa $R_{\theta JC}$	2.73 °C/W
Resistência junção-ambiente $R_{\theta JA}$	65 °C/W

Para o cálculo do dissipador para os interruptores é necessário calcular as perdas totais. As perdas de condução são dadas por 3.60.

$$P_{conducao} = R_{DS(ON)} \cdot I_{S1(RMS)}^2 = 1W \quad (3.60)$$

As perdas de comutação são obtidas por 3.61 e por observação das formas de onda presentes na figura 3.12.

$$P_{comutacao} = \frac{1}{2} f V_{S1(max)} I_{S1(max)} (t_r + t_{on} + t_f + t_{off}) = 5W \quad (3.61)$$

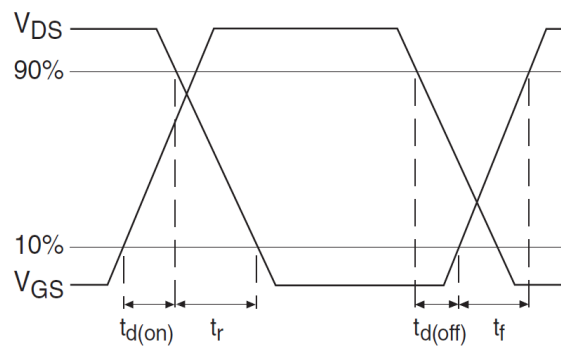


Figura 3.12: Formas de onda dos tempos de comutação do interruptor.

As perdas totais são dadas pela soma das perdas de condução e pelas perdas de comutação, como se pode observar em 3.62.

$$P_{total} = P_{conducao} + P_{comutacao} = 6W \quad (3.62)$$

A expressão que permite calcular o dissipador é obtida por observação da figura 3.13, resultando em 3.63.

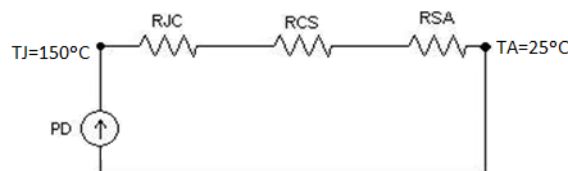


Figura 3.13: Esquema elétrico equivalente da temperatura.

Considerando a temperatura ambiente, T_A , igual a 40°C , e a temperatura de junção, T_J , igual a 125°C , apresenta-se na equação 3.63 o cálculo da resistência térmica do dissipador.

$$P_D = \frac{(T_J - T_A)}{(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA})} \Leftrightarrow \quad (3.63)$$

$$\Leftrightarrow R_{\theta SA} = \frac{(T_J - T_A) - P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CS})}{P_D} = 11^\circ\text{C/W}$$

Devido à potência a dissipar não ser desprezável, utilizou-se dissipadores com resistências térmicas próximas da calculada em 3.63 .

3.1.2.4 Dimensionamento dos díodos $D_{m1} - D_{m4}, D_1, D_2$

A tensão máxima aplicada aos díodos dos andares de multiplicação, $D_{m1} - D_{m4}$, é dada por 3.20, resultando em 3.64.

$$V_{D_{m1}} = V_{D_{m2}} = V_{D_{m3}} = V_{D_{m4}} = 267V \quad (3.64)$$

A tensão máxima aplicada aos díodos retificadores, D_1, D_2 , é dada por 3.21, resultando em 3.65.

$$V_{D1} = V_{D2} = 133V \quad (3.65)$$

A corrente média nos díodos dos andares de multiplicação e nos díodos retificadores é dada por 3.22, originando 3.66.

$$I_{D1_{AVG}} = I_{D2_{AVG}} = I_{D_{mx_{AVG}}} = 0.4A \quad (3.66)$$

Os díodos a utilizar têm de suportar as tensões máximas calculadas em 3.65 e a corrente média calculada em 3.66. Foram utilizados díodos *Silicon carbide* devido ao seu excelente desempenho dinâmico. Uma das muitas vantagens dos díodos *SiC* é o tempo de recuperação inverso (t_{rr}) ser reduzido, permitindo uma elevada frequência de comutação, originando uma baixa carga de recuperação inversa, que por sua vez produz baixas perdas de comutação. Os tempos de recuperação inverso dos díodos *SiC* praticamente não variam com o aumento da temperatura, o que permite trabalhar com temperaturas maiores sem aumentar as perdas de comutação [34] [35]. A figura 3.14 e 3.15 permitem fazer uma comparação entre o tempo e carga de recuperação inverso dos díodos *SiC* com díodos *SI fast recovery* da mesma gama de tensões e corrente (600V @ 10A).

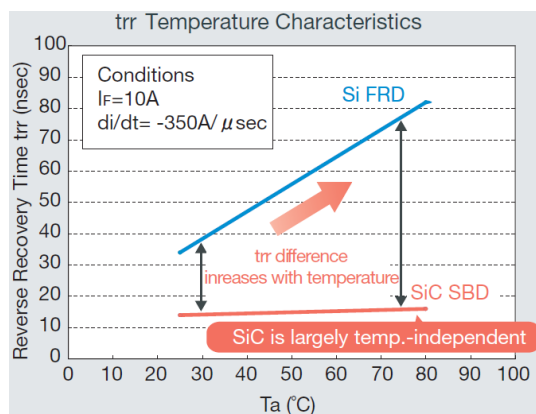


Figura 3.14: Comparação entre os tempos de recuperação inversa de díodos *SiC* e *SI FRD* [34].

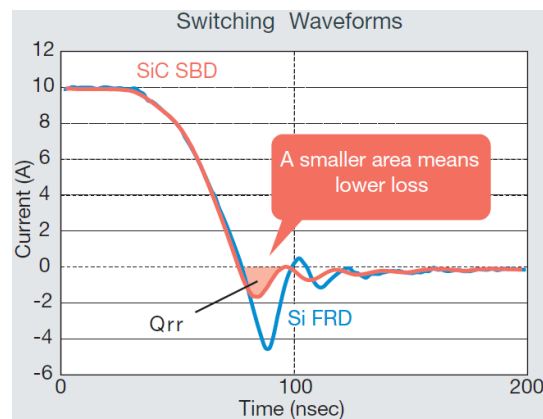


Figura 3.15: Comparação entre as cargas de recuperação inversa de díodos *SiC* e *SI FRD* [34].

Os díodos *SiC* apresentam características de temperatura mais estáveis (i.e. tensão direta (V_F)) do que os díodos de silício simplificando as ligações em paralelo e prevenindo fugas térmicas. Na

figura 3.16 é apresentada uma comparação das características diretas de um diodo de silício e de um SiC, respetivamente.

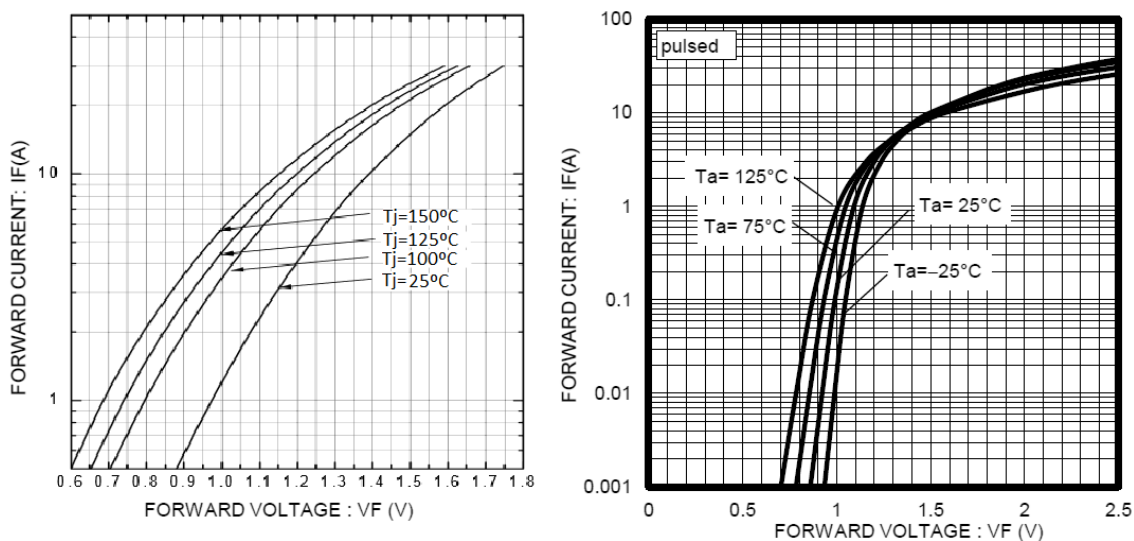


Figura 3.16: Comparação entre as características diretas de um *SI SFR* (esquerda) com um *SiC* (direita).

O diodo selecionado foi o diodo *SiC SCS110AG*. Na tabela 3.5 são apresentadas as principais especificações do mesmo.

Tabela 3.5: Especificações do diodo *SiC SCS110AG*.

Tensão inversa repetitiva V_{RM}	600 V
Tensão inversa V_R	600 V
Tensão direta V_F	1.5 V
Corrente direta I_F	10 A
Temperatura de junção T_j	175 °C
Corrente inversa I_R	2 μ A
Tempo de recuperação inverso t_{RR}	15 ns
Resistência térmica $R_{\theta JC}$	1.8 °C/W

As perdas por condução nos diodos são obtidas pela expressão 3.67.

$$P_{conducao} = V_F \times I_{D_{RMS}} + r_D \times I_{D_{RMS}}^2 = 2W \quad (3.67)$$

As perdas por comutação dividem-se em perdas t_{on} e t_{off} , e são obtidas por 3.68, 3.69 e 3.70 resultando no total 3.71 e 3.72.

$$P_{D_{max,on}} = \frac{1}{2} \times (V_{D_{max}} - V_F) \times I_F \times t_{rr} \times f = 1W \quad (3.68)$$

$$P_{D_{1on}} = P_{D_{2on}} = \frac{1}{2} \times (V_{D_{max}} - V_F) \times I_F \times trr \times f = 2W \quad (3.69)$$

$$P_{D_{1off}} = P_{D_{2off}} = P_{D_{mloff}} = Q_{rr} \times V_r \times f = 1W \quad (3.70)$$

$$P_{D_{mxcomutacao}} = P_{D_{mxon}} + P_{D_{mloff}} = 2W \quad (3.71)$$

$$P_{D_{1comutacao}} = P_{D_{2comutacao}} = P_{D_{on}} + P_{D_{off}} = 3W \quad (3.72)$$

Em 3.73 e 3.74 são apresentadas as perdas totais nos díodos.

$$P_{D_{mxtotal}} = P_{conducao} + P_{comutacao} = 4W \quad (3.73)$$

$$P_{D_{1total}} = P_{D_{2total}} = P_{conducao} + P_{comutacao} = 5W \quad (3.74)$$

Considerando a temperatura ambiente, T_A , igual a $40^\circ C$, e a temperatura de junção, T_J , igual a $125^\circ C$. A resistência térmica para os díodos D_{mx} é dada por 3.75.

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{(T_J - T_A)}{(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA})} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow R_{\theta SA} &= \frac{(T_J - T_A) - P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CS})}{P_D} = 19^\circ C/W \end{aligned} \quad (3.75)$$

Para os díodos D_1, D_2 a resistência térmica é dada por 3.76.

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{(T_J - T_A)}{(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA})} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow R_{\theta SA} &= \frac{(T_J - T_A) - P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CS})}{P_D} = 15^\circ C/W \end{aligned} \quad (3.76)$$

Entendeu-se utilizar dissipadores de modo a garantir a integridade dos diodos, dissipadores estes com as resistências térmicas próximas das calculadas em 3.75 e 3.76.

3.1.2.5 Dimensionamento dos condensadores C_1, C_2, C_3, C_4 e C_O

A tensão média admitida para os condensadores dos andares de multiplicação é dada pela equação 3.14, e tem o valor apresentado em 3.77.

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{C_3} = V_{C_4} = 133V \quad (3.77)$$

A tensão média no condensador de saída, V_{C_O} , é igual à tensão de saída que é $400V$.

O valor das capacidades dos condensadores do primeiro andar e do segundo (a contar dos díodos retificadores) é dado por 3.78 e 3.79, para um *duty-cycle* máximo de 0.775, utilizando a equação 3.15. Admitindo uma variação de tensão de 5%, resulta em ΔV_{C_x} igual a 6.67V.

$$C_3 = C_4 \geq 468nF \quad (3.78)$$

$$C_1 = C_2 \geq 937nF \quad (3.79)$$

O valor do condensador de saída é dado pela equação 3.16, resultando em 3.80, admitindo uma variação de tensão na saída de 1%.

$$C_O \geq 176nF \quad (3.80)$$

Os condensadores utilizados para o primeiro e segundo andar de multiplicação foram os *BFC237862474* e os *BFC233610105*, respetivamente. Para o condensador de saída escolheu-se o condensador *BFC233610224*. Os condensadores são da *VISHAY* em polipropileno, suportam tensões *DC* de 630V e tensões *AC* de 275V, cumprindo as especificações necessárias.

3.1.2.6 Escolha do Pannel Fotovoltaico

Para simular o conversor, escolheu-se um pannel FV com uma potência de 250W, com o intuito de testar o limite para o qual o conversor foi dimensionado, de modo a verificar que qualquer pannel abaixo dessa potência não causará problemas para o conversor. O pannel FV escolhido foi o LDK 250P-20. As principais características do pannel FV são apresentadas na tabela 3.6.

Tabela 3.6: Especificações do pannel FV.

Numero de células	N	60
Potência nominal	P_{max}	250W
Tensão no ponto MPP	V_{MPP}	30.2V
Corrente no ponto MPP	I_{MPP}	8.28A
Tensão circuito aberto	V_{OC}	37.5V
Corrente curto circuito	I_{SC}	8.59A
Eficiência por célula	η_{cel}	17.64%
Eficiência do módulo	η_{PV}	15.32%

A curva I-V do pannel FV para diferentes níveis de irradiância é apresentada em 3.17.

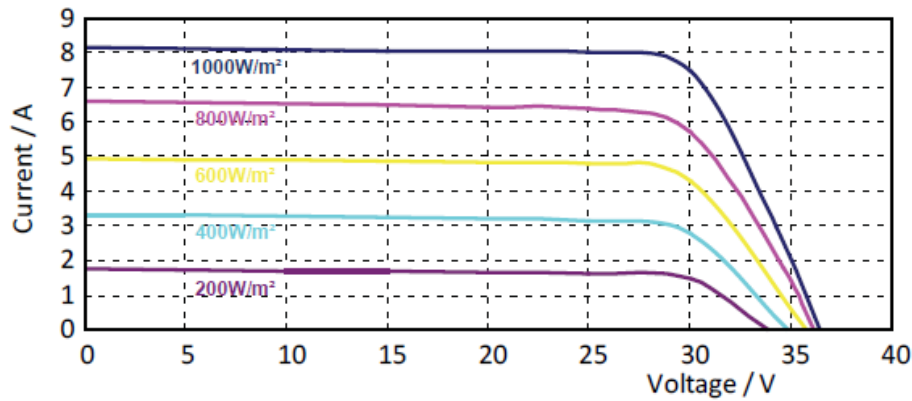


Figura 3.17: Curva I-V para diferentes níveis de irradiância.

3.2 Conclusões

Neste capítulo foi realizado um estudo mais aprofundado do conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*, através da observação dos vários intervalos de tempo de funcionamento e das formas de onda de corrente e tensão nos vários componentes do conversor, permitindo obter expressões que posteriormente foram utilizadas para o dimensionamento dos componentes. Na tabela 3.7 são apresentados os componentes selecionados para a implementação do protótipo do conversor.

Tabela 3.7: Especificação dos componentes para o protótipo do conversor.

Transformador planar T	Núcleo $E/PLT43$ Ferrite 3C90 N=6 espiras
Bobina L_b	$L = 66\mu H$ Núcleo $RM10$ Ferrite N47 N=14 espiras Fio AWG25
Interruptores S_1, S_2	<i>HexFet Power Mosfet IRFI4229PbF</i>
Díodos $D_{m1}, D_{m2}, D_{m3}, D_{m4}, D_1, D_2$	<i>SiC SCS110AG</i>
Condensadores C_1, C_2	<i>BFC237862474</i>
Condensadores C_3, C_4	<i>BFC233610105</i>
Condensador C_O	<i>BFC233610224</i>

Capítulo 4

Simulações

Neste capítulo são apresentadas as simulações efetuadas ao conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*. As simulações efetuadas dividem-se em três partes: a parte referente ao painel FV, a parte de potência e a parte de controlo, onde é simulado o algoritmo *MPPT*. As simulações são bastante importantes pois permitem validar o dimensionamento de todos os componentes, permitindo avançar para a fase de implementação com mais segurança e certeza. O *software* utilizado para as simulações foi o *PSIM 9.1.3* ®. Este simulador contém um modelo físico de um painel fotovoltaico que permite introduzir os dados do painel FV escolhido. O *PSIM*® disponibiliza um bloco em controlo analógico para o controlo *MPPT*, mas como o *MPPT* posteriormente será implementado num controlador *dsPIC*, é utilizado um bloco *C Block* que permite implementar o algoritmo *MPPT* em C, simulado em tempo real originando simulações o mais próximas da realidade. Com o *software* é possível simular alguns tipos de perdas nos vários componentes permitindo fazer uma estimativa da eficiência do conversor. Na secção 4.1 é apresentada a caracterização e simulação do painel FV para vários valores de irradiância e temperatura. Na secção 4.2 são feitas as simulações a todos os componentes da parte de potência do conversor. Na secção 4.3 são feitas as simulações ao algoritmo *MPPT* implementado, verificando a sua estabilidade e tempo de resposta.

4.1 Simulação painel FV

Para a simulação do painel FV foi utilizado o modelo físico disponibilizado pelo *PSIM* ®. Este painel tem duas entradas, uma para a irradiância solar (W/m^2) e outra para a temperatura ambiente ($^{\circ}C$). O *PSIM* ® disponibiliza uma ferramenta *Solar Module (physical model)* que permite parametrizar o painel FV. Essa ferramenta é apresentada na figura 4.1, com os parâmetros do painel seleccionado (LDK 250P-20).

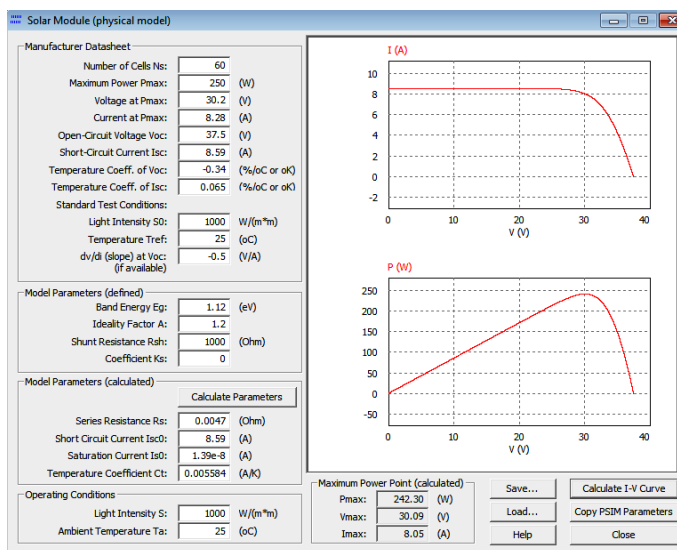


Figura 4.1: Parametrização do painel FV através da ferramenta *Solar Module (physical model)*.

Esta ferramenta permite calcular as curvas I-V, a potência, a tensão e corrente máxima para diferentes valores de irradiância e temperatura, permitindo verificar nas simulações do conversor se os valores obtidos estão de acordo com a potência fornecida pelo painel. Para a temperatura normal de operação da célula (NOCT), isto é, irradiância a $800W/m^2$, e temperatura a $45^{\circ}C$, o painel apresenta as curvas I-V, potência, tensão e corrente máxima apresentadas na figura 4.2.

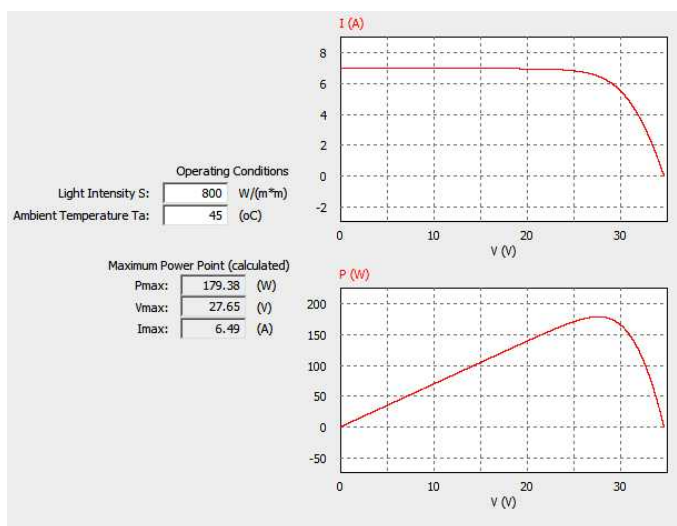


Figura 4.2: Curvas I-V, potência, tensão e corrente máxima.

O modelo de simulação para o painel FV é apresentado na figura 4.3.

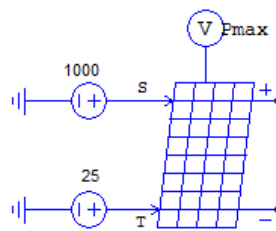


Figura 4.3: Modelo do painel FV no PSIM®.

4.2 Simulação do conversor

De modo a validar o dimensionamento dos componentes do conversor da parte de potência foi efetuada a simulação do mesmo. O circuito utilizado para a simulação do circuito de potência e controlo é apresentado na figura 4.4.

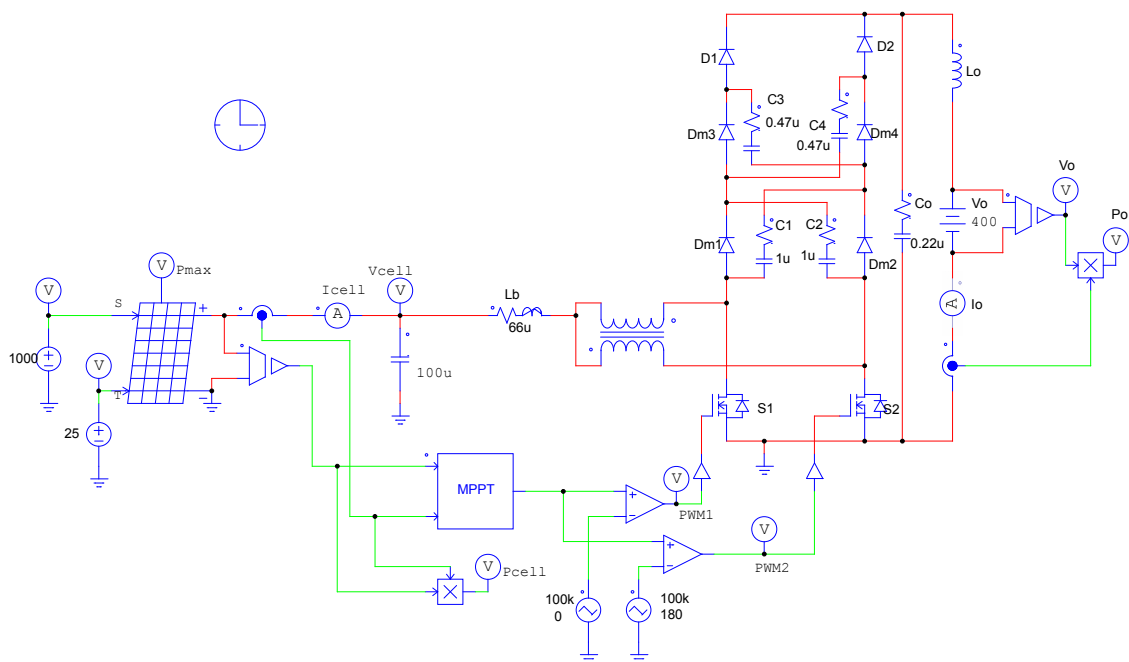


Figura 4.4: Conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*.

Para obter simulações o mais próximas da realidade foram utilizados componentes com características aproximadas às reais. Para calcular a resistência de série da bobina, a qual já se tinha construído, recorreu-se a um medidor *LCR* de modo a obter a resistência em paralelo. O *LCR* permite obter valores para uma frequência de 120Hz ou 1kHz , obtendo-se 0.126Ω e 3.4Ω , respetivamente. Com estes valores e com a equação do fator de qualidade Q , 4.1, pode-se calcular o

valor da resistência de série da bobina através da equação 4.2.

$$Q = \frac{R}{2\pi fL} = 8.2 \quad (4.1)$$

$$ESR = \frac{R}{1 + Q^2} = 49.84m\Omega \quad (4.2)$$

Os condensadores também apresentam uma resistência interna associada, a qual foi obtida pela *datasheet* do mesmo e recorrendo à equação 4.3.

$$ESR = \frac{\tan\delta}{2\pi fC} \quad (4.3)$$

Para o condensador de saída com o valor $0.22\mu F$ obteve-se um ESR de $145m\Omega$, para os condensadores do primeiro andar $0.47\mu F$, obteve-se $67.7m\Omega$ e para os condensadores do segundo andar $1\mu F$ obteve-se $111.4m\Omega$. Na simulação dos Interruptores *IRFI4229PbF* recorreu-se à *datasheet* para obter os valores da resistência *Drain-source* em condução, igual a $38m\Omega$, e a tensão de limiar do díodo, igual a $1.3V$. Na simulação dos díodos *SCS110AG* foi incluída a tensão de limiar obtida na *datasheet*, igual a $1.5V$. Como o objetivo desta dissertação não engloba a implementação do conversor *CC/CA*, a carga imposta ao conversor é estabelecida por um banco de baterias com a tensão pretendida, $400V$. Desta forma, representou-se o conversor *CC/CA* por uma fonte de tensão ideal.

De seguida serão apresentadas as várias formas de onda em tensão e corrente para os diversos componentes do conversor em regime estacionário, nas condições atmosféricas ideais, isto é, irradiação $1000W/m^2$ e temperatura ambiente $25^\circ C$. O conversor demora aproximadamente $25ms$ a atingir o regime estacionário.

Na figura 4.5 são apresentados os sinais de comando enviados para cada um dos dois interruptores. Estes sinais têm uma frequência de $100kHz$ e são criados pelo controlo *MPPT*. Verifica-se que os sinais estão desfasados 180° entre si (meio período) e apresentam um *duty-cycle* próximo dos 70 – 80%, tal como era esperado para uma tensão de entrada de $30V$.

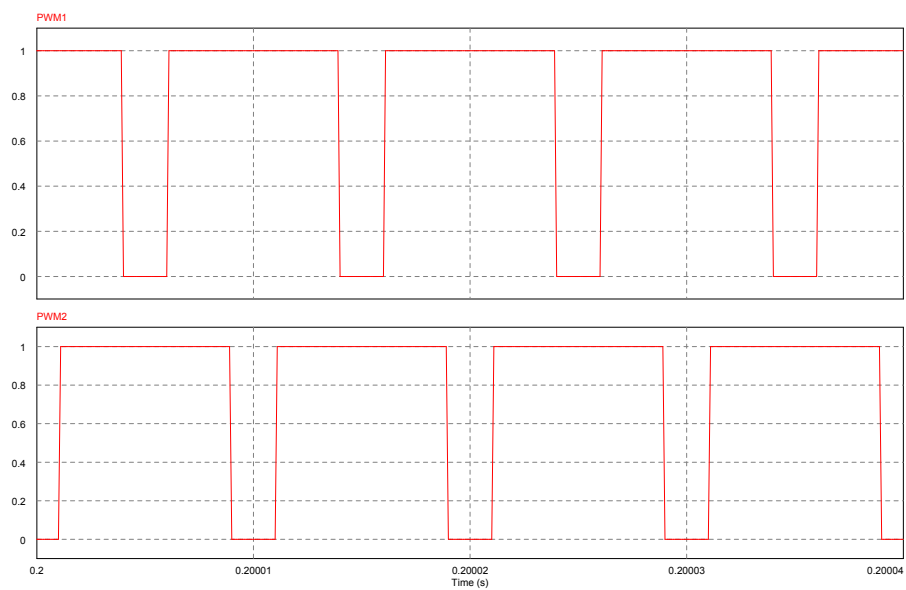


Figura 4.5: Sinais de comando enviados para os dois interruptores.

A figura 4.6 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na bobina L_b . Como se pode observar, a bobina apresenta uma variação de corrente aproximadamente igual à definida em 3.34. Comparando a figura 4.5 com a 4.6 verifica-se que a frequência da bobina é o dobro da frequência de comutação, tal como o esperado.

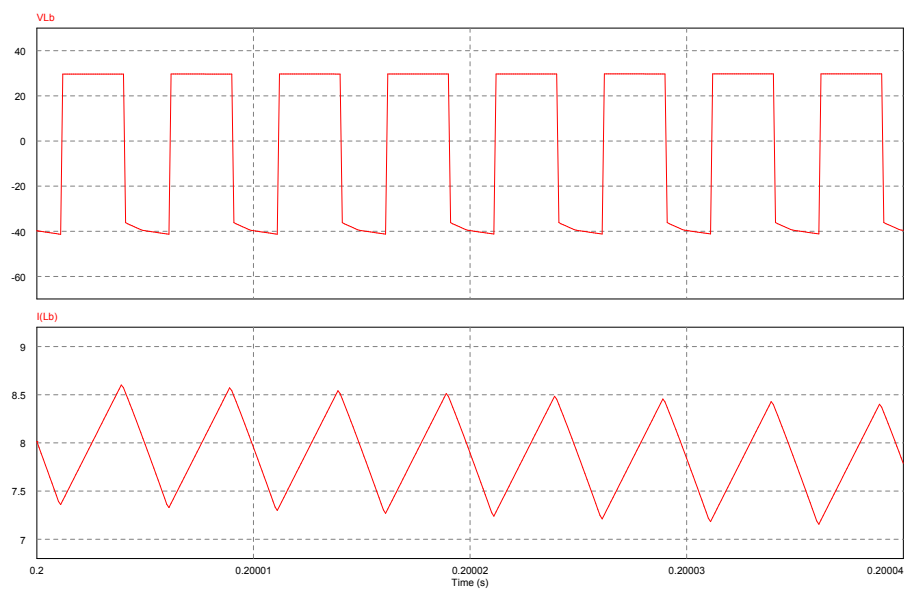


Figura 4.6: Formas de onda da tensão e corrente na bobina, L_b .

Na figura 4.7 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente no primário e secundário do transformador.

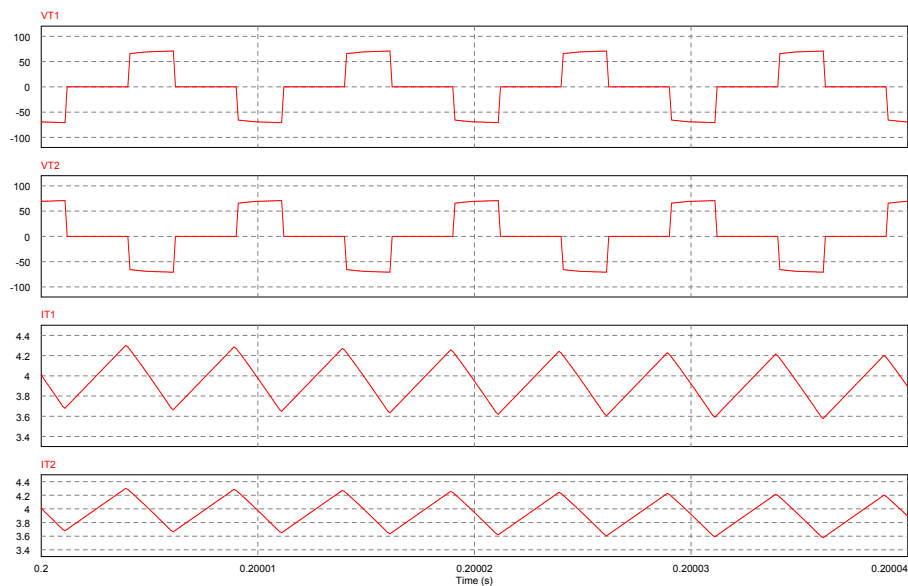


Figura 4.7: Formas de onda da tensão e corrente no primário e no secundário do transformador.

Como se pode observar na figura 4.7, a corrente é metade da corrente de entrada, ou seja, metade da corrente na bobina, e por sua vez apresenta uma variação de corrente igual a metade da variação de corrente na bobina, aproximadamente 0.625A. Como a razão de transformação é unitária verifica-se que a tensão no primário é igual à do secundário.

A figura 4.8 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores S1 e S2, comandados pelos sinais apresentados em 4.5.

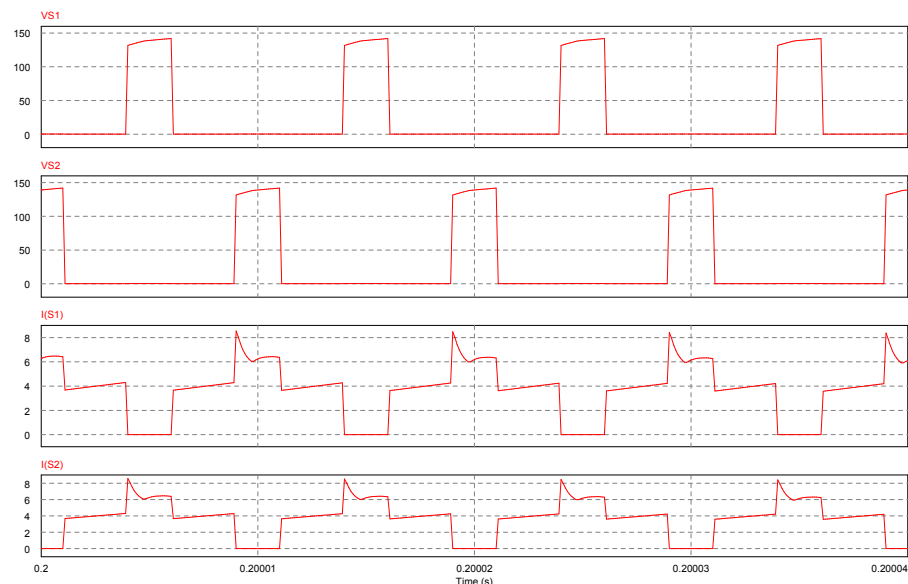


Figura 4.8: Formas de onda da tensão e corrente nos interruptores S1 e S2.

Por observação da figura 4.8 e 4.5 verifica-se que quando o sinal de controlo de um interruptor

está no nível lógico baixo, o interruptor tem uma tensão aplicada aproximadamente igual à projetada em 3.56. Quando o interruptor está em condução, este é percorrido por uma corrente com o valor máximo, médio e eficaz calculado em 3.57, 3.58 e 3.59, respetivamente.

Nas figuras 4.9 e 4.10 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente nos condensadores dos andares de multiplicação. A tensão média nos condensadores dos andares de multiplicação é aproximadamente igual à calculada em 3.77. Observando as formas de onda é possível verificar que a tensão apresenta uma variação aproximadamente igual à definida no dimensionamento dos condensadores que toma o valor de 6.67V.

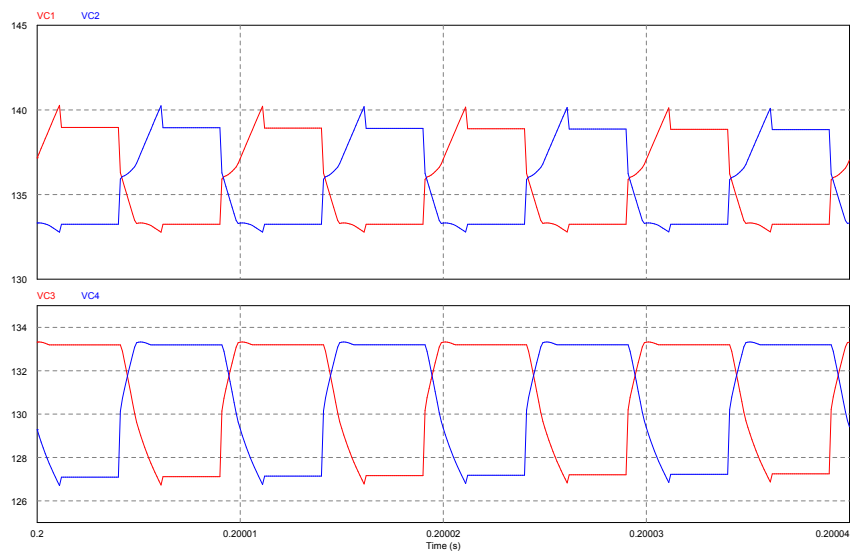


Figura 4.9: Formas de onda da tensão nos condensadores dos andares de multiplicação.

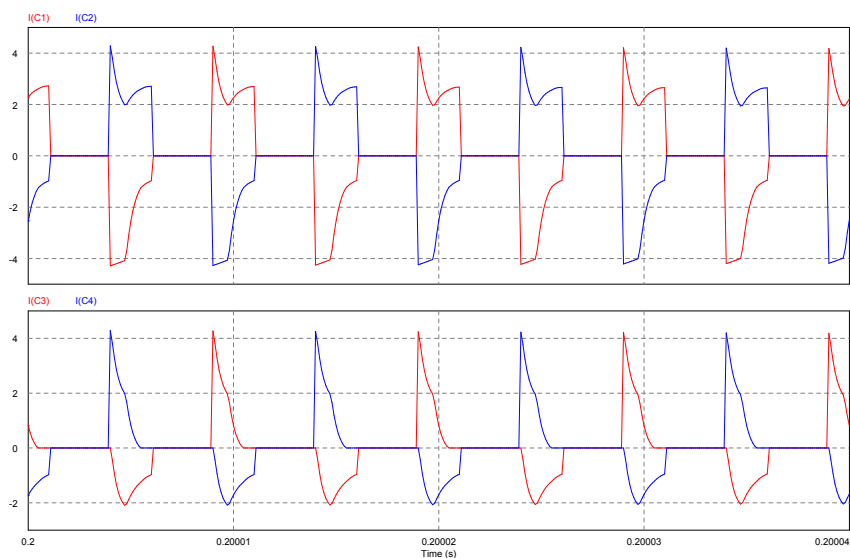


Figura 4.10: Formas de onda da corrente nos condensadores dos andares de multiplicação.

Na figura 4.11 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente nos díodos dos andares de multiplicação. Por observação da figura verifica-se quando os díodos estão em condução têm uma queda de tensão igual a V_f . Quando os díodos não estão em condução, bloqueiam a tensão que lhes é aplicada.

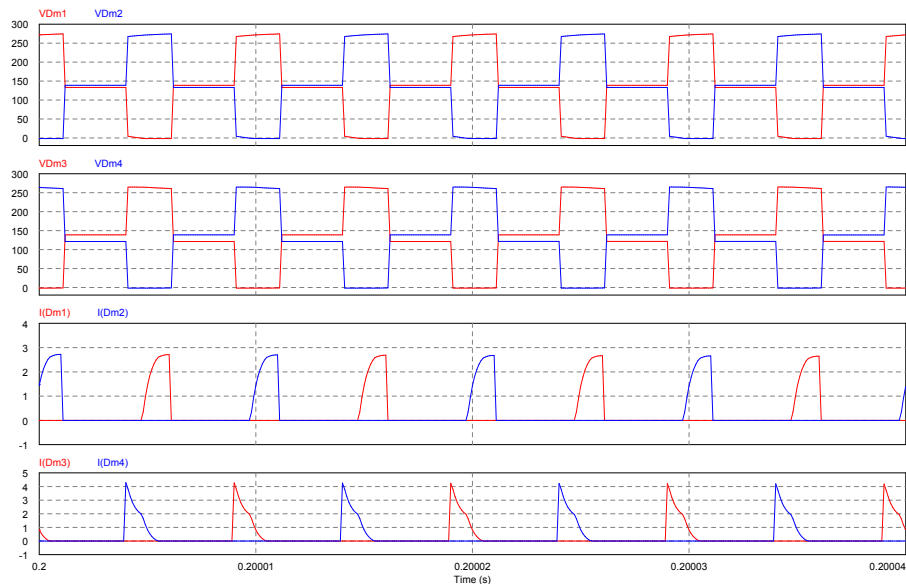


Figura 4.11: Formas de onda da tensão e corrente nos díodos dos andares de multiplicação.

A figura 4.12 apresenta as formas de onda em tensão e corrente dos díodos retificadores. É possível verificar que os díodos conduzem desfasados de meio período, ou seja 180° , como esperado.

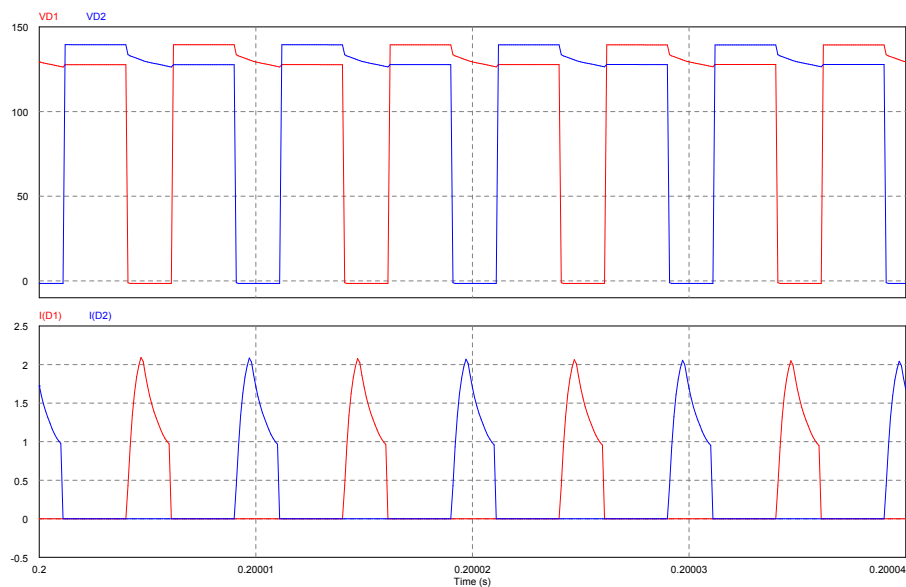


Figura 4.12: Formas de onda da tensão e corrente nos díodos retificadores.

Na figura 4.13 são apresentadas as formas de onda da tensão, corrente e potência na saída do conversor. Como era de esperar, a tensão na saída é constante devido ao facto de esta ser imposta por um banco de baterias. Para estabilizar a corrente e potência na saída do conversor foi colocada uma indutância, L_o , na saída, que juntamente com o condensador C_o filtra a oscilação da corrente de saída.

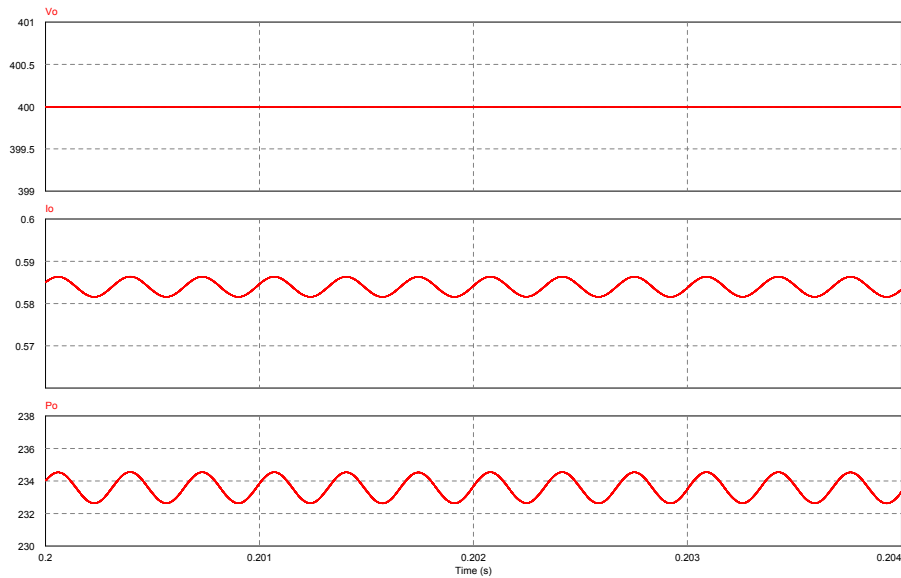


Figura 4.13: Formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do conversor.

Na figura 4.14 são apresentadas as formas de onda da tensão, corrente e potência à saída do painel FV.

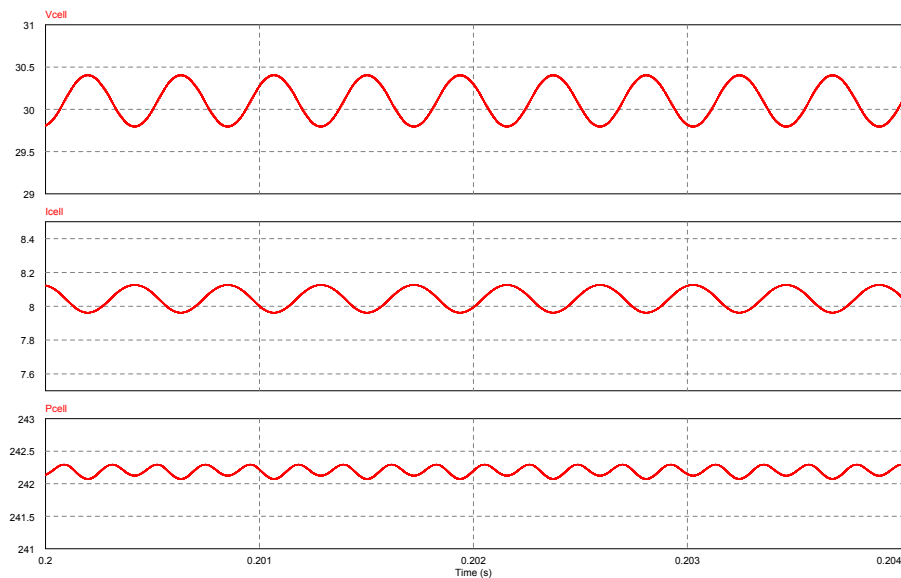


Figura 4.14: Tensão, corrente e potência à saída do painel FV.

Como se pode observar, a tensão, corrente e por sua vez a potência possuem uma variação relativamente baixa, apresentando os valores esperados, presentes na tabela 3.6 e na figura 4.1 para o ponto de potência máxima do painel.

Analisando a figura 4.14 e 4.13 é possível determinar a potência média do conversor que permite obter uma estimativa da eficiência do conversor. O cálculo da eficiência é dado pela equação 4.4.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (4.4)$$

Como na simulação o transformador foi considerado ideal, no cálculo da eficiência será considerado o valor das perdas no transformador calculadas em 3.30.

No *PSIM*® as perdas de comutação não foram calculadas sendo estas também incluídas no cálculo da eficiência.

O valor da potência média de entrada é igual a 242.2W e a de saída é igual a 233.6W, obtendo-se a eficiência presente em 4.5. Este cálculo permite ter uma ideia da eficiência aproximada do conversor, podendo não ser preciso devido a perdas que não tenham sido consideradas.

$$\eta = 90.5\% \quad (4.5)$$

4.3 Simulação do algoritmo MPPT

Para a simulação do algoritmo *MPPT* foi utilizado o bloco *C Block* disponibilizado pelo *PSIM*® que permite desenvolver código em C. O bloco tem como entradas a tensão e corrente medidas no painel. Este bloco de código é corrido ao passo de execução do *PSIM*®. Através da ferramenta *Solar module* do *PSIM*® é possível obter a potência de saída do painel FV para determinadas condições de irradiância e temperatura. Na tabela 4.1 são apresentados os valores esperados em tensão, corrente e potência para cada nível de irradiância.

Tabela 4.1: Valores de tensão, corrente e potência máximos para diferentes níveis de irradiância.

Irradiância (W/m^2)	V_{MPP} (V)	I_{MPP} (A)	P_{MPP} (W)
1000	30.09	8.05	242.30
800	30.10	6.45	194.10
600	30.00	4.84	145.19
400	29.69	3.23	95.84
200	28.88	1.61	46.57

Na entrada do painel FV foi aplicado um degrau com os cinco níveis de irradiância possíveis de modo a verificar a resposta do *MPPT* à variação e se os valores de tensão, corrente e potência estão de acordo com a tabela 4.1.

Na figura 4.15 são apresentadas as formas de onda para a tensão, corrente e potência na saída do painel FV.

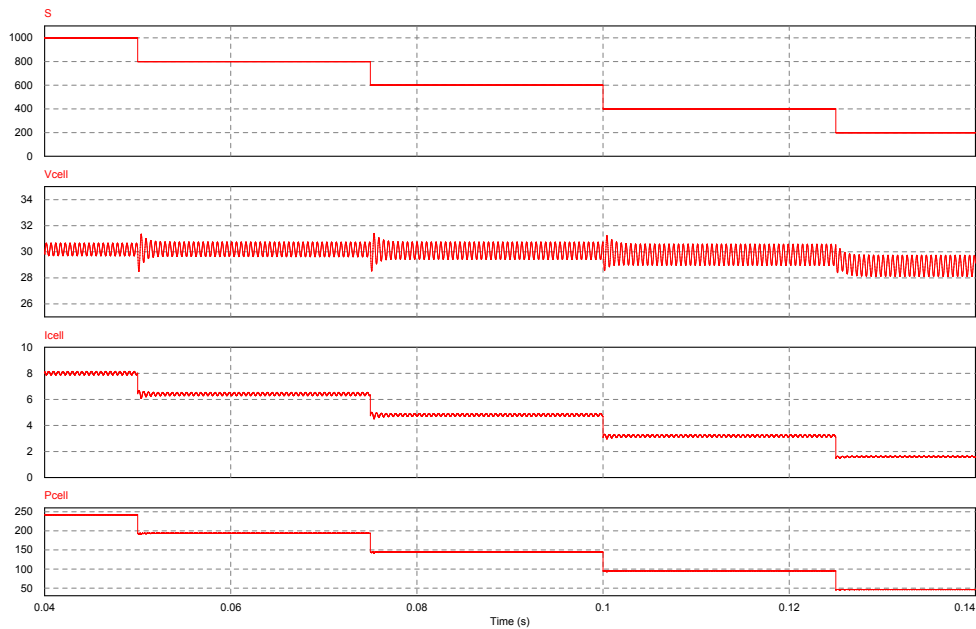


Figura 4.15: Tensão, corrente e potência no painel FV para diferentes níveis de irradiância.

Observando a figura 4.15 e a tabela 4.1 verifica-se que o controlador adapta a saída do painel FV de modo a obter a potência máxima para qualquer nível de irradiância. Verifica-se que o controlador apresenta uma resposta bastante rápida, aproximadamente $3ms$, com uma baixa variação em todas as ondas.

Na tabela 4.2 são apresentados os valores em tensão, corrente e potência esperados para cada valor de temperatura e para uma irradiância de $1000W/m^2$.

Tabela 4.2: Valores de tensão, corrente e potência máximos para diferentes níveis de temperatura.

Temperatura ($^{\circ}C$)	V_{MPP} (V)	I_{MPP} (A)	P_{MPP} (W)
0	33.13	8.01	265.37
25	30.09	8.05	242.30
50	27.07	8.08	218.62
75	24.10	8.07	194.45

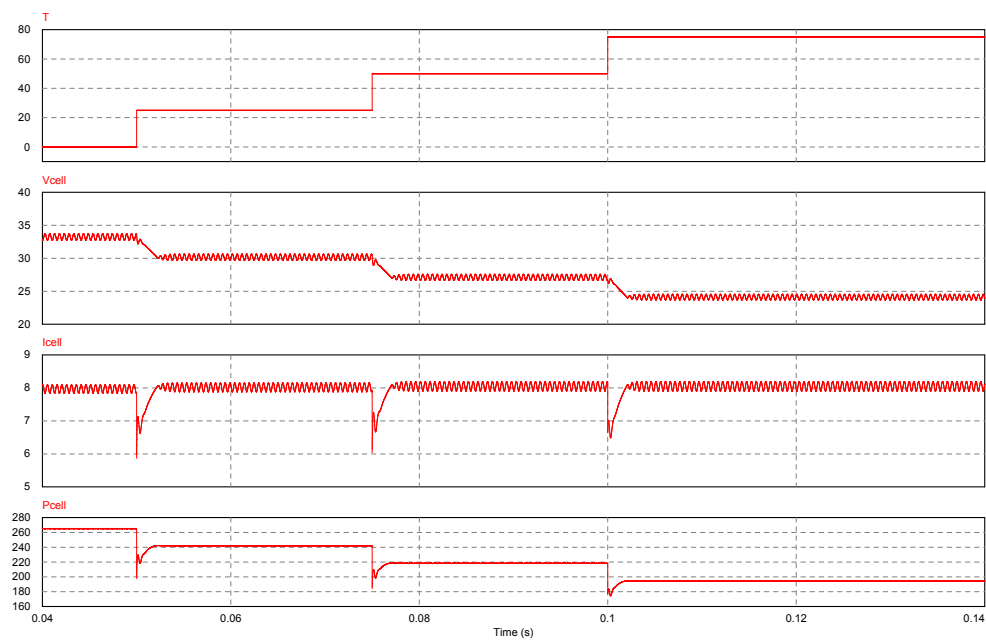


Figura 4.16: Tensão, corrente e potência para diferentes níveis de temperatura.

Por observação da figura 4.16 e comparação com a tabela 4.2 verifica-se que o algoritmo *MPPT* é eficaz na obtenção da potência máxima proveniente do painel FV, para diferentes valores de temperatura. Para a condição *NOCT* são obtidas as formas de onda apresentadas em 4.17.

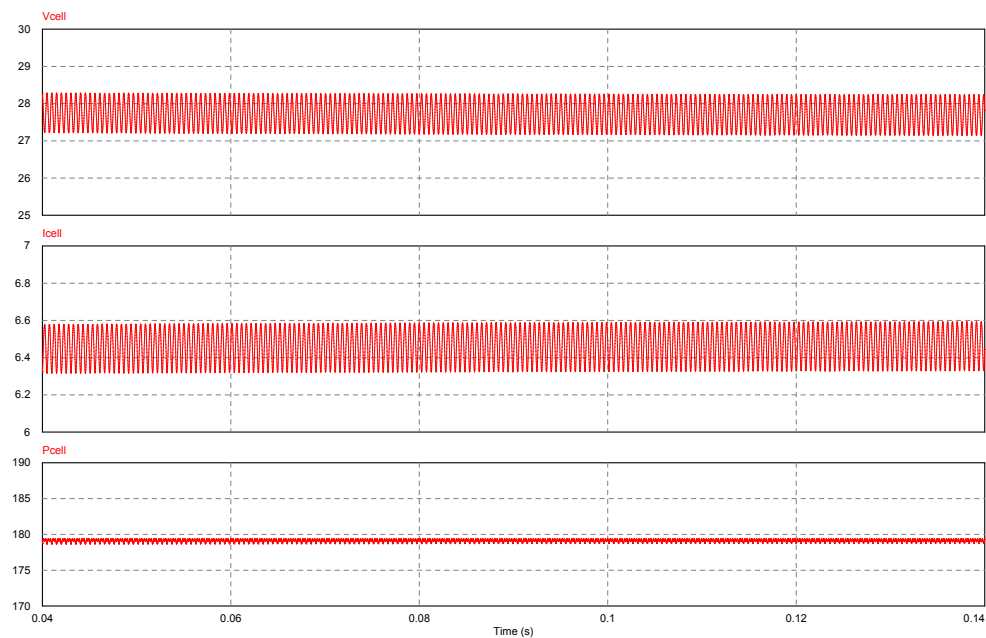


Figura 4.17: Tensão, corrente e potência para a condição *NOCT*.

Comparando a figura 4.17 e 4.2 verifica-se que para a condição *NOCT* o controlador estabelece

a potência máxima na entrada. Para testar a robustez do controlo *MPPT* foi colocada na entrada correspondente à irradiância um sinal sinusoidal com um *offset* de 800, amplitude 200 e frequência de 50Hz , obtendo-se as ondas em tensão, corrente e potência apresentadas em 4.18. Realizou-se um teste semelhante para variações de temperatura, com uma onda triangular com *offset* de 50, amplitude de 50 e frequência de 50Hz , obtendo-se as ondas apresentadas na figura 4.19. É possível observar que o algoritmo MPPT é bastante robusto e que apresenta uma resposta bastante rápida para pequenas variações das condições atmosféricas.

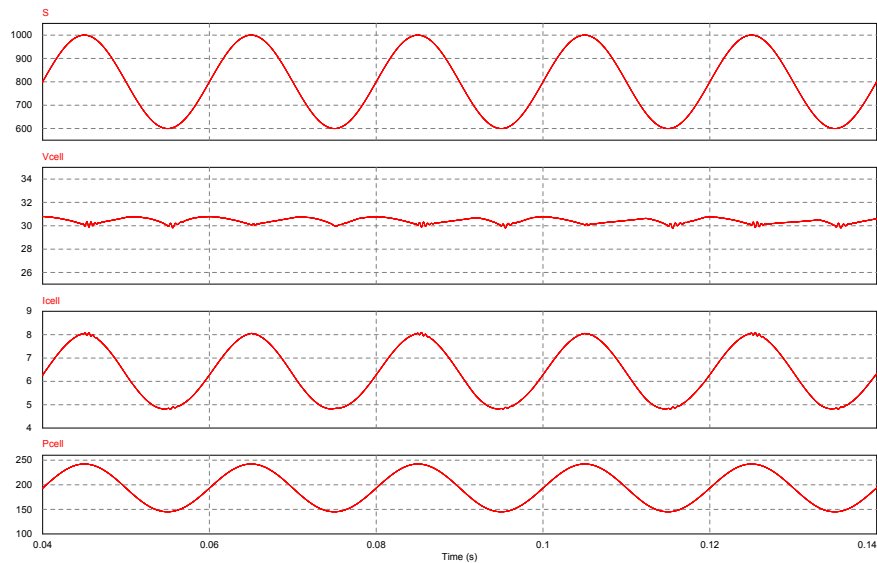


Figura 4.18: Tensão, corrente e potência para uma onda sinusoidal de entrada de irradiância.

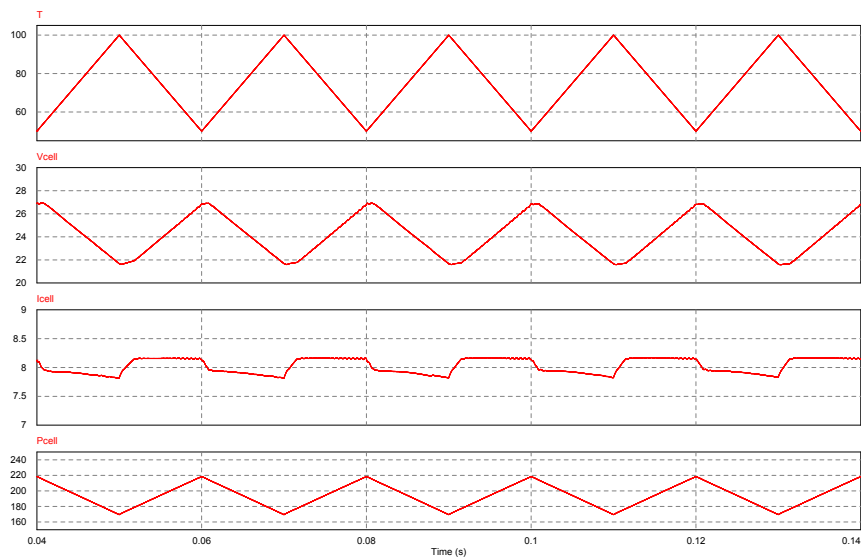


Figura 4.19: Tensão, corrente e potência para uma onda triangular de entrada de temperatura.

4.4 Conclusões

Neste capítulo foram realizadas as simulações ao conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*.

Foi parametrizado e simulado o painel FV *LDK 250P-20* através da ferramenta *Solar module*, com o intuito de calcular a tensão, corrente e potência máxima para diferentes valores de condições atmosféricas, comparando os valores com os obtidos pelo *MPPT*.

As simulações do conversor permitiram validar o dimensionamento de todos os componentes dimensionados do conversor, permitindo verificar se as tensões, correntes e variações cumprem o projetado.

Verificou-se que o algoritmo *MPPT* é bastante robusto, apresentando uma rápida resposta e pequenas variações, adequando a potência de saída do painel FV para o seu valor máximo de acordo com as variações das condições atmosféricas.

Capítulo 5

Implementação

Neste capítulo é apresentada toda a fase de implementação do conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers*. São apresentados os vários componentes e sub-circuitos utilizados para a aquisição e condicionamento dos sinais em tensão e corrente a adquirir para o controlador *MPPT*. É também apresentada a *PCB* construída para a montagem dos componentes.

5.1 Circuito de aquisição de tensão

Como as entradas do ADC do controlador são de 5V, foi necessário transformar a leitura da tensão de saída do painel de 30V para 5V, tensão de entrada do *ADC* do microcontrolador. Para essa aquisição foi utilizado o circuito apresentado na figura 5.1. O circuito consiste num divisor resistivo com um *buffer* na saída. O condensador *C1* colocado entre o divisor de tensão e o *buffer* é utilizado para filtrar ruídos de altas frequências.

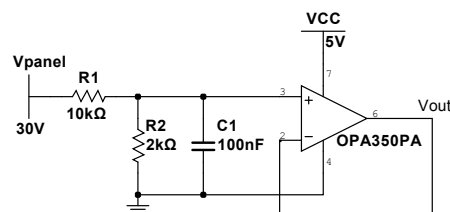


Figura 5.1: Circuito de aquisição de tensão do painel FV.

Através da relação apresentada na equação 5.1 é possível gerar um sinal de 0 a 5V à saída do circuito.

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{panel} \quad (5.1)$$

5.2 Circuito de aquisição de corrente

Para a aquisição da corrente proveniente do painel FV foi utilizado um transdutor de corrente LTS 15-NP, apresentado na figura 5.2.

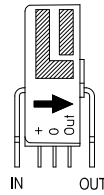


Figura 5.2: Transdutor de corrente LTS 15-NP.

Este transdutor foi utilizado devido à alimentação ser adequada à disponível para o resto do circuito do conversor sem implicar a utilização de fontes adicionais. O transdutor tem 3 modos de leitura, -5 a 5A, -7.5 a 7.5A e -15 a 15A, permitindo ajustar a resolução de leitura consoante a corrente a medir. A seleção do modo de funcionamento é feita consoante a ligação dos 6 pinos de leitura, como se pode observar na figura 5.3.

Primary nominal current rms I_{IN} [A]	Recommended connections
± 15	
± 7.5	
± 5	

Figura 5.3: Modos de leitura do transdutor LTS 15-NP [36].

Uma vez que na operação à potência nominal terão que ser medidas correntes de 8.3A, foi utilizado o modo -15 a 15A. A saída do sensor é em tensão e apresenta um *offset* de 2.5V, com uma variação de ± 0.625 para a corrente máxima e mínima de leitura, como apresentado na figura 5.4. Uma vez que só serão medidas correntes positivas a saída do transdutor varia de 2.5 a 3.125V.

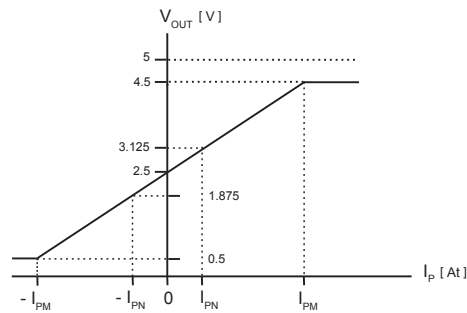


Figura 5.4: Tensão de saída em relação à corrente medida [36].

A corrente de entrada varia entre 0 e 8.3A, logo a resolução será muito pequena, ficando com uma escala de 2.5 a 2.85V. De modo a adaptar este sinal à gama de medida do ADC do microcontrolador foi utilizado o circuito de condicionamento apresentado em 5.5.

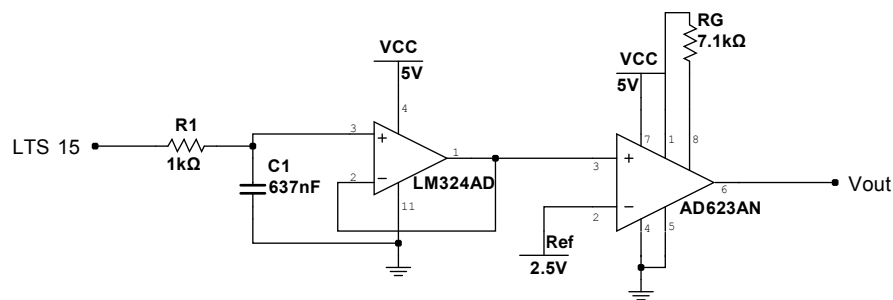


Figura 5.5: Circuito de condicionamento do sinal de corrente.

A resistência $R1$ e o condensador $C1$ fazem um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 250Hz, com um buffer na saída. O amplificador de instrumentação $AD623AN$ tem a função de eliminar o *offset* de 2.5V e a resistência R_G dá o ganho necessário, 15, para amplificar o sinal de entrada, calculado pela equação 5.2, disponível na *datasheet* do amplificador de instrumentação. A referência de 2.5V na prática foi obtida por um divisor resistivo, regulada por um potenciômetro.

$$R_G = \frac{100k\Omega}{G - 1} = 7.1k\Omega \quad (5.2)$$

5.3 Alimentação do circuito de comando

Como há a necessidade do painel FV alimentar o circuito de controlo, foi necessário utilizar um conversor CC/CC que converta os 30V provenientes do painel FV para 15V, para alimentar os driver dos interruptores e um regulador de tensão que converta os 15V em 5V para alimentar o controlador *dsPIC* e os circuitos de condicionamento de sinal.

O conversor CC/CC utilizado foi o TSR 1-24150 que converte uma gama de entrada de 18 – 36V em 15V. Este conversor tem uma eficiência de 95%. O circuito de montagem é apresentado na figura 5.6.

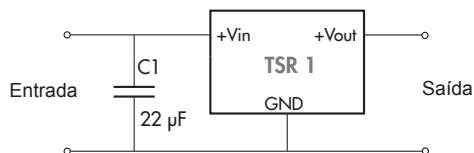


Figura 5.6: Conversor CC/CC 30V para 15V.

O regulador de tensão utilizado foi o L7805. Este permite converter tensões de entrada de 8 a 20V garantindo uma saída de $5V \pm 0.35V$. A montagem utilizada é apresentada na figura 5.7.

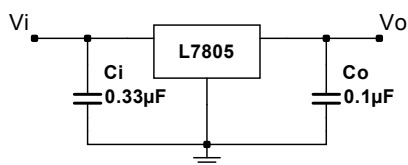


Figura 5.7: Regulador de tensão 15V para 5V.

5.4 Drivers dos interruptores

Para fornecer a corrente necessária para a comutação dos interruptores foi utilizado um *driver* de corrente. O *driver* escolhido foi o UCC37324 que tem uma tensão de alimentação de 15V e consegue fornecer picos de corrente de 4A. De forma a fornecer a máxima corrente na *gate* de cada interruptor foi utilizada a montagem paralela, sendo necessário utilizar um *driver* para cada interruptor. A montagem utilizada é a apresentada na figura 5.8.

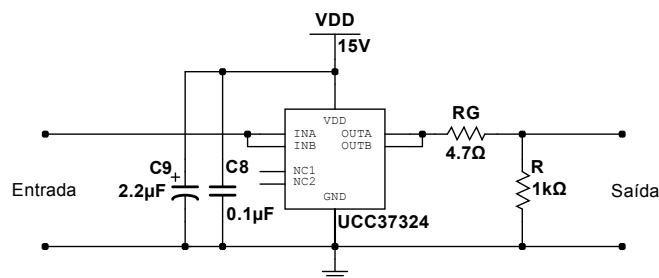


Figura 5.8: Circuito *driver* de corrente para os interruptores.

Como o interruptor possui limitações de tensão e corrente que são aplicadas à *gate*, é necessário utilizar uma resistência de *gate*, R_G . Observando a *datasheet* do interruptor IRF4229pbf obtêm-se os valores da capacidade de entrada do interruptor, C_{iss} igual a $4480pF$, e a carga total da *gate*, Q_G igual a $110nC$ com um V_{GS} de $10V$. A corrente necessária para carregar o condensador de entrada é dada pela equação 5.3, considerando um tempo de carga de $100ns$.

$$I_G = \frac{Q_G}{t_{carga}} = 1.1A \quad (5.3)$$

A resistência de *gate* é calculada pela equação 5.4.

$$R_G = \frac{V_{dd} - V_{GS}}{I_G} = 4.54\Omega \quad (5.4)$$

Como não existem resistências de 4.54Ω foram utilizadas resistências de 4.7Ω .

5.5 Circuito de controlo

Para a implementação do controlo foi utilizado o microcontrolador dsPIC30F4011 da *Microchip* apresentado na figura 5.9. Este microcontrolador possui nove canais *AD* de $10\ bits$, seis mais quatro saídas *PWM* e cinco *timers* de $16\ bits$. Foi escolhida esta plataforma de controlo de forma a cumprir os principais requisitos necessários para a implementação do *MPPT* e ser um microcontrolador compacto, o que possibilitou a inclusão do mesmo na *PCB*.



Figura 5.9: Microcontrolador dsPIC30F4011.

Para a programação do dsPIC foi utilizado o *software MPLAB* com o compilador *MPLAB C30 C Compiler*, ambos da *Microchip*. Para a geração dos *PWM* desfasados por 180° foi utilizada a base temporal do *PWM*, no modo *up/down count mode*, o *PWM2* foi configurado como o complementar do *PWM1*. Foi criada uma interrupção que faz a alteração do *duty-cycle* do *PWM*, originando nos pinos *PWM1H* e *PWM2L* os dois *PWM* desfasados de 180° . Para a leitura da tensão e corrente foram utilizados dois *ADC's*. O *MPPT* foi colocado numa interrupção com baixa frequência, aproximadamente $200Hz$, pois a atualização do *duty-cycle* não precisa ser realizada com grande periodicidade devido às alterações atmosféricas serem lentas. O circuito de controlo é apresentado na figura 5.10.

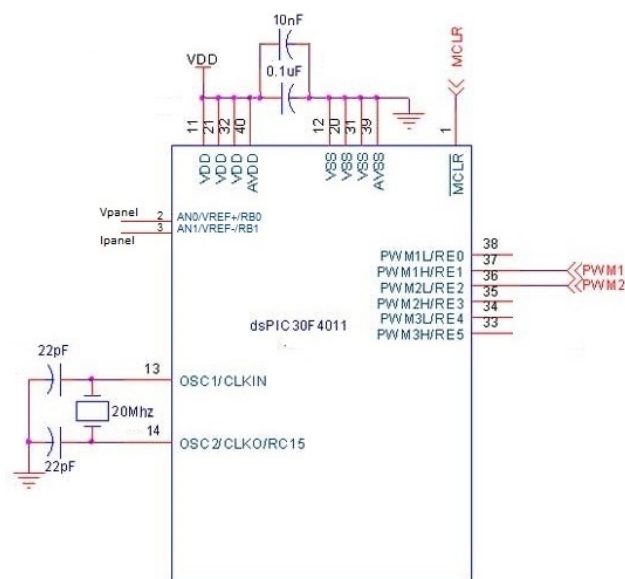


Figura 5.10: Circuito de controlo.

As portas *AD*, *AN0* e *AN1*, recebem em tensão os sinais provenientes dos circuitos de condicionamento da tensão e corrente de entrada. As portas *PWM1H* e *PWM2L* são os sinais *PWM* desfasados de 180° que serão conetados aos drives dos interruptores. A porta *OSC1* e *OSC2* contém o cristal que possibilita o aumento da velocidade de processamento do microcontrolador.

5.6 Transformador planar

A implementação prática do transformador é realizada utilizando uma ferrite e um núcleo. No caso dos transformadores planares, o núcleo é feito recorrendo a uma *PCB* de face dupla em que cada enrolamento é impresso numa face. Após o dimensionamento do transformador no capítulo 3, foi realizado o desenho dos enrolamentos, cada um com seis espiras, com a largura e espaçamento entre pistas especificado no capítulo 3, na secção de dimensionamento do transformador planar. Na figura 5.11 é apresentado o desenho dos enrolamentos primário e secundário. Os enrolamentos estão desenhados em sentidos opostos de modo ao transformador ter a polaridade invertida.

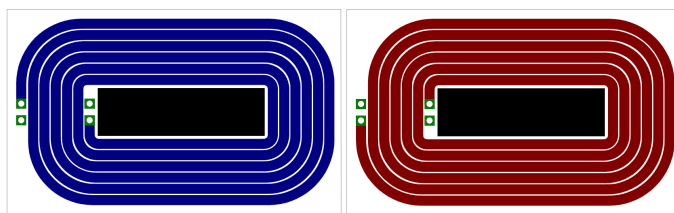


Figura 5.11: Desenho da *PCB* do transformador Planar (Visão aérea).

Na figura 5.12 é apresentado o transformador após a impressão dos enrolamentos na *PCB* e a sua montagem no núcleo *E/PLT43*.

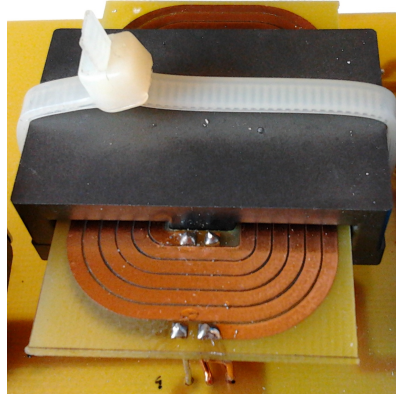


Figura 5.12: Transformador Planar implementado.

5.7 Bobina

Para a implementação da bobina foi utilizado fio *litz* com o diâmetro projetado no capítulo 3. Foram agrupados três conjuntos de seis condutores e entrançados os 3 conjuntos de modo a criar uma trança. A trança foi enrolada no núcleo *RM10* com o número de espiras dimensionado. Para criar o entreferro foram utilizadas várias folhas de papel entre o núcleo, de modo a criar o entreferro pretendido. A bobina implementada é apresentada na figura 5.13.

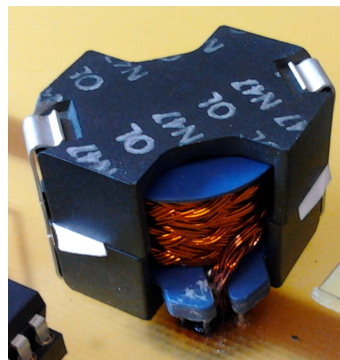


Figura 5.13: Bobina implementada.

5.8 Carga resistiva

Numa primeira fase de testes foi utilizada uma carga resistiva. Esta carga resistiva era constituída por duas resistências em série de $2.2k\Omega$, em paralelo com uma resistência de $1k\Omega$, originando uma resistência equivalente de 814Ω . As resistências de $2.2k\Omega$ dissipavam uma potencia de $50W$,

enquanto que a de $1k\Omega$ dissipava $100W$, totalizando uma potência a dissipar de $200W$. A carga utilizada é apresentada na figura 5.14.

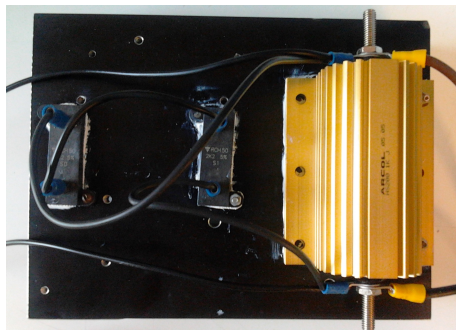


Figura 5.14: Carga resistiva.

5.9 Banco de baterias

Para simular um barramento DC foram cabladas trinta e seis baterias de $12V$ nominais em série, do tipo *VLRA*, com uma capacidade de $4Ah$. Como o total resulta em $432V$ nominais, em cada série de quatro baterias foi efetuada uma ligação para o painel de ligações no topo, permitindo obter tensões de $48V$ em $48V$. Para os $400V$ ligou-se uma série de trinta e duas baterias. Na figura 5.15 é apresentado o banco de baterias construído.

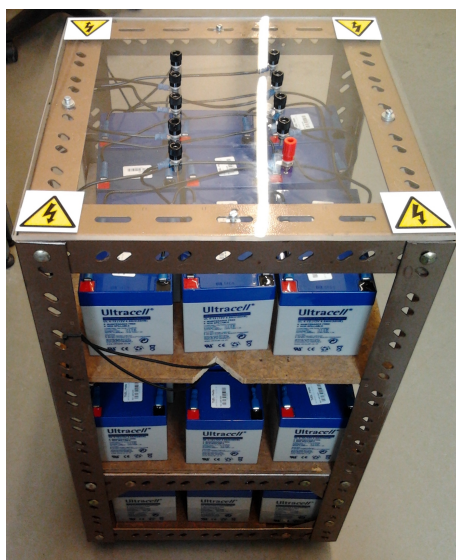


Figura 5.15: Banco de baterias construído.

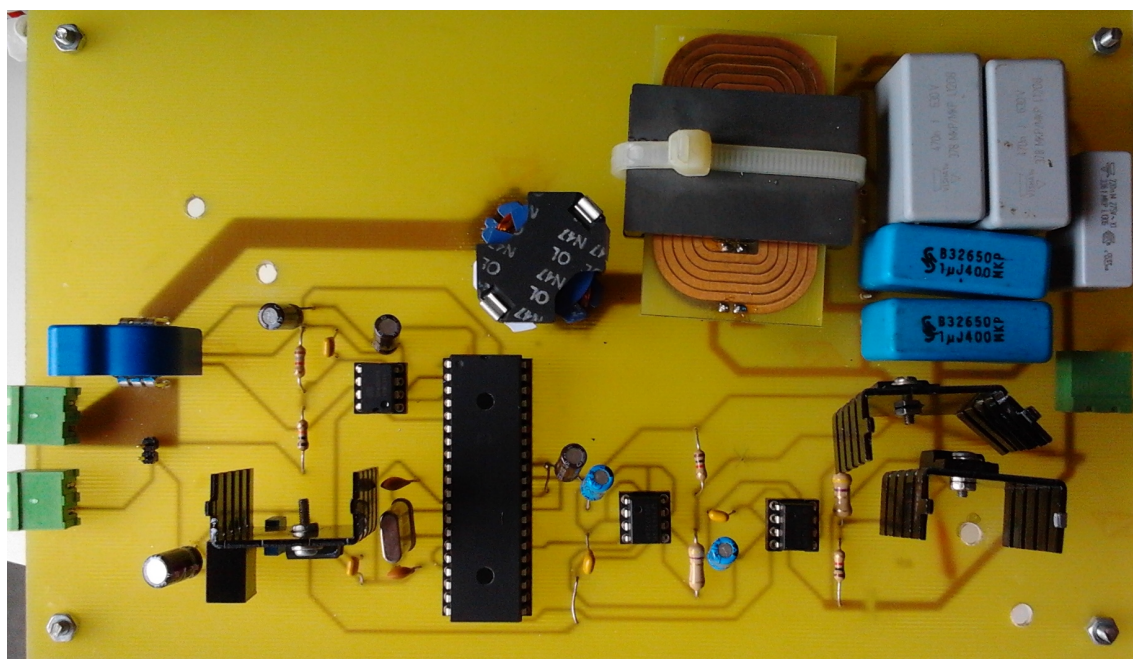


Figura 5.17: PCB do conversor implementado.

5.11 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os vários subsistemas implementados na construção do protótipo.

Começou-se por apresentar os circuitos de aquisição de tensão e corrente, de modo a garantir uma gama de saída de 0 – 5V, a enviar para as portas analógicas do controlador dsPIC. De seguida, apresentou-se os conversores que transformam a tensão do painel em tensões menores, para alimentação dos elementos de controlo, aquisição e *driver* dos interruptores.

Na secção do circuito de controlo é apresentado o controlador dsPIC utilizado e uma explicação sucinta de como foi organizado o código para a geração dos *PWM* desfasados de 180°.

Apresentou-se o desenho e implementação do transformador planar, da bobina, os elementos utilizados para testes: a carga resistiva e o banco de baterias.

Por último, é apresentada a placa de circuito impresso desenhada para a montagem de todos os componentes.

Capítulo 6

Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com o controle em malha aberta, i.e. utilizando um *duty-cycle* fixo, e malha fechada, i.e. com o controlador *MPPT*. Para os testes em malha aberta foi utilizada a carga resistiva e para os testes em malha fechada foi utilizado um banco de baterias de 400V de modo a simular o conversor CC/CA. Por fim é feita uma pequena análise dos resultados obtidos com os resultados simulados no capítulo 4.

6.1 Resultados em malha aberta

Como o objetivo da dissertação era implementar um conversor para 250W, toda a parte de projeto, simulação e implementação foi efetuada para uma potência máxima de 250W. Na prática, o painel FV disponível tem uma potência nominal de 170W. Como a potência do painel FV a testar é menor que a projetada para o qual o conversor foi dimensionado, não existirá qualquer problema, possibilitando igualmente validar o funcionamento do conversor. O painel FV é o *BP7170* da *BP* e é caracterizado na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Especificações do painel FV *BP7170*.

Numero de células	N	72
Potência nominal	P_{max}	170W
Tensão no ponto MPP	V_{MPP}	35.8V
Corrente no ponto MPP	I_{MPP}	4.8A
Tensão circuito aberto	V_{OC}	44.2V
Corrente curto circuito	I_{SC}	5.2A
Eficiência do módulo	η_{PV}	13.5%

A curva I-V do painel FV, para diferentes níveis de temperatura, é apresentada em 6.1.

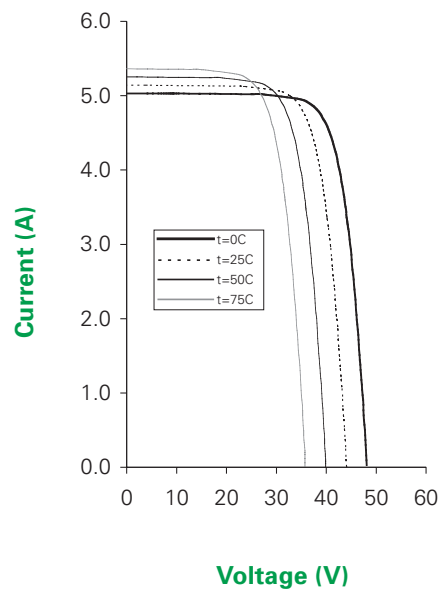


Figura 6.1: Curva IV para diferentes níveis de temperatura.

Num primeiro teste em malha aberta foi utilizado um *duty-cycle* fixo de 0.7. A montagem utilizada para estes testes é mostrada no anexo B. Com o intuito de obter uma potência bastante elevada, foi utilizada uma fonte de tensão para fornecer os 40V ao conversor. Pela equação 3.1 para uma tensão de entrada, V_i igual a 40V, na saída V_o , espera-se uma tensão de 400V. Para a carga resistiva utilizada, uma tensão de 400V aplicada origina uma potência na saída de 196W. Na figura 6.2 é apresentado o resultado do ensaio com a tensão de entrada (à esquerda) e a tensão na saída (à direita).



Figura 6.2: Tensão de entrada (à esquerda) e de saída (à direita).

Para medir a potência de saída foi conectado em série, na saída, um amperímetro, de modo a obter a corrente de saída, I_o , que idealmente será igual a $0.49A$, obtida pela lei de Ohm. Na figura 6.3 é apresentada a corrente e tensão na saída.

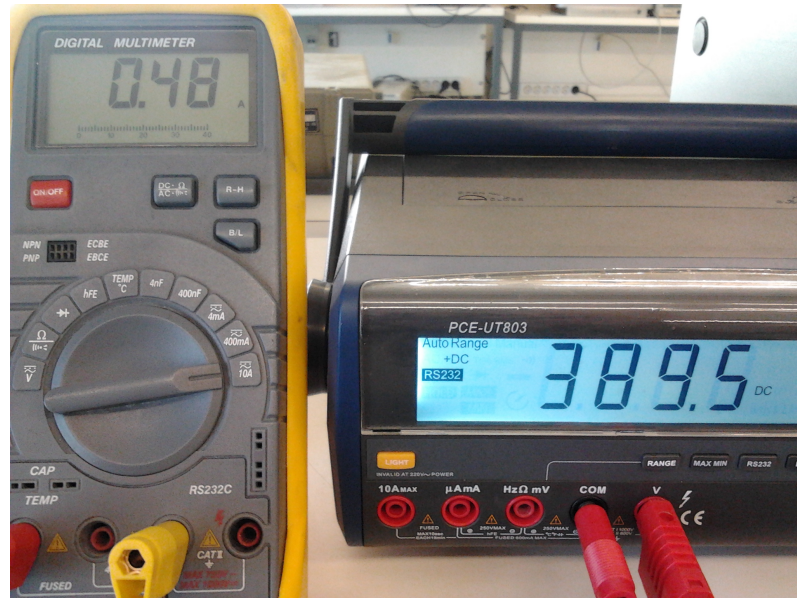


Figura 6.3: Corrente na saída (à esquerda) e tensão na saída (à direita).

Tal como apresentado nas figuras 6.2 e 6.3 o conversor é capaz de elevar uma tensão de entrada de $40V$ para $400V$, suportando uma potência de $200W$. O conversor não foi testado para uma potência de $250W$ pelo fato de não existirem resistências de potência suficientes para dissipar essa potência.

Na figura 6.4 são apresentados os sinais de comando nos *drivers* dos interruptores, gerados pelo controlador *dsPIC*.

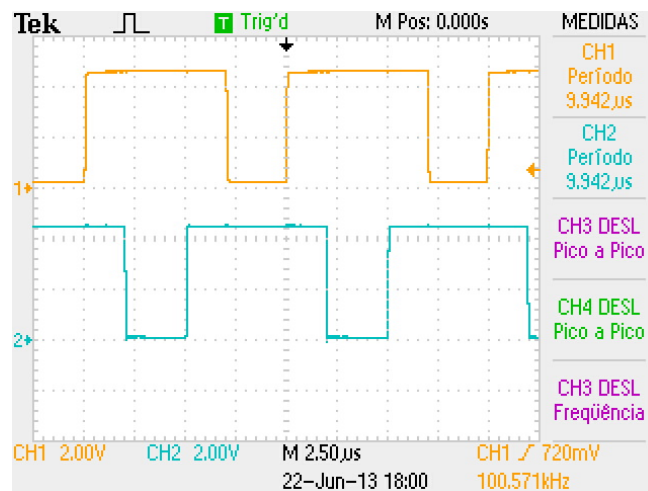


Figura 6.4: Sinais de comando para os interruptores $S1$ (CH1) e $S2$ (CH2).

Como se pode observar na figura 6.4, os sinais estão desfasados 180° e comutam a uma frequência de 100kHz .

Na figura 6.5 são apresentadas as formas de onda em tensão dos interruptores $S1$ e $S2$, juntamente com os sinais de comando. Como se pode verificar as tensões aplicadas aos interruptores são iguais à calculada na equação 3.56 e às simuladas em 4.8.

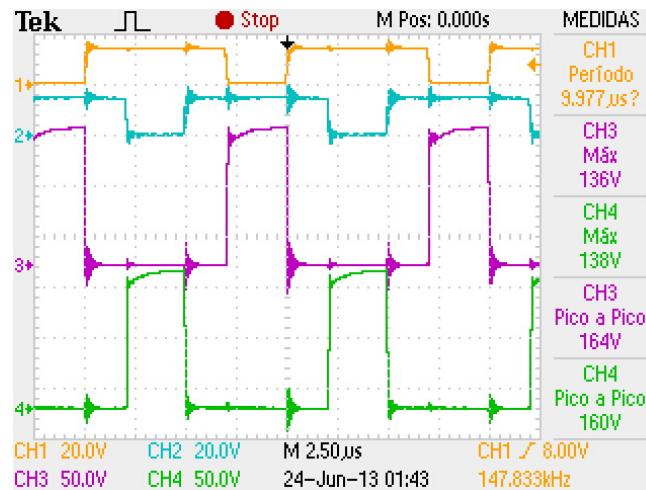


Figura 6.5: Formas de onda da tensão nos interruptores $S1$ (CH3) e $S2$ (CH4).

Na figura 6.6 são apresentadas as formas de onda em tensão e corrente do interruptor $S2$.

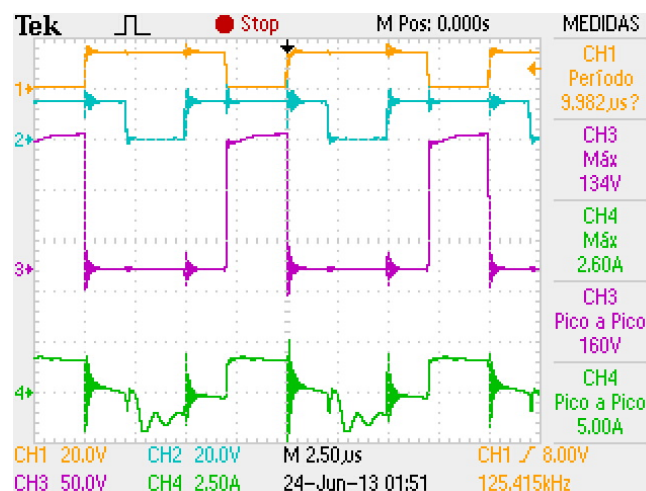


Figura 6.6: Formas de onda da tensão (CH3) e corrente (CH4) no interruptor $S2$.

A pinça amperimétrica utilizada apenas mede a componente AC da corrente, razão para o valor médio da corrente ser zero. A ondulação na corrente corresponde a uma corrente máxima de 5A, tal como esperado para uma potência de 200W. Comparando as formas de onda da corrente obtidas na prática, com as formas de onda obtidas em simulação em 4.8, verifica-se que as formas de onda são similares, verificando que os interruptores foram bem dimensionados.

Na figura 6.7 são apresentadas as formas de onda de tensão no enrolamento primário e no secundário do transformador.

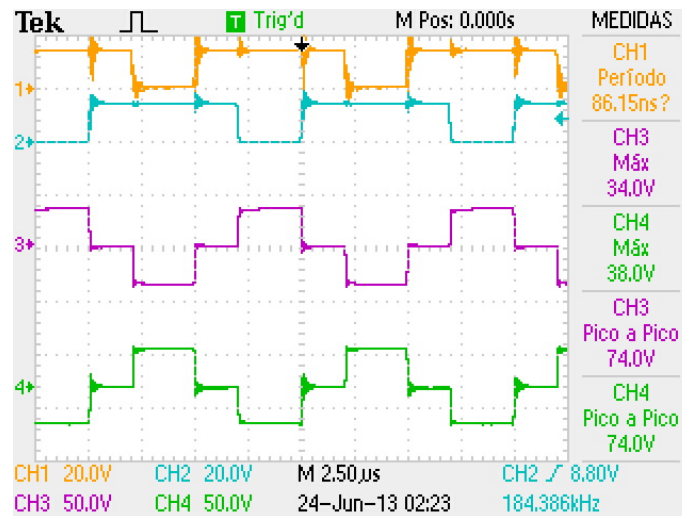


Figura 6.7: Formas de onda de tensão no enrolamento primário (CH3) e no secundário (CH4) do transformador.

Para medir a tensão no transformador foi necessário utilizar uma pinça isolada. A ponta de prova tem uma atenuação de duzentos, o osciloscópio tem apenas uma atenuação de cem, logo a tensão obtida nas formas de onda é metade da real. Verifica-se que o valor obtido em tensão é semelhante ao calculado em 3.26 e ao simulado em 4.7.

A figura 6.8 apresenta as formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador e a corrente na bobina.

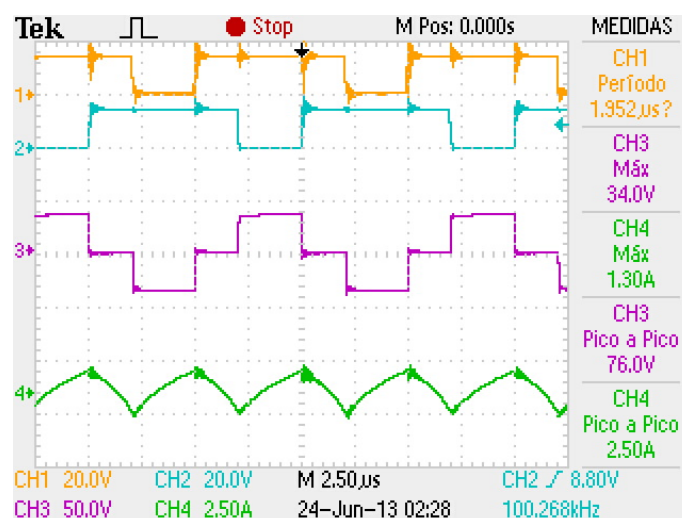


Figura 6.8: Formas de onda de tensão no enrolamento primário do transformador (CH3) e da corrente na bobina (CH4).

efetuadas no INESC PORTO pelo aparelho *Sunny SensorBox* da *SMA Technologie AG*. Este aparelho permite a monitorização contínua da irradiância solar, da temperatura e da velocidade do vento. O aparelho grava os vários dados com um intervalo mínimo de cinco minutos, o que é uma resolução muito baixa para a nossa aplicação. Por isso, foi utilizado um programa de captura de ecrã que captura os valores de irradiância e temperatura em monitorização contínua.

Nas figuras 6.10 e 6.11 são apresentados, a irradiância solar e temperatura no painel, respetivamente, durante um dia, neste caso no dia 5 de Julho de 2013. Após comparar a temperatura obtida pelo *Fluke 43* com a obtida pelo *Sunny SensorBox* verificou-se que a temperatura no painel é cerca de 8°C superior.

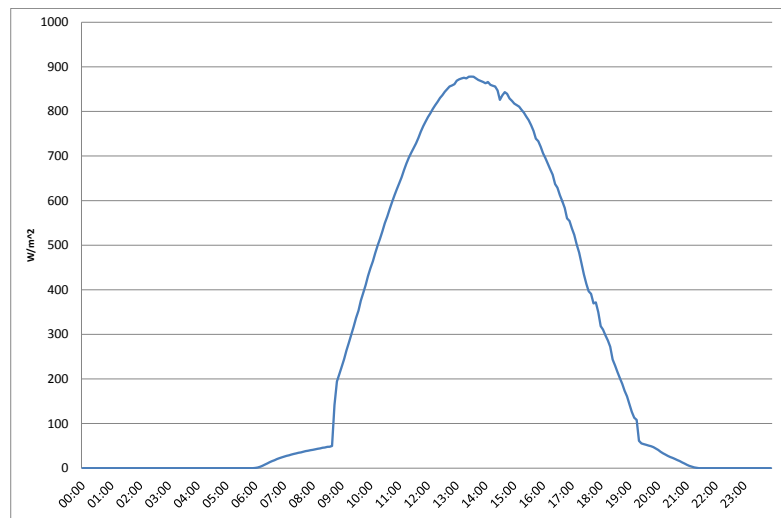


Figura 6.10: Irradiância solar incidente no painel durante 24h.

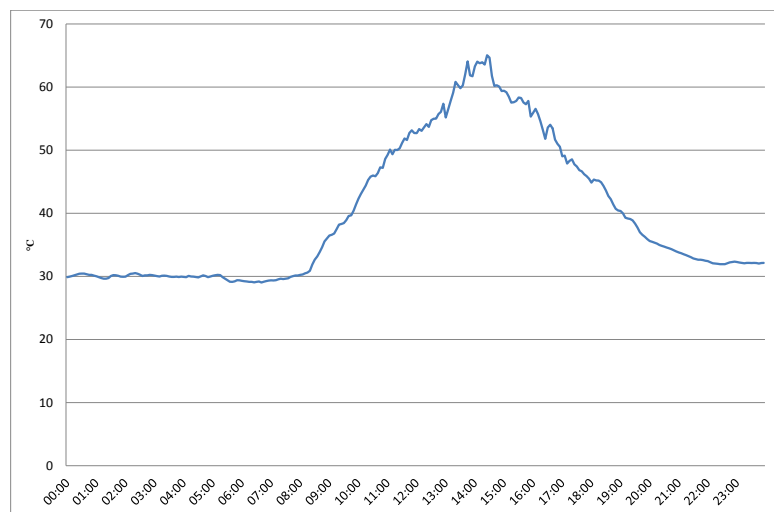


Figura 6.11: Temperatura do painel durante 24h.

No teste do início da manhã foi possível observar uma variação na potência, originada por a passagem de uma nuvem sobre o painel. O teste teve início às 09 : 52h e teve uma duração de 16 minutos. Os resultados em tensão, corrente e potência são apresentados nas figuras 6.12 e 6.13.

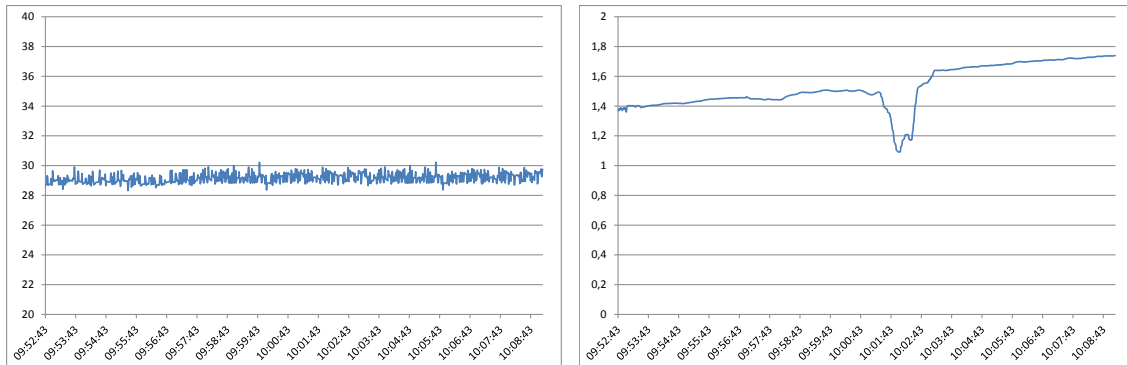


Figura 6.12: Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV durante o teste do início da manhã.

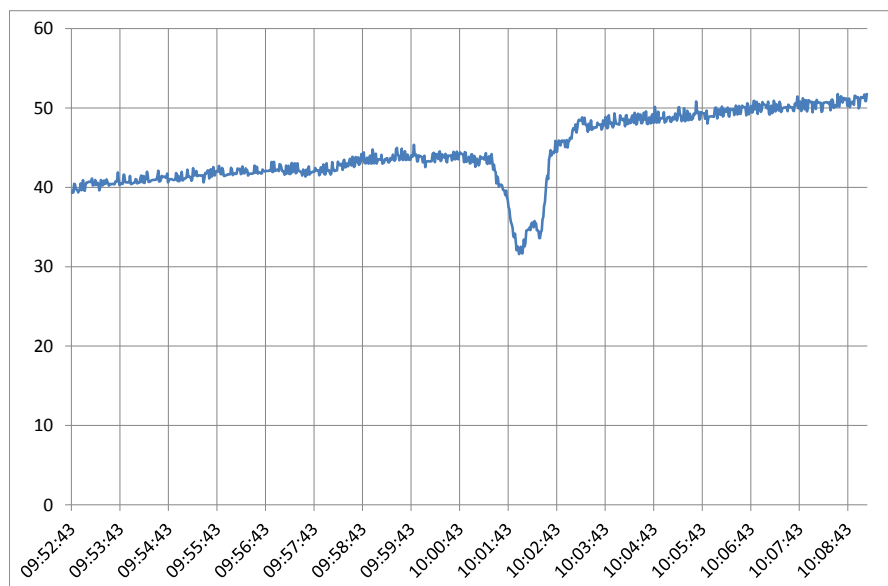


Figura 6.13: Potência no painel FV durante o teste do início da manhã.

Das 10 : 01h até aproximadamente as 10 : 03h uma nuvem sobrepôs o sol, diminuindo a irradiação solar incidente, verificando-se uma diminuição da potência. Verifica-se que o algoritmo respondeu bem, pois manteve a mesma tensão e controlou a corrente, de modo a seguir o *MPP*. Verifica-se que com o aumento da irradiação no período da manhã a potência máxima aumenta.

Os resultados dos testes durante o período da tarde são apresentados nas figuras 6.14 e 6.15.

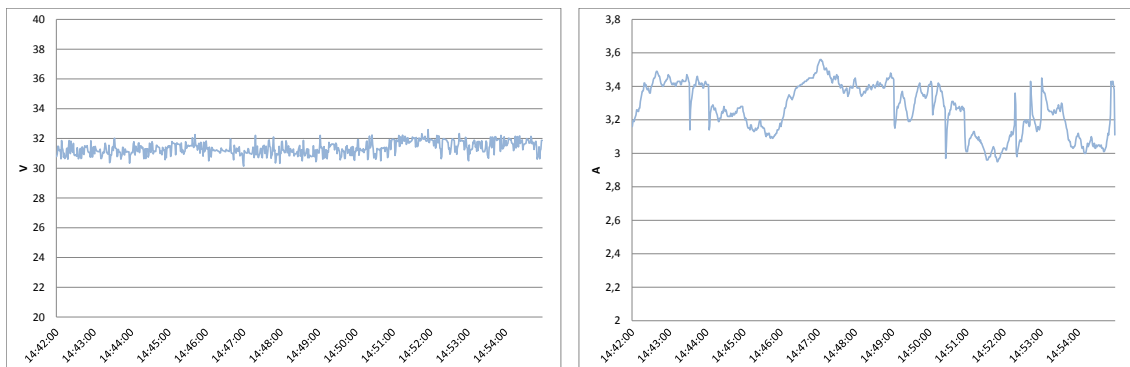


Figura 6.14: Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV durante o teste no período da tarde.

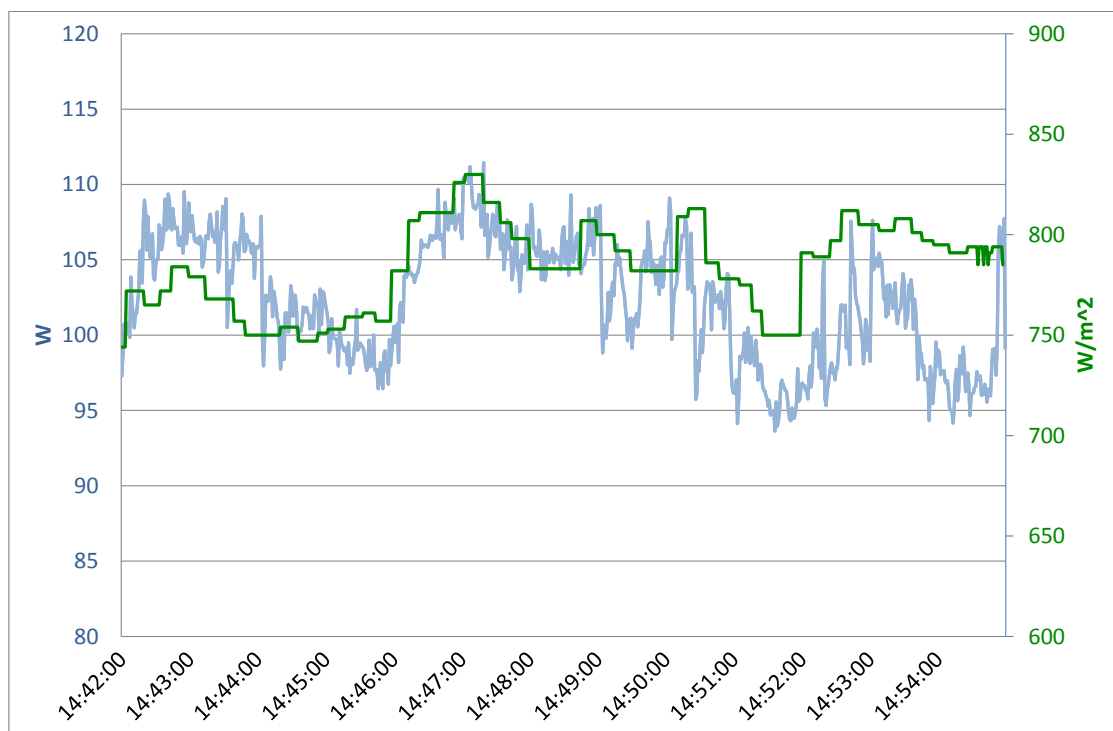


Figura 6.15: Potência no painel FV vs irradiação solar durante o teste no período da tarde.

Por observação da figura 6.15, verifica-se que quando a irradiância varia o controlador *MPPT* adapta-se de modo a seguir o ponto de potência máxima. A tensão é aproximadamente constante uma vez que não há grandes variações de temperatura. No início do teste a temperatura era aproximadamente 62°C e no final estava próximo dos 67°C . Este pequeno aumento na temperatura origina uma pequena diminuição da potência.

O teste realizado ao fim da tarde teve uma duração de 1 : 54h com início às 17 : 08h. À direita do painel existe uma parede que, quando o sol tiver uma determinada inclinação irá sombrear o

painel, provocando uma grande queda de potência. Os resultados obtidos no teste ao fim da tarde são apresentados nas figuras 6.16 e 6.17.

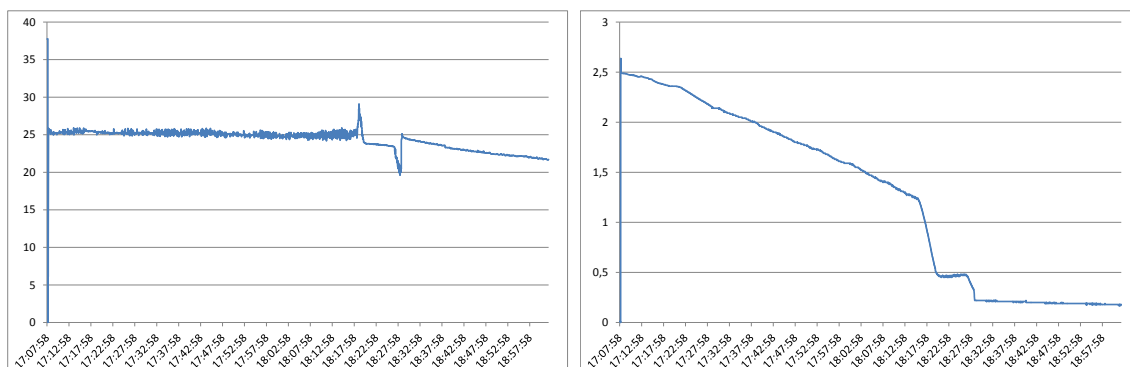


Figura 6.16: Forma de onda da tensão (à esquerda) e corrente (à direita) no painel FV no teste ao fim da tarde.

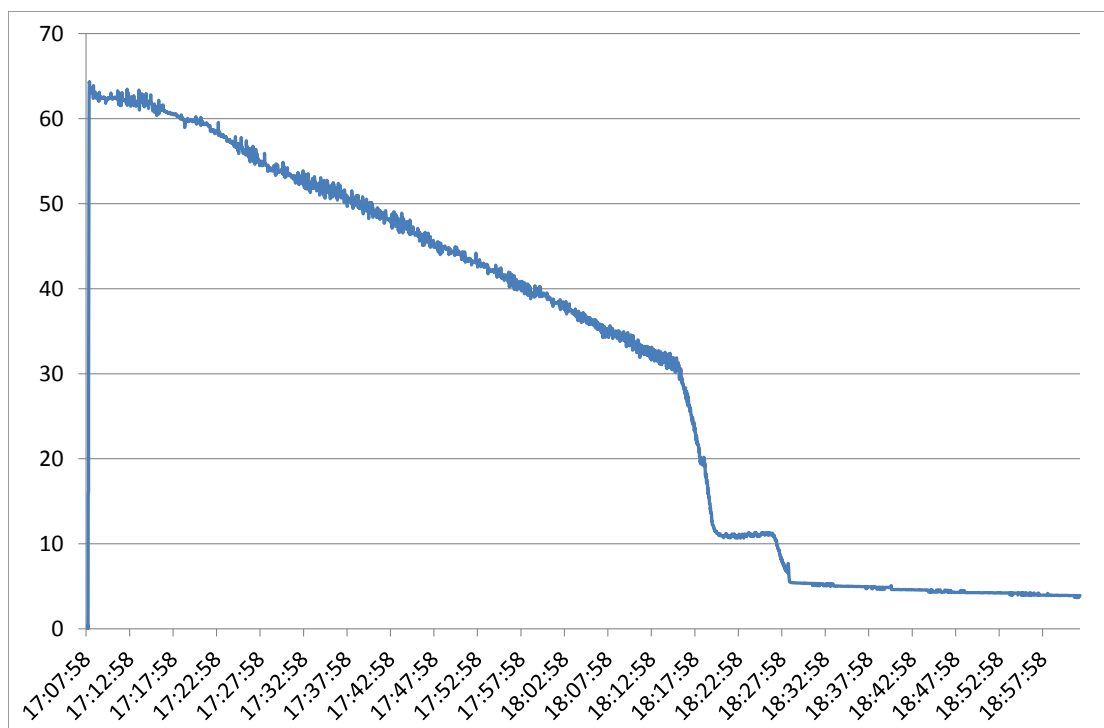


Figura 6.17: Potência no painel FV vs irradiação solar no teste ao fim da tarde.

Na figura 6.17 verifica-se que com o passar do tempo a potência decresce devido à diminuição da irradiação.

Aproximadamente às 18 : 15h o painel começou a ser sombreado pela parede à sua direita originando uma queda abrupta na potência. Às 18 : 25h acontece outra queda de potência que é quando o painel deixa de receber irradiação solar direta.

Quando a irradiância solar é bastante baixa a tensão começa a diminuir, como se pode verificar na figura 6.16, e comparando com a simulação da irradiância na figura 4.15.

6.3 Conclusões

A fase de testes foi bastante importante pois permitiu validar o protótipo implementado. Fazendo a comparação das formas de onda obtidas na prática com as formas de onda obtidas no capítulo de simulação 4, é possível validar o dimensionamento e implementação dos vários componentes do conversor.

A implementação do algoritmo *MPPT* é interessante no sentido de validar os circuitos de aquisição e condicionamento dos sinais em corrente e tensão e da própria eficiência energética de todo o sistema de condicionamento da energia fotovoltaica. Com os resultados em malha fechada obtidos verifica-se que o algoritmo *MPPT* foi bem implementado, é rápido, robusto e converge para o ponto de potência máxima.

Verificou-se que os resultados obtidos tanto em malha aberta, como em malha fechada estão bastante próximos dos obtidos em simulação.

Os sinais em tensão e corrente apresentam uma variação não desprezável, que acontece devido ao circuito de controlo não estar totalmente isolado do circuito de potência, introduzindo erros no condicionamento e medição da tensão e corrente.

Capítulo 7

Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo são apresentadas as conclusões obtidas com a realização desta dissertação e os possíveis desenvolvimentos futuros.

7.1 Conclusões

Nesta dissertação foi realizado um estudo das várias topologias de conversores CC/CC elevadores de ganho elevado. Das topologias estudadas optou-se pelo estudo, projeto e implementação do conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers* no âmbito da temática dos micro-inversores, para painéis FV com uma potência até 250W. Esta topologia é caracterizada por permitir obter elevados ganhos em tensão, baixas variações na corrente de entrada, utilizar interruptores com baixa resistência *drain-to-source*, devido à tensão aplicada ser inferior a metade da tensão de saída, reduzindo as perdas de condução permitindo utilizar uma bobina compacta, uma vez que a frequência de operação é o dobro da frequência de comutação.

De modo a extrair a máxima potência do painel FV foram estudados os vários tipos de algoritmos *MPPT*. Optou-se por aprofundar o algoritmo condutância incremental uma vez que é o mais interessante, pois não necessita de pré-treino, tem uma boa velocidade de convergência, é simples de implementar e apresenta uma eficiência bastante alta.

Após o dimensionamento dos componentes que incorporam o conversor, realizaram-se simulações com o intuito de validar esse dimensionamento. Para realizar as simulações para a potência máxima para o qual o conversor foi dimensionado, 250W, foi parametrizado o painel FV *LDK250P*. O algoritmo *MPPT* foi primeiramente implementado em ambiente de simulação, uma vez que o código para a implementação prática é praticamente o mesmo. Foram realizadas simulações para diversas condições atmosféricas (variações de temperatura e irradiância) com o intuito de testar a rapidez e a resposta dinâmica do algoritmo. Verificou-se que o algoritmo convergia para o ponto de potência máxima, para as condições atmosféricas simuladas, apresentando um tempo de resposta de aproximadamente 25ms. As simulações efetuadas aos componentes foram bem sucedidas, apresentando os valores calculados no capítulo de dimensionamento, capítulo 3, permitindo avançar para a implementação do protótipo com mais segurança.

Para a implementação do protótipo, começou-se por montar/construir os componentes e sub-circuitos necessários para a integração do sistema total. Devido ao conceito dos elementos magnéticos planares ser relativamente novo e interessante em termos de eficiência, decidiu-se construir o transformador planar. Como se trata de uma primeira versão o desenho da *PCB* não foi otimizado, obtendo-se dimensões da placa superiores às necessárias para a aplicação.

Após a implementação e pequenas correções na montagem dos componentes na *PCB* foram realizados testes em malha aberta para testar o dimensionamento, projeto e implementação do conversor. Através do capítulo de resultados, 6, verifica-se que o conversor apresenta os valores e formas de onda esperados e simulados no capítulo de simulações, capítulo 4, e no capítulo de dimensionamento, capítulo 3. O controlador escolhido durante o dimensionamento do conversor foi o *PIC16F877* da *Microchip*. Este controlador numa primeira análise pareceu ser capaz para a aplicação a implementar, uma vez que contém dois canais *PWM*, três *timers* e oito canais *ADC*. Após análise e início de implementação, verificou-se que o controlador apresentava algumas limitações a nível da geração dos sinais *PWM*, o que obrigou à substituição do controlador *PIC16F877* pelo controlador *dsPIC30F4011*. Este controlador tem maior capacidade de processamento do que o *PIC16F877* e um modo *up-down count* que permite desfasar os sinais de meio período (180°). Com isto foi possível definir um *duty-cycle* fixo e realizar os testes em malha aberta.

Os resultados obtidos em malha aberta, quer ao nível da estrutura de potência, ganho de tensão e eficiência energética, quer do método de controlo, permitiram validar o dimensionamento, projeto e implementação do conversor, pois os resultados são semelhantes aos obtidos no capítulo de simulação, capítulo 4, e de dimensionamento, capítulo 3.

Os resultados obtidos em malha fechada, através do controlador *MPPT* foram bem sucedidos, verificando-se que o controlador segue o ponto de potência máximo, é rápido a convergir para o *MPP* e é bastante robusto.

Com o desenvolvimento desta dissertação conclui-se que o conversor *Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers* é um conversor robusto, compacto e eficiente e seria uma ótima aposta para implementação em micro-inversores, no domínio dos sistemas fotovoltaicos de baixa potência.

7.2 Desenvolvimentos futuros

Para aperfeiçoar este projeto são sugeridos os seguintes desenvolvimentos futuros:

- Desenhar uma *PCB* mais compacta, uma vez que o primeiro protótipo dispõe de algum espaço livre. Os componentes devem ser reorganizados, agrupando os componentes que necessitam de dissipador, com o intuito de utilizar um único dissipador;
- Melhoramento do desempenho e estabilidade do algoritmo *MPPT*;
- Isolar totalmente a parte de controlo da parte de potência, de modo a eliminar possíveis variações que possam influenciar as leituras e condicionamento da tensão e corrente.

- Implementação de comunicações, por exemplo *RS232*, entre o conversor (*dsPIC* ou o controlador utilizado) e uma estação de monitorização;
- Utilizar interruptores e díodos, com a tecnologia *SiC*, ou outro tipo de tecnologia superior, com o intuito de obter ainda menores perdas, maximizando a eficiência do conversor;
- Integrar o transformador planar na *PCB* e construir uma bobina planar, com o intuito de compactar ao máximo o conversor, e obter o mínimo de perdas.

Anexo A

Fotografia do protótipo do conversor implementado

Na figura A.1 é apresentada a fotografia do protótipo do conversor implementado.

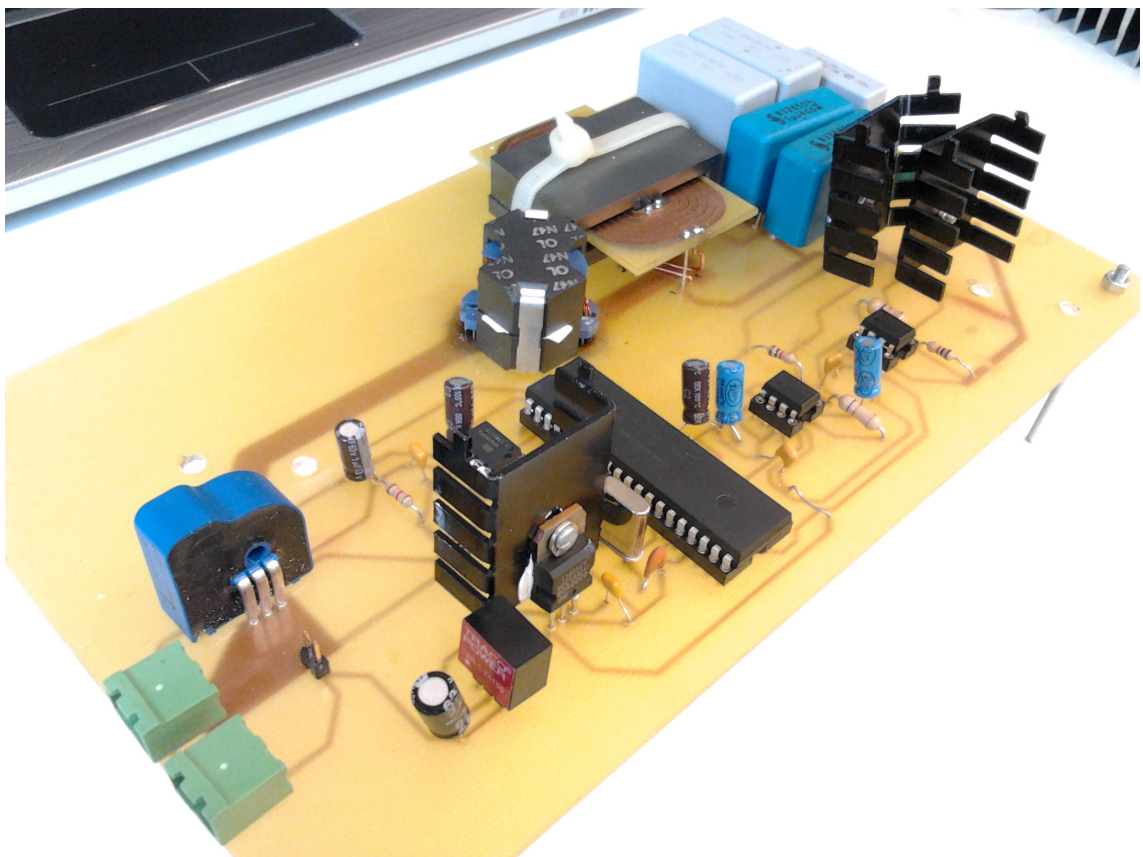


Figura A.1: Fotografia do protótipo do conversor implementado.

Anexo B

Fotografia da bancada de testes em malha aberta

Na figura B.1 é apresentada a fotografia da montagem utilizada para os testes em malha aberta.

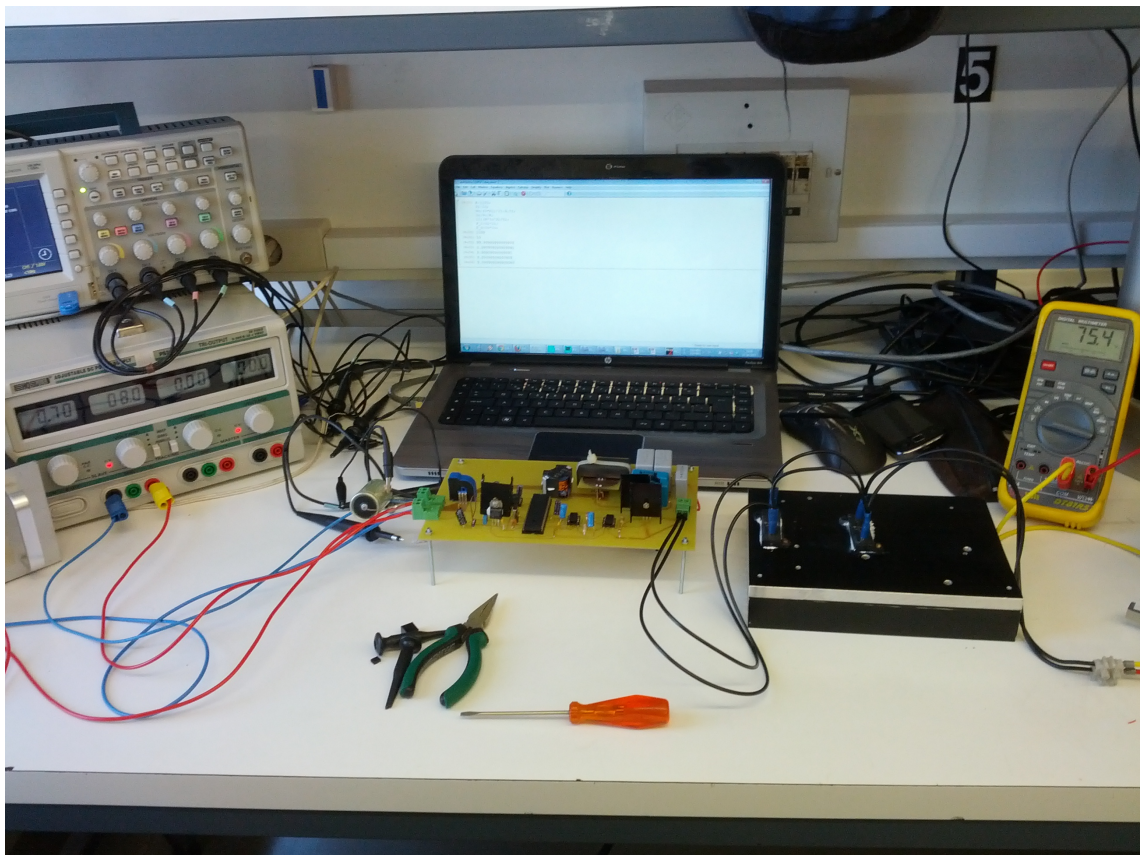


Figura B.1: Fotografia da montagem utilizada para os testes em malha aberta.

Referências

- [1] D. Dimova-Malinovska. The state-of-the-art and future development of the photovoltaic technologies - The route from crystalline to nanostructured and new emerging materials. *Journal of Physics: Conference Series*, 253(1), 2010.
- [2] M.R. Patel. *Shipboard propulsion, power electronics, and ocean energy*. Taylor & Francis Group, 2012.
- [3] Indexmundi. Electricity - Consumption. URL: <http://www.indexmundi.com/g/g.aspx?v=81&c=xx&l=en> [último acesso em 2013-05-16].
- [4] Energy Information Administration (EIA). International Energy Statistics. URL: <http://www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/IEDIndex3.cfm?tid=2&pid=2&aid=2> [último acesso em 2013-05-16].
- [5] The World Bank. Electric power consumption. URL: <http://data.worldbank.org/indicator/EG.USE.ELEC.KH/countries?display=graph> [último acesso em 2013-05-16].
- [6] M. Grätzel. Photovoltaic and photoelectrochemical conversion of solar energy. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 365(1853):993–1005, 2007.
- [7] F. La Mantia, M. Pasta, H.D. Deshazer, B.E. Logan, e Y. Cui. Batteries for efficient energy extraction from a water salinity difference. *Nano Letters*, 11(4):1810–1813, 2011.
- [8] European Photovoltaic Industry Association. Global Market Outlook for Photovoltaics 2013-2017, 2012. URL: <http://www.epia.org/news/publications/>.
- [9] M.G. Molina e P.E. Mercado. Modeling and control of grid-connected photovoltaic energy conversion system used as a dispersed generator. Em *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2008 IEEE/PES*, páginas 1–8, 2008. doi:10.1109/TDC-LA.2008.4641871.
- [10] P.J. Reddy. *Solar Power Generation: Technology, New Concepts & Policy*. Taylor & Francis, 2012.
- [11] M. R. Patel. *Wind and Solar Power Systems. Design, Analysis, and Operation*. CRC Press, Second edição, 2006.
- [12] T. H. Jung, J. W. Ko, G. H. Kang, e H. K. Ahn. Output characteristics of PV module considering partially reverse biased conditions. *Solar Energy*, 92:214–220, 2013.

- [13] N. Mohan, T.M. Undeland, e W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Número 2 em Power Electronics: Converters, Applications, and Design. Wiley, 2002.
- [14] J. Zhang, H. Wu, Y. Xing, K. Sun, e X. Ma. A variable frequency soft switching boost-flyback converter for high step-up applications. Em *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, páginas 3968–3973, 2011.
- [15] H.-W. Seong, H.-S. Kim, K.-B. Park, G.-W. Moon, e M.-J. Youn. Zero-voltage switching flyback-boost converter with voltage-doubler rectifier for high step-up applications. Em *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, páginas 823–829. IEEE, 2010.
- [16] J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, A. Gonzalez-Rodriguez, E. N. Salas-Cabrera, e R. Castillo-Ibarra. A family of DC-DC multiplier converters. *Engineering Letters*, 19(1):57–67, 2011.
- [17] J.C. Rosas-Caro, J.C. Mayo-Maldonado, R.F. Vazquez-Bautista, A. Valderrabano-Gonzalez, R. Salas-Cabrera, e J.E. Valdez-Resendiz. Hybrid voltage-multipliers based switching power converters. volume 1373, páginas 29–43, 2011.
- [18] Y. J. A. Alcazar, R. T. Bascopé, D.S de Oliveira, E. H. P. Andrade, e W. G. Cárdenas. High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers. Em *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, páginas 2346–2352. IEEE, 2008.
- [19] S.V. Araujo, R. P. T. Bascopé, G. V. T. Bascopé, e L. Menezes. Step-up converter with high voltage gain employing three-state switching cell and voltage multiplier. Em *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, páginas 2271–2277. IEEE, 2008.
- [20] P. Kim, S. Lee, J. Park, e S. Choi. High step-up interleaved boost converters using voltage multiplier cells. Em *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, páginas 2844–2851. IEEE, 2011.
- [21] W. Li, Y. Zhao, Y. Deng, e X. He. Interleaved converter with voltage multiplier cell for high step-up and high-efficiency conversion. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(9):2397–2408, 2010.
- [22] A. Reza Reisi, M. Hassan Moradi, e S. Jamasb. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19:433–443, 2013.
- [23] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, G. Luigi, C. A. Canesin, et al. Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications. Em *Clean Electrical Power (ICCEP), 2011 International Conference on*, páginas 99–104. IEEE, 2011.
- [24] Ali Reza Reisi, Mohammad Hassan Moradi, e Shahriar Jamasb. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19(0):433 – 443, 2013.
- [25] A. Reza Reisi, M. Hassan Moradi, e S. Jamasb. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19:433–443, 2013.

- [26] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, e F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1292–1306, 2005.
- [27] D. Teraya, S. Masukawa, e S. Iida. Inverter for interchangeable use as current source inverter and voltage source inverter for interconnecting to grid. *Electrical Engineering in Japan*, 183(4):45–53, 2013.
- [28] Y.-H. Shin, Y.-S. Oh, K.-S. Ahn, e C.-S. Kim. Adapter design using planar transformer for aircraft. Em *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International*, páginas 1–5. IEEE, 2009.
- [29] Sinrace. Technical advantages of planar transformer in the switching power supply, Junho 2013.
- [30] Paytongroup. What is Planar Technology? URL: <http://www.paytongroup.com/whatis.asp> [último acesso em 2013-05-16].
- [31] W. M. Flanagan. *Handbook of Transformer Design and Applications*. McGraw-Hill Professional, Segunda edição, 1993.
- [32] R.W. Erickson e D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics. Springer, 2001.
- [33] Ferroxcube. Design of planar power transformers. URL: <http://www.ferroxcube.com/app1/info/plandesi.pdf> [último acesso em 2013-05-16].
- [34] ROHM. Features of SiC SBD. URL: <http://www.rohm.com/web/global/sic-sbd> [último acesso em 2013-05-21].
- [35] A. Agarwal, R. Singh, S.-H. Ryu, J. Richmond, C. Capell, S. Schwab, B. Moore, e J. Palmour. 600 V, 1-40 A, Schottky diodes in SiC and their applications. Em *Proc. Int'l Power Electronics Technology Conf*, páginas 631–639, 2002.
- [36] LEM. Current Transducer LTS 15-NP. URL: <http://www.lem.com/docs/products/lts%2015-np.pdf>.