

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

**Conversor CC/CC elevador para painéis
fotovoltaicos**

Filipe Miguel Costa Pereira

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Doutor António José de Pina Martins

Porto, julho de 2012

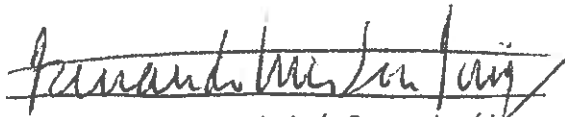
© Filipe Miguel Costa Pereira, 2012

A Dissertação intitulada

“Conversor CC/CC Elevador para Painéis Fotovoltaicos”

foi aprovada em provas realizadas em 16-07-2012


o júri



Presidente Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Américo Vicente Teixeira Leite
Professor Adjunto Departamento de Electrotecnia da Escola Superior de Tecnologia
e Gestão de Bragança



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 - Filipe Miguel Costa Pereira

Resumo

Uma vez que os combustíveis fósseis demoram muitos anos a regenerar-se, pode-se considerar como uma fonte de energia não renovável, portanto é provável que no futuro possa haver falta destes recursos. Para ultrapassar este tipo de problemas, a Humanidade terá de optar cada vez mais pelos recursos energéticos alternativos e renováveis. Nessa perspectiva é necessário promover o desenvolvimento de uma tecnologia que permita suprimir esse consumo excessivo dos combustíveis fósseis. Assim sendo, esta dissertação surge com o objetivo de implementar um conversor eletrónico de potência CC/CC elevador para painéis fotovoltaicos.

É realizado um estudo comparativo das principais topologias de conversores eletrónicos de potência existentes na atualidade e de algoritmos de controlo que permitem extrair a potência máxima de um painel fotovoltaico.

Nesta dissertação é apresentado o dimensionamento e a simulação, pois estes passos são importantes para a compreensão do funcionamento do conversor e para uma correta implementação. Para o desenvolvimento do controlo, utilizou-se a DSP F28335 para realizar o controlo sobre o conversor, sendo esta capaz de fazer a aquisição, processamento e atuação sobre o conversor.

Por fim, o conversor é implementado e testado. São analisados os resultados experimentais obtidos, que validam o estudo inicialmente realizado em simulação, e é feita uma discussão desses mesmos resultados.

Abstract

Once the fuel fossils take many years to regenerate it can considerer that they are a non renewable source of energy, so it is probable that in the future there will be a lack of this resource. So in order to overcome this problem humanity will need to invest more and more in alternative and renewable energy sources. In this perspective it is necessary to invest and promote the development of new technologies that will permit to suppress the growing need of this resource. Being so, this dissertation comes with the objective of implementing a DC/DC boost power electronic converter for photovoltaic panels.

It is made a comparative study about the main topologies of power electronics converters and also a study about the control algorithms that permit to maximize the power of the photovoltaic panel.

In this dissertation it is going to be show the design and simulation, because these are the main topics for the comprehension and correct implementation of the operations for the converter. In the development of the control it was used a DSP F28335 for the implementation of the converter control, being the DSP capable of acquiring, processing and acting over the converter.

In the end, the converter is going to be implemented and tested. The experimental results are analyzed in order to validate the initial studies made throught the simulation, a discussion of the results will take place.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Professor Doutor António José de Pina Martins por todo o apoio no desenvolvimento desta dissertação, não só a nível da partilha de conhecimento, mas também pela disponibilidade demonstrada nesta dissertação.

Gostaria de agradecer a minha família por todo o incentivo demonstrado a encarar este desafio, porque sem eles não seria possível chegar tão longe a nível pessoal e académico.

Gostaria de agradecer a todos os meus amigos que tiveram sempre ao meu lado, nos momentos bons, mas principalmente nos momentos maus. Um profundo obrigado ao Norberto, Cacete, Neca, Volume, Lolj, PAC, Guru, Ramiro, Ganzas, Pensador, Abel, Joanhina e ao resto da malta que entrou comigo em 2006, não menos importantes que as citadas.

Gostaria de agradecer ao resto do pessoal do curso de eletro que contribuíram para o meu sucesso académico, visto que este sucesso é fruto da convivência com eles.

Queria agradecer a todos os meus colegas de laboratório que sempre estiveram disponíveis para me tirar dúvidas e ajudar no trabalho desenvolvido. Um obrigado ao Sandro e ao Telmo.

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vii
Lista de figuras	xiii
Lista de tabelas	xvii
Abreviaturas e Símbolos	xix
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 - Motivação	1
1.2 - Objetivos	2
1.3 - Estrutura da dissertação.....	2
Capítulo 2	5
Estado da Arte	5
2.1 - Painéis fotovoltaicos	5
2.1.1 - Características I-V dos painéis fotovoltaicos.....	6
2.1.2 - Modelos fotovoltaicos e circuitos equivalentes.....	7
2.1.2.1 - Modelo com um diodo.....	7
2.1.2.2 - Modelo com dois diodos	7
2.1.2.3 - Modelo com um diodo sem resistência em paralelo R_p	8
2.1.3 - Influência da radiação e da temperatura no desempenho dos painéis fotovoltaicos.....	9
2.2 - Conversores CC-CC Boost	11
2.2.1 - Conversor <i>Interleaved boost</i>	12
2.2.2 - Conversor <i>Cascade boost</i>	13
2.2.3 - Conversor <i>Multilevel boost</i>	14
2.2.4 - Conversor <i>Hybrid boost</i>	15
2.2.5 - Conversor <i>Three state comutation cell</i>	16
2.2.6 - Conversor Flyback boost	17
2.3 - Controladores MPPT	18
2.3.1 - Perturbação e observação.....	19
2.3.2 - Condutância incremental.....	20
2.3.3 - Tensão constante	21
2.3.4 - Controlo MPPT baseado na linearização das características I-V	22
2.3.5 - Controlo MPPT baseado em lógica difusa.....	22

2.3.6 - Controlo MPPT baseado em redes neuronais.....	23
2.4 - Topologias de conversão para ligação à rede.....	23
2.4.1 - Sistema com inversor central.....	23
2.4.2 - Sistema string com inversor.....	24
2.4.3 - Sistema de multistring com inversor	24
2.4.4 - Sistema MPPT distribuído.....	25
2.5 - Conclusões	26
Capítulo 3	29
Sistemas a implementar	29
3.1 - Conversor CC/CC <i>Three state comutation cell</i>	29
3.1.1 - Análise teórica dos elementos de potência constituintes do conversor <i>Three state comutation Cell</i>	33
3.1.1.1 - Bobina <i>Lb</i>	34
3.1.1.2 - Transformador <i>Tr</i>	35
3.1.1.3 - Semicondutores <i>S1</i> e <i>S2</i>	35
3.1.1.4 - Semicondutores <i>Dp</i> , <i>D1</i> , <i>D2</i> e <i>D3</i>	36
3.1.1.5 - Condensadores <i>C1</i> , <i>C2</i> , <i>C3</i>	36
3.1.2 - Dimensionamento dos elementos de potência constituintes do conversor <i>Three state comutation Cell</i>	38
3.1.2.1 - Dimensionamento da bobina <i>Lb</i>	38
3.1.2.2 - Dimensionamento do transformador <i>Tr</i>	40
3.1.2.3 - Dimensionamento dos interruptores <i>S1</i> e <i>S2</i>	42
3.1.2.4 - Dimensionamento dos díodos <i>Dp</i> , <i>D1</i> , <i>D2</i> e <i>D3</i>	44
3.1.2.5 - Dimensionamento dos condensadores <i>C1</i> , <i>C2</i> ,e <i>C3</i>	46
3.2 - Algoritmo MPPT	46
3.3 - Conclusões	48
Capítulo 4	49
Simulação do conversor	49
4.1 - Painel Fotovoltaico.....	51
4.2 - Conversor CC-CC	53
4.2.1 - Resultados da simulação do conversor CC-CC	53
4.3 - Algoritmo MPPT	60
4.3.1 - Resultados da simulação do algoritmo MPPT	61
4.3.1.1 - Resultados com temperatura constante e radiação solar variável.....	62
4.3.1.2 - Resultados com radiação solar constante e temperatura variável.....	65
4.4 - Conclusões	68
Capítulo 5	71
Implementação do conversor e resultados experimentais	71
5.1 - Plataforma de controlo	71
5.1.1 - Arquitetura funcional da DSP	72
5.2 - Drive dos Mosfets e circuito de proteção da DSP	73
5.3 - Circuitos de aquisição.....	75
5.3.1 - Circuito de aquisição de tensão.....	75
5.3.2- Circuito de aquisição de corrente	75
5.4 - Programa de controlo para enviar para a DSP.....	76
5.5 - Placa de circuito impresso - PCB.....	77
5.6 - Resultados experimentais	78
5.7 - Conclusões	85
Capítulo 6	87
Conclusões e Desenvolvimentos Futuros	87
6.1 - Conclusões	87
6.2 - Desenvolvimentos Futuros	88

Referências	89
-------------------	----

Lista de figuras

Figura 2.1- Modelo com um díodo	7
Figura 2.2 - Modelo com dois díodos	8
Figura 2.3- Modelo com um díodo sem resistência em paralelo R_p	8
Figura 2.4 - Curvas características I-V que demonstram a influência da radiação nos painéis FV.....	10
Figura 2.5- Curvas características I-V que demonstram a influência da temperatura nos painéis FV.....	10
Figura 2.6 - Curvas características P-V que demonstram a influência da radiação nos painéis FV.....	11
Figura 2.7 - Curvas características P-V que demonstram a influência da temperatura nos painéis FV.....	11
Figura 2.8 - Conversor CC-CC boost convencional	12
Figura 2.9 - Conversor CC-CC <i>Interleaved boost</i>	13
Figura 2.10 - Conversor CC-CC cascade boost	14
Figura 2.11 - Conversor CC-CC Integrated Cascaded boost.....	14
Figura 2.12 - Conversor CC-CC Multilevel boost.....	15
Figura 2.13 - Conversor CC-CC Hybrid boost	16
Figura 2.14 - Conversor <i>Three state comutation cell</i>	17
Figura 2.15 - Conversor CC-CC Flyback boost.....	18
Figura 2.16 - Esquema de uma possível implementação do algoritmo MPPT[16].....	18
Figura 2.17 - Curvas características que caracterizam o algoritmo MPPT perturbação e observação [16].....	20
Figura 2.18 - Curvas características que caracterizam o algoritmo MPPT condutância incremental [16].....	21
Figura 2.19 - Curvas de características que caracterizam o algoritmo MPPT tensão constante [16]	21
Figura 2.20 - Curvas de características que caracterizam o algoritmo MPPT [7].....	22
Figura 2.21 - Exemplo de uma rede neuronal.....	23

Figura 2.22 - Topologia do sistema com inversor central	24
Figura 2.23 - Sistema string com inversor	24
Figura 2.24 - Sistema multistring com inversor	25
Figura 2.25 - Sistema com MPPT distribuído	25
Figura 3.1- Conversor CC/CC three state comutation cell	30
Figura 3.2- Comando dos interruptores $S1$ e $S2$	31
Figura 3.3- Principais formas de onda do conversor proposto [14].	32
Figura 3.4- Ganho estático em função do <i>duty-cycle</i> do conversor proposto [14].	33
Figura 3.5- Ondulação da corrente parametrizada na bobina Lb em função do <i>duty-cycle</i> D [18]	34
Figura 3.6- Comparação entre vários semicondutores [19]	43
Figura 3.7- <i>Flowchart</i> do algoritmo MPPT condutância incremental	47
Figura 4.1- Arquitetura do sistema de conversão fotovoltaica	50
Figura 4.2- Interligação entre os sistemas no <i>software</i> de simulação PSIM	50
Figura 4.3- Conversor Three state comutation Cell no <i>software</i> de simulação PSIM	51
Figura 4.4- Modelo físico do Painel FV	51
Figura 4.5- Modelo equivalente do painel FV com único diodo	52
Figura 4.6- Ferramenta utilizada para parametrizar o painel FV SHARP NU235	52
Figura 4.7- Corrente na bobina Lb e comandos PWM dos transístores	54
Figura 4.8- Tensão e corrente nos enrolamentos primários do transformador Tr	55
Figura 4.9- Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador Tr	55
Figura 4.10- Tensão nos semicondutores $S1$ e $S2$	56
Figura 4.11- Tensão e corrente nos díodos Dp e $D1$	56
Figura 4.12- Tensão e corrente nos díodos $D2$ e $D3$	57
Figura 4.13- Tensão nos condensadores $C1$, $C2$ e $C3$	57
Figura 4.14- Tensão e corrente do painel FV	58
Figura 4.15- Tensão e corrente na saída do conversor CC-CC	59
Figura 4.16- Potências de entrada e saída do conversor CC-CC	59
Figura 4.17- Algoritmo MPPT implementado no bloco <i>Simplified block C</i>	60
Figura 4.18- Degrau de radiação	62

Figura 4.19-Resposta do algoritmo ao degrau de radiação	63
Figura 4.20-Variações lineares da radiação	63
Figura 4.21- Resposta do algoritmo as variações lineares de radiação impostas	64
Figura 4.22-Vários degraus de radiação.....	64
Figura 4.23- Resposta do algoritmo aos vários degraus de radiação.....	65
Figura 4.24- Degrau de Temperatura.....	66
Figura 4.25-Resposta dinâmica ao degrau de temperatura	66
Figura 4.26- Variações lineares de temperatura	67
Figura 4.27- Resposta do algoritmo às variações lineares de temperatura impostas.....	67
Figura 4.28- Vários degraus de radiação.....	68
Figura 4.29- Resposta do algoritmo aos vários degraus de temperatura.....	68
Figura 5.1-Fotografia da DSP Piccolo TI F28335 utilizada	72
Figura 5.2-Arquitetura funcional da DSP[20].....	73
Figura 5.3- Optoacoplador com drive HCPL-3180	74
Figura 5.4-Transdutor de tensão LV-25P.....	75
Figura 5.5-Transdutor de corrente HY-15P	75
Figura 5.6-Programa de controlo em PSIM para enviar para a DSP	77
Figura 5.7-Footprint da PCB desenvolvida.....	78
Figura 5.8-Fotografia do conversor implementado	78
Figura 5.9-Banco de baterias (400V)	79
Figura 5.10-Fotografia das medições das tensões no painel e na carga resistiva	80
Figura 5.11-Comandos PWM dos transístores S1 e S2	80
Figura 5.12-Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV	81
Figura 5.13-Tensão nos enrolamentos primários do transformador.....	81
Figura 5.14-Tensão no enrolamento primário (roxo) e no secundário (verde).....	82
Figura 5.15-Tensão nos semicondutores S1 e S2	82
Figura 5.16-Tensões V_{ds} nos transístores (roxo e amarelo), na gate de um dos transístores (azul) e no enrolamento secundário do transformador.....	83
Figura 5.17-Tensao (azul) e corrente (verde) do painel FV	83
Figura 5.18-Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV após o 1º degrau de radiação	84

Figura 5.19- Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV	84
Figura 5.20- Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV após o 2º degrau de radiação	85

Lista de tabelas

Tabela 2.1- Características dos principais algoritmos MPPT	26
Tabela 3.1- Tensões máximas aplicadas aos díodos.	36
Tabela 3.2- Especificações e parâmetros do projeto do conversor.	38
Tabela 3.3- Parâmetros de projeto da bobina Lb	39
Tabela 3.4-Parâmetros de projeto do transformador Tr	41
Tabela 3.5- Características do transistor <i>HEXFET® Power MOSFET IRF360</i>	43
Tabela 3.6- Características do diodo 1N5400.....	45
Tabela 3.7- Soluções encontradas com base no dimensionamento do conversor e as respectivas perdas.....	48
Tabela 4.1- Características do painel FV SHARP parametrizado.	53
Tabela 4.2- Valores de diferentes grandezas físicas no MPP com radiação variável e temperatura constante (25 °C).....	61
Tabela 4.3- Valores de diferentes grandezas físicas no MPP com temperatura variável e radiação constante (1000 <i>W/m2</i>).....	61
Tabela 5.1- Características elétricas do painel FV BP 3170.....	79

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas:

ADC	<i>Analog to Digital converter</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DSP	<i>Digital signal processor</i>
FV	Fotovoltaico
MPP	<i>Maximum power point</i>
MPPT	<i>Maximum power point tracking</i>
PCB	Printed Circuit Board
PWM	<i>Pulse with modulation</i>
SMPS	<i>switching mode power supply</i>

Lista de símbolos:

α	Fator de idealidade
I_0	Corrente reversa de saturação (A)
I_{SC}	Corrente de curto-circuito (A)
V_{oc}	Tensão de circuito aberto (V)
k	Constante de Boltzmann (J/°K)
N_p	Número de células em paralelo
N_s	Número de células em série
q	Carga do eletrão (C)
R_s	Resistência série do painel fotovoltaico (Ω)
I_{pv}	Corrente do painel fotovoltaico (A)
v_{pv}	Tensão do painel fotovoltaico (V)
$S_{1,2}$	Tensão nos transístores (V)
D_1	Tensão no díodo (V)

P_{mpp}	Potência no ponto máximo de potência (W)
V_{mpp}	Tensão no ponto máximo de potência (V)
I_{mpp}	Corrente no ponto máximo de potência (A)

Capítulo 1

Introdução

Uma vez que os combustíveis fósseis, como o carvão, petróleo e o gás natural, demoram 65 milhões de anos a regenerar-se pode-se considerá-la como uma fonte de energia não renovável, portanto é provável que no futuro possa haver falta destes recursos. Além disso o uso destes recursos tem consequências para o meio ambiente, como a contaminação do ar pela sua combustão, sendo um problema para a saúde pública.

Para ultrapassar este tipo de problemas, a Humanidade terá de optar cada vez mais pelos recursos energéticos alternativos e renováveis, como a água, o vento, as ondas do mar, energia solar, recursos estes inesgotáveis.

As energias renováveis são todas aquelas formas de energia cuja taxa de utilização é inferior à sua taxa de renovação [1].

A fonte de energia que será abordada nesta dissertação, fotovoltaica (FV), é uma das mais importantes e mais abundantes fontes de energia renováveis no Mundo comparativamente com as outras. A energia fotovoltaica é limpa e livre de emissões, uma vez que não produz poluentes nocivos à natureza, com grande fiabilidade. A conversão de energia solar em energia elétrica pode ser aplicada em várias áreas, tais como residências, veículos, e em aviões [2, 3].

Nos sistemas fotovoltaicos é sempre desejável operar no ponto de potência máxima (MPP) que varia em função da temperatura e da radiância. Quando um conversor é ligado a um controlador bem dimensionado, o ponto MPP pode ser devidamente seguido; para tal é normalmente utilizado um conversor CC-CC boost [4].

1.1 - Motivação

Atualmente utiliza-se a energia fotovoltaica nas mais diversas áreas com o objetivo de geração de energia elétrica aliada as seguintes vantagens: simplicidade de instalação, facilidade de expansão, elevado grau de confiabilidade do sistema, redução das perdas por

transmissão de energia devido à proximidade entre geração e consumo e pouca necessidade de manutenção. Além disso, os sistemas fotovoltaicos são fontes silenciosas e não poluentes de geração de energia elétrica.

Os sistemas de transformação de energia fotovoltaica podem ser utilizados para fins domésticos, em que o beneficiário vende a eletricidade produzida ao operador da rede nacional, para grandes centrais de produção de eletricidade e também ser a fonte de energia de certos aparelhos onde a rede energética nacional não chega ou não é necessária, como por exemplo painéis eletrônicos e sistemas de emergência nas autoestradas. Os três tipos de aplicações genéricos são: com ligação à rede de energia elétrica em que a energia produzida é injetada na rede, isolados, nos locais onde a rede de distribuição não chega e em híbridos, em que os sistemas fotovoltaicos são associados a outros tipos de sistemas de produção de energia elétrica.

1.2 - Objetivos

A dissertação apresentada neste documento, tem os seguintes objetivos:

- Modelação das características elétricas e térmicas de um painel fotovoltaico.
- Sistematizar e realizar uma análise comparativa de conversores CC/CC elevadores para painéis fotovoltaicos.
- Estudo comparativo dos métodos de controlo aplicáveis à conversão de energia fotovoltaica;
- Projeto, simulação e implementação de um conversor CC/CC elevador para painéis fotovoltaicos.
- Implementação na plataforma de controlo DSP do algoritmo MPPT do conversor;
- Teste e caracterização energética da solução implementada

1.3 - Estrutura da dissertação

A dissertação está estruturada em seis capítulos e referências bibliográficas.

O primeiro capítulo expõe a contextualização do problema e cita os principais objetivos da dissertação.

O segundo capítulo apresenta um estudo das tecnologias já existentes e relevantes para o tema da dissertação, bem como a fundamentação teórica das mesmas.

O terceiro capítulo apresenta a análise teórica do conversor proposto, com base nessa análise realizou-se o dimensionamento do conversor. Além disso, o capítulo apresenta uma análise mais aprofundada do algoritmo MPPT escolhido.

No quarto capítulo realizou-se a simulação do conversor *boost Three state comutation Cell* e do algoritmo MPPT condutância incremental.

No quinto capítulo, é ilustrado todo o equipamento experimental utilizado no trabalho desenvolvido ao longo da dissertação e analisados os resultados experimentais obtidos.

Por fim, no sexto capítulo, são referidas as conclusões finais e futuros desenvolvimentos em torno do trabalho desenvolvido na presente dissertação.

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste capítulo é apresentado um estudo das tecnologias já existentes relevantes para o tema da dissertação bem como a fundamentação teórica das mesmas. As tecnologias abordadas neste capítulo são: painéis fotovoltaicos, conversores CC/CC elevadores, topologias de conversão para ligação à rede e controladores MPPT.

2.1 - Painéis fotovoltaicos

Os primeiros painéis fotovoltaicos foram inventados em 1883 por Charles Fritts. O selênio foi usado para construir os primeiros protótipos, obtendo ganhos de eficiência energética de 1%. Os painéis fotovoltaicos de silício foram desenvolvidos em 1954 pelos investigadores Calin Fuller, Daryl Chapin e Gerald Pearson. Este avanço marcou uma mudança fundamental na geração de potência. A eficiência energética dos painéis fotovoltaicos aumentou de 6% a 10%, no entanto devido aos custos elevados deste tipo de painéis, as aplicações comerciais foram limitadas [2].

As décadas de oitenta e noventa foram também marcadas por um maior investimento em programas de financiamento e de demonstração motivados, sobretudo, pela consciência crescente da ameaça das alterações climáticas devido à queima de combustíveis fósseis. Exemplos destas iniciativas são a instalação da primeira central solar de grande envergadura na Califórnia, em 1982, e o lançamento dos programas de “telhados solares” na Alemanha (1990) e no Japão (1993). Os poderes políticos compreenderam então que a criação de um verdadeiro mercado fotovoltaico não poderia basear-se apenas no desenvolvimento tecnológico, aumentando a eficiência das células, ou reduzindo o seu custo de produção, mas também através de uma economia de escala: quantos mais módulos fotovoltaicos forem fabricados menor será o custo unitário.

Entretanto, o desenvolvimento tecnológico fotovoltaico não pára. Assim, em 1998 foi atingida a eficiência de 24,7%, com painéis em silício monocristalino, enquanto, no ano

passado, o grupo do “*Fraunhofer Institut for Solar Energy Systems*” anunciou uma eficiência superior a 20% para painéis em silício multicristalino [5, 6].

Um painel fotovoltaico converte luz solar em eletricidade, que é o processo físico conhecido como o efeito fotoelétrico. A luz que incide no painel fotovoltaico, poder ser refletida, absorvida ou passar através do painel, no entanto apenas a luz absorvida gera eletricidade. Uma propriedade elétrica especial do painel fotovoltaico é a “*built-in electric field*”, que fornece a força e a tensão necessária para conduzir a corrente através de uma carga externa, como por exemplo uma lâmpada. Para induzir esta propriedade dentro de um painel fotovoltaico é preciso colocar em contato duas camadas de materiais semicondutores diferentes, uma camada do tipo n e outra do tipo p, carregadas com carga elétrica negativa e positiva respectivamente [7].

2.1.1 - Características I-V dos painéis fotovoltaicos

As curvas características correntes - tensão (I-V) são obtidas pela exposição dos painéis fotovoltaicos a um nível constante de incidência de luz, mantendo ao mesmo tempo a temperatura dos painéis constante, variando a resistência da carga e medindo a corrente produzida [7]. A curva I-V passa normalmente em dois pontos:

Corrente de curto-circuito (*Short-circuit current* I_{SC}): I_{SC} é produzida quando os terminais dos painéis estão curto-circuitados e a tensão entre os mesmos terminais é zero, o que corresponde a uma resistência de carga igual a zero.

Tensão de circuito aberto (*Open-circuit voltage* V_{OC}): V_{OC} é a tensão quando os terminais estão em circuito aberto, a corrente é nula e a resistência é infinita.

O ponto MPP do painel pode ser determinado através da variação da resistência de carga a partir de zero (curto-circuito) até infinito (circuito aberto). Na curva característica I-V, o ponto MPP ocorre quando o produto da corrente e tensão é máxima. Como não é produzida potência quando o painel está em curto-circuito e em circuito aberto, então o MPP encontra-se entre esses dois pontos, mais especificamente é gerada em torno do “joelho” da curva I-V [7].

A tensão de saída de um sistema fotovoltaico pode ser determinada em (2.1):

$$V_{PV} = \frac{N_S a k T}{q} * \ln \left(\frac{I_{SC} - I_{PV} + N_P I_0}{N_P I_0} \right) - \left(\frac{N_S}{N_P} \right) R_S I_{PV} \quad (2.1)$$

Os parâmetros usados na equação são:

α - Fator de idealidade,

I_0 - Corrente de saturação,

- I_D - Corrente no diodo,
- I_{PV} - Corrente da célula PV,
- I_{SC} - Corrente de curto-circuito da célula PV,
- k - Constante de Boltzmann,
- q - Carga do elétron,
- V_{PV} - Tensão da célula PV,
- V_T - Tensão correspondente a temperatura T.

2.1.2 - Modelos fotovoltaicos e circuitos equivalentes

2.1.2.1 - Modelo com um diodo

Um modelo FV pode ser expresso pelo circuito equivalente mostrado na Figura 2.1. Este modelo também é conhecido como um modelo do diodo único. Neste modelo, a tensão de circuito aberto e de curto-circuito são os parâmetros essenciais. A corrente de curto-circuito depende da iluminação, enquanto a tensão de circuito aberto é afetada pelo material e temperatura. V_T é a tensão de temperatura expressa como $V_T = kT/q$, que corresponde ao valor de 25.7mV com uma temperatura de 25°C. O fator de idealidade α varia geralmente entre 1 e 5 para este modelo. As equações que definem este modelo são:

$$I_D = I_o * (e^{V_{PV}/\alpha V_T} - 1), \quad (2.2)$$

$$I_{PV} = I_{SC} - I_D - I_p, \quad (2.3)$$

$$V_{PV} = \alpha V_T * \ln\left(\frac{I_{SC} - I_{PV}}{I_o} + 1\right). \quad (2.4)$$

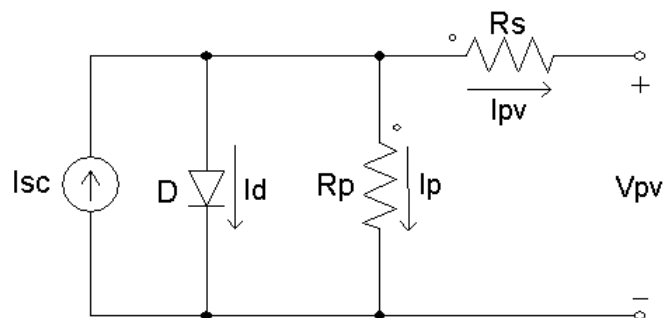


Figura 2.1- Modelo com um diodo

2.1.2.2 - Modelo com dois diodos

Um modelo alternativo dos painéis fotovoltaicos é o modelo com dois diodos, apresentado na Figura 2.2. Este modelo permite mais graus de liberdade devido ao segundo diodo, com o

objetivo de alcançar resultados mais precisos. No entanto, o primeiro modelo é mais utilizado para aplicações fotovoltaicas, uma vez que é suficiente para representar as características dos painéis FV. Embora tenha mais precisão, este modelo de dois díodos não é muito utilizado devido à sua complexidade.

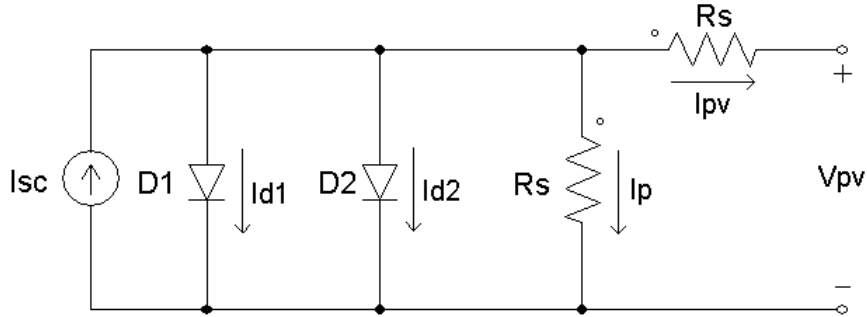


Figura 2.2 - Modelo com dois díodos

As características do painel fotovoltaico podem ser definidas por:

$$I_{pv} = I_{sc} - I_{D1} - I_{D2} - I_p, \quad (2.5)$$

$$I_{pv} = I_{sc} - I_0 * \left(e^{\frac{q(V_{pv} + R_s I_{pv})}{\alpha K T}} - 1 \right) - \frac{(V_{pv} + R_s I_{pv})}{R_p} \quad (2.6)$$

2.1.2.3 - Modelo com um díodo sem resistência em paralelo R_p

Geralmente, a resistência em paralelo R_p representada no modelo de um díodo é suficientemente elevada para se comportar como um circuito aberto. Portanto, ao negligenciar-se essa resistência, não vai afetar de forma significativa a precisão do modelo. Desta forma, obtém-se o modelo representado na figura 2.3, mais simples que os anteriores.

$$I_{pv} = I_{sc} - I_D = I_{sc} - I_0 * \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{\alpha K T}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

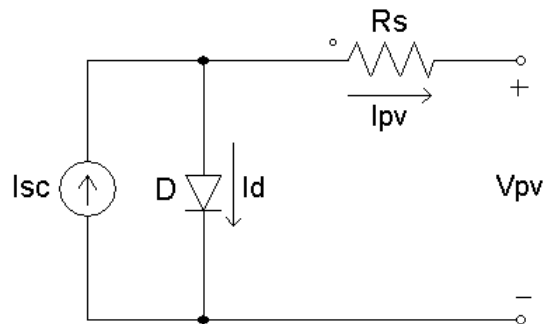


Figura 2.3- Modelo com um díodo sem resistência em paralelo R_p

Para este modelo, o fator de idealidade α varia entre 1 e 2. Com base em estudos experimentais e análises teóricas, o valor de α pode ser determinado para características mais reais para o painel fotovoltaico.

2.1.3 - Influência da radiância e da temperatura no desempenho dos painéis fotovoltaicos

O desempenho de qualquer painel está dependente de dois fatores climáticos, a temperatura do painel e a radiação solar que nele incide. Para construir um modelo que simule a curva de Corrente/Tensão de um verdadeiro painel fotovoltaico é necessário que este tenha em conta os dois fatores anteriormente apresentados. O modelo tem que ser capaz de simular a curva correspondente a temperatura e radiação dadas, mesmo que sejam diferentes das condições de referência standard (1000 W/m^2 para a radiação e $25 \text{ }^\circ\text{C}$ para a temperatura).

Com o aumento da radiância solar, a corrente I_{SC} e a tensão V_{OC} dos painéis fotovoltaicos aumentam. A corrente I_{SC} tem praticamente uma relação linear com a radiância. Por outro lado, quando a temperatura aumenta a tensão V_{OC} diminui, enquanto a corrente I_{SC} aumenta.

As Figuras 2.4 e 2.5 representam as curvas de características P - V para o painel fotovoltaico SHARP_NU_235W, sob a influência de uma determinada radiância G_a e de uma determinada Temperatura T_C . A figura 2.4 mostra que a tensão V_{OC} aumenta logaritmicamente com o aumento da radiância, enquanto a corrente I_{SC} é uma função linear da radiância. A influência da temperatura do painel na curva de características I - V está representada na figura 2.5. O aumento da temperatura do painel provoca uma diminuição linear da tensão V_{OC} . Esta diminuição resulta numa redução da eficiência energética do painel. A corrente I_{SC} aumenta ligeiramente com o aumento temperatura do painel fotovoltaico.

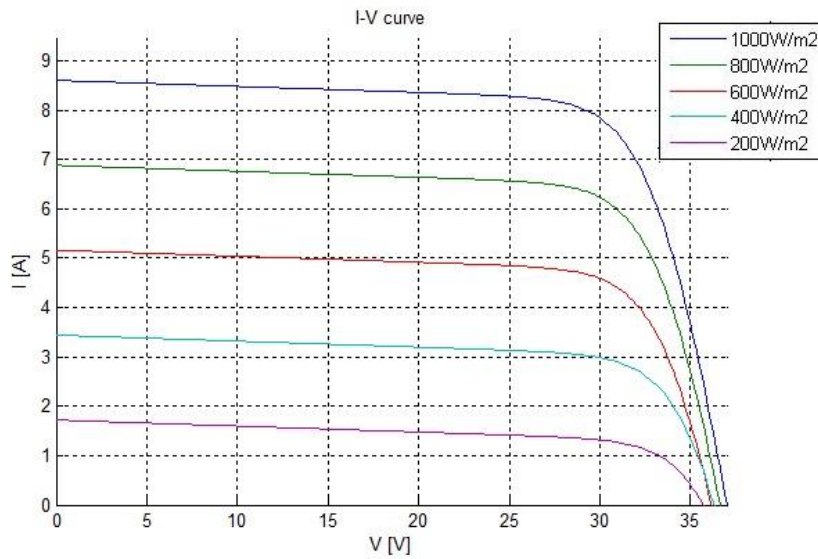


Figura 2.4 - Curvas características I-V que demonstram a influência da radiação nos painéis FV

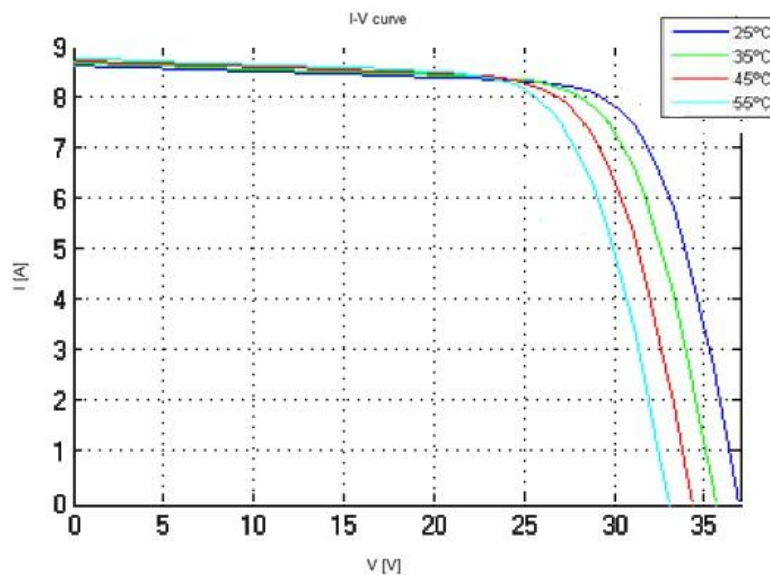


Figura 2.5- Curvas características I-V que demonstram a influência da temperatura nos painéis FV

As Figuras 2.6 e 2.7 representam as curvas de características $P-V$ para o painel fotovoltaico SHARP_NU_235W, sob a influência de uma determinada radiação G_a e de uma determinada Temperatura T_c . Na figura 2.6 pode-se observar que, com a diminuição da radiação, a potência sofre uma redução proporcional à corrente. Na Figura 2.7 pode-se observar as curvas $P-V$ para diferentes temperaturas. Como seria de esperar, a potência é menor com o aumento da temperatura

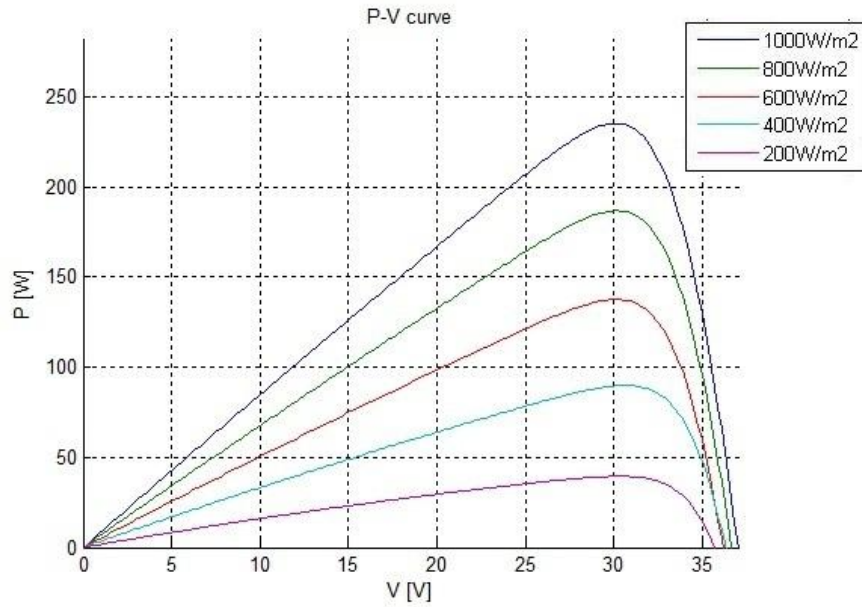


Figura 2.6 - Curvas características P-V que demonstram a influência da radiação nos painéis FV

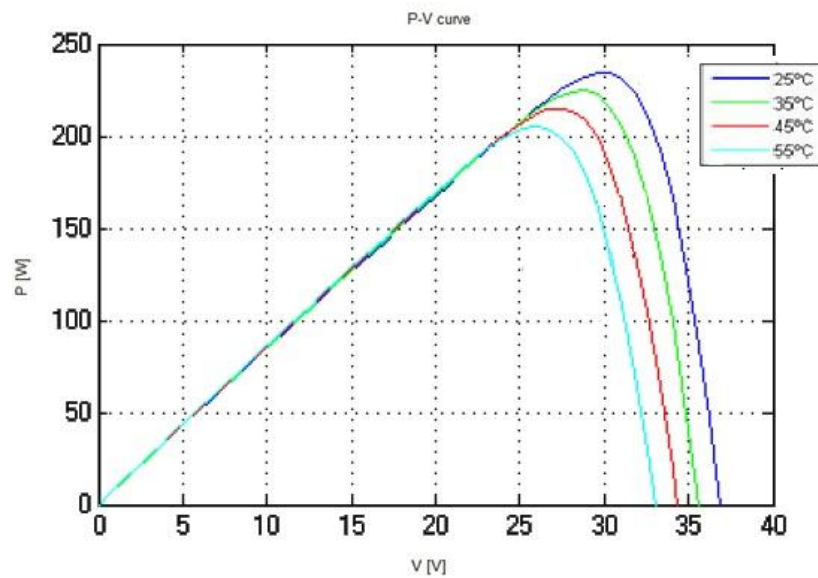


Figura 2.7 - Curvas características P-V que demonstram a influência da temperatura nos painéis FV

2.2 - Conversores CC-CC Boost

O conversor *boost* (elevador) da figura 2.8 é um conversor de potência de corrente contínua com a tensão de saída superior à tensão de entrada. Ele está inserido na classe dos SMPS (*switching mode power supply*) que contém pelo menos dois semicondutores, um diodo e um interruptor, e pelo menos um elemento de armazenamento de energia. Muitas vezes são adicionados filtros à saída deste conversor para melhorar o seu desempenho.

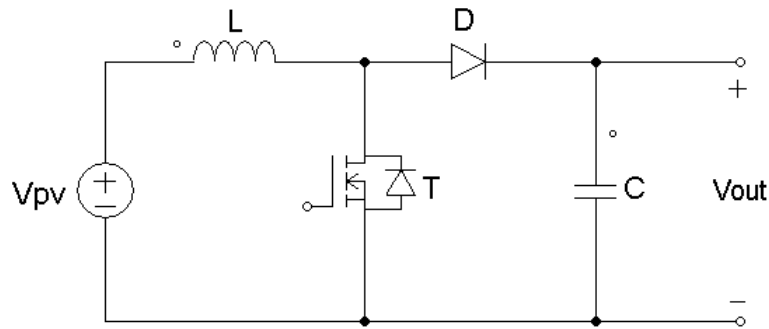


Figura 2.8 - Conversor CC-CC boost convencional

O armazenamento e descarga de energia é realizado pela bobina L. Este comportamento é controlado através de um *duty-cycle* do sinal PWM aplicado no interruptor T. No modo de condução contínua este conversor tem dois estados:

Estado 1 - ocorre quando o interruptor está a conduzir. A corrente circula pela bobina, esta é magnetizada, portanto é carregada com a energia da tensão de entrada V_{in} .

Estado 2 - ocorre quando o interruptor não está a conduzir. Durante este modo o diodo começa a conduzir e a bobina é desmagnetizada. A fonte V_{in} e a bobina fornecem energia para a carga, ou seja, a tensão de saída V_{out} aumenta.

O conversor *boost* retira da fonte uma corrente praticamente contínua sem necessitar de nenhum estado adicional. O problema desta topologia na sua configuração mais básica é a ondulação de corrente. Esta pode ser reduzida com o aumento da frequência do interruptor, aumentando, conseqüentemente, as suas perdas. Devido a estas limitações o conversor boost convencional é pouco utilizado em aplicações de elevada eficiência. Em seguida são sumariamente descritas topologias de conversores *boost* que solucionam as limitações caracterizadas anteriormente.

- Conversor *Interleaved boost*;
- Conversor *Cascade boost*;
- Conversor *Multilevel boost*;
- Conversor *Hybrid boost*;
- Conversor *Three state comutation cell*;
- Conversor *Flyback boost*.

2.2.1 - Conversor *Interleaved boost*

Comparativamente com o conversor boost convencional, o *interleaved boost* representado na figura 2.9 mantém os níveis de eficiência elevados, no entanto reduz significativamente a ondulação de corrente sem a necessidade de aumentar a frequência de comutação. Para isso é necessário que os sinais de controlo dos interruptores Q_1 e Q_2 tenham

um desvio de fase de $360^\circ/N$ entre si, em que N é o número de fases. A corrente da fonte é dividida pelo paralelo das bobinas, ou seja, com a mesma potência este conversor necessita de elementos com características de corrente menores do que o *boost* convencional. No entanto, esta topologia necessita de vários componentes o que pode provocar um aumento das perdas [4, 8].

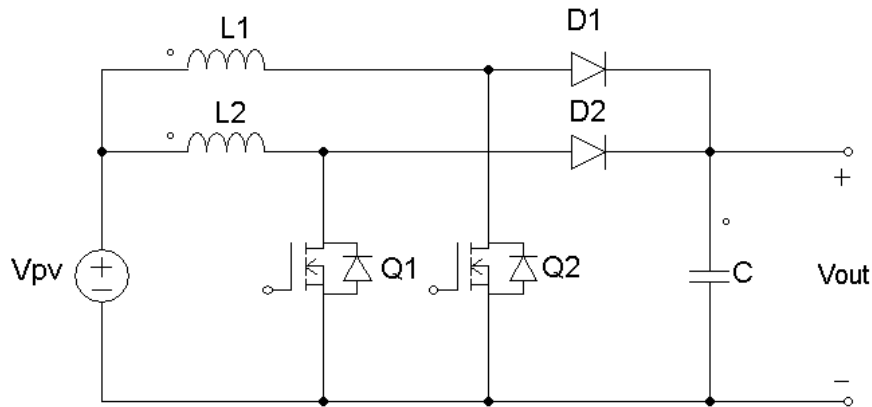


Figura 2.9 - Conversor CC-CC *Interleaved boost*

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.8)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.8)$$

2.2.2 - Conversor *Cascade boost*

O conversor *cascade boost* representado na figura 2.10 é constituído por dois conversores boost em cascata, com o intuito de aumentar o ganho de tensão e diminuir a ondulação de corrente em relação ao boost convencional. Na mesma figura podem ser observados os dois estágios do conversor cascade, onde no primeiro estágio o esforço de tensão dos semicondutores é baixo e pode funcionar com elevada frequência de comutação para melhorar a densidade de potência do conversor. No segundo estágio o conversor pode trabalhar com uma frequência de comutação baixa, com o objetivo de diminuir as perdas de comutação. No entanto, este sistema apresenta problemas de estabilidade e o circuito de controlo tem que ser desenvolvido com cuidado [4, 9].

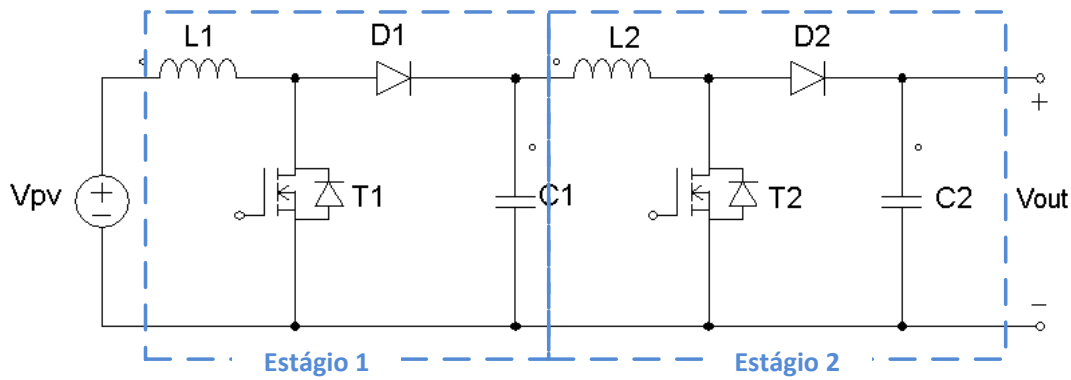


Figura 2.10 - Conversor CC-CC cascade boost

A topologia caracterizada anteriormente, com dois interruptores, pode ser modificada de maneira a possuir apenas um interruptor, com o objetivo de reduzir a complexidade do sistema. Na figura 2.11 está representado o conversor *integrated cascade boost*.

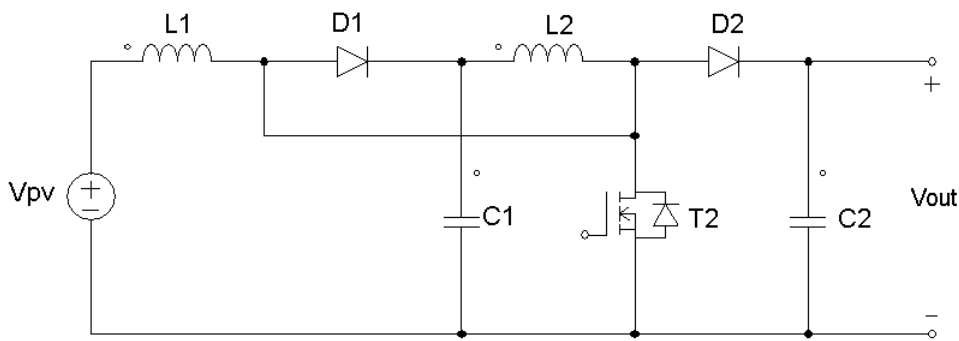


Figura 2.11 - Conversor CC-CC Integrated Cascaded boost

Quando o interruptor T_2 não está a conduzir, a energia armazenada na bobina L_1 é transferida para o condensador C_1 pelo diodo D_1 . A energia armazenada na bobina L_2 é entregue à carga através do diodo D_0 . O circuito é simplificado e os problemas de instabilidade, encontrados no conversor cascade, são evitados [3].

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.9)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.9)$$

2.2.3 - Conversor *Multilevel boost*

O conversor representado na figura 2.12 é um N_x *multilevel boost*. A nomenclatura N_x está associada ao número níveis de tensão de saída do conversor. Este conversor apresenta várias vantagens relativamente ao conversor boost convencional. Algumas dessas vantagens

são: elevados ganhos de tensão sem utilizar transformadores, faz o balanceamento da tensão em todos os condensadores e apresenta elevada eficiência apenas utilizando um interruptor. Este conversor é constituído por um interruptor, $2N - 1$ díodos e $2N - 1$ condensadores [10, 11].

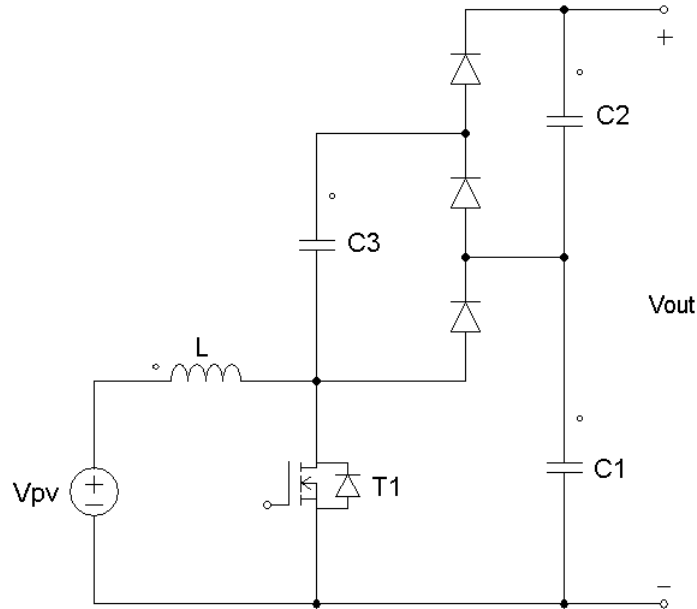


Figura 2.12 - Conversor CC-CC Multilevel boost

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.10)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.10)$$

2.2.4 - Conversor Hybrid boost

O conversor da figura 2.13 pode ser visto como um conversor boost clássico, onde a saída é dividida pelos condensadores C_{o1} e C_{o2} .

Ao integrar o bloco A no conversor boost convencional, obtém-se um novo conversor denominado hybrid boost. É utilizado um filtro (L_o, C_o) na saída para obter uma tensão contínua limpa na saída. Quando o interruptor T_1 está a em aberto os condensadores carregam, quando o interruptor T_1 fechado, os dois díodos (D_1, D_2) estão inversamente polarizados e os condensadores descarregam [12, 13].

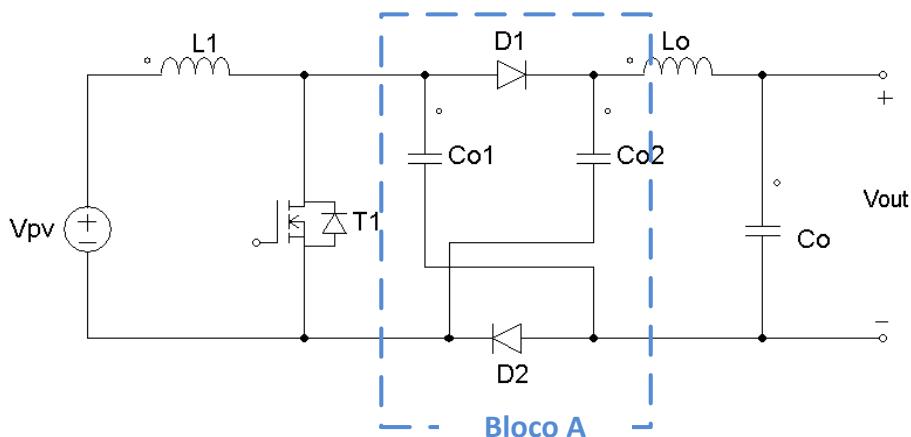


Figura 2.13 - Conversor CC-CC Hybrid boost

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.11)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{D}{1+D} \quad (2.11)$$

2.2.5 - Conversor *Three state comutation cell*

O conversor *CC/CC Three state comutation Cell* da Figura 2.14 permite obter ganhos de tensão elevados e baixas ondulações na corrente de entrada. O circuito é indicado para correntes de entrada elevadas, porque os dois interruptores constituintes do conversor dividem essa corrente, permitindo a redução das perdas de condução e comutação, resultando no aumento da eficiência do conversor. Outra característica deste conversor é a bobina de entrada estar sujeita ao dobro da frequência de comutação o que permite reduzir o seu peso e volume.

O elevado ganho de tensão é obtido quando o conversor está a operar com um duty cycle maior que 0.5. É importante clarificar que o conversor também opera com um duty cycle menor que 0.5, mas a tensão induzida pelo secundário do transformador é pobre e consequentemente não é possível aumentar a tensão de saída para o valor desejado

Este conversor é constituído por uma bobina L_b de armazenamento de energia, dois interruptores controlados S_1 e S_2 , quatro díodos retificadores D_1, D_2, D_3 e D_p , três condensadores C_1, C_2 e C_3 e um transformador T_r . O transformador é composto por dois enrolamentos primários, com o mesmo número de espiras ($N_{p1} = N_{p2}$), que permitem dividir a corrente de entrada pelos dois interruptores. É composto também por um enrolamento secundário com N_s espiras. A razão de transformação do transformador T_r é dada pela expressão $a = N_s/N_p$ [14].

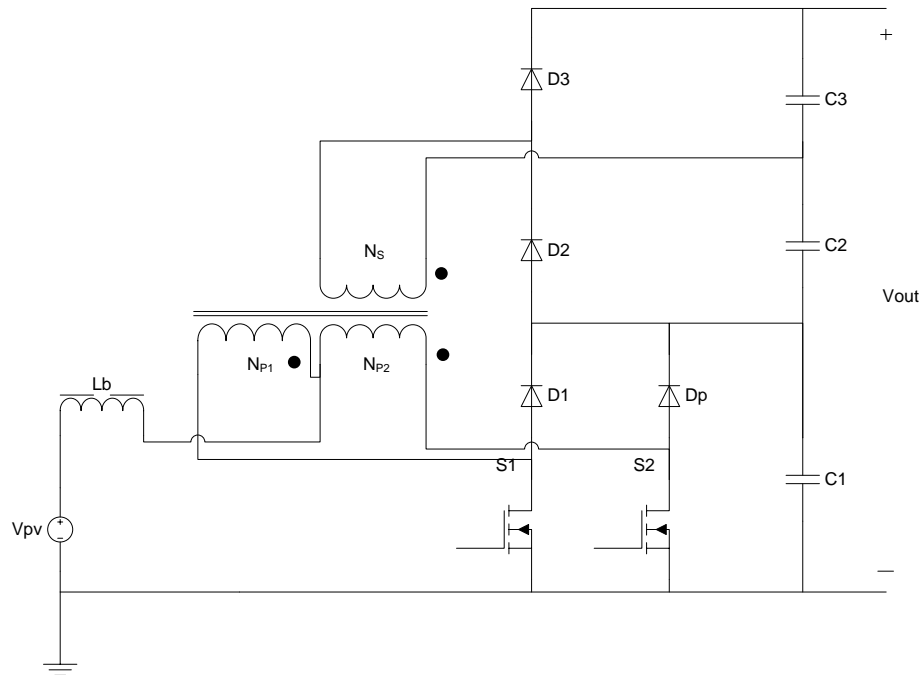


Figura 2.14 - Conversor *Three state commutation cell*

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.12)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} * (1 + a) \quad (2.12)$$

2.2.6 - Conversor Flyback boost

O conversor flyback boost presente na figura 2.15 é uma combinação do conversor boost convencional com o conversor flyback. Comparativamente com o conversor boost convencional, este conversor tem ligado em série os dois conversores mencionados anteriormente para aumentar a eficiência e o ganho de tensão.

A tensão de saída V_o é facilmente obtida através das tensões de saída de cada conversor (V_{c1} e V_{c2}). O condensador $C1$ funciona como um snubber para reduzir os picos de tensão no interruptor $T1$, o que permite reciclar a energia no transformador. O interruptor $S1$ está sujeito a baixas tensões o que permite reduzir as perdas de condução, resultando num aumento significativo da eficiência global do conversor [15].

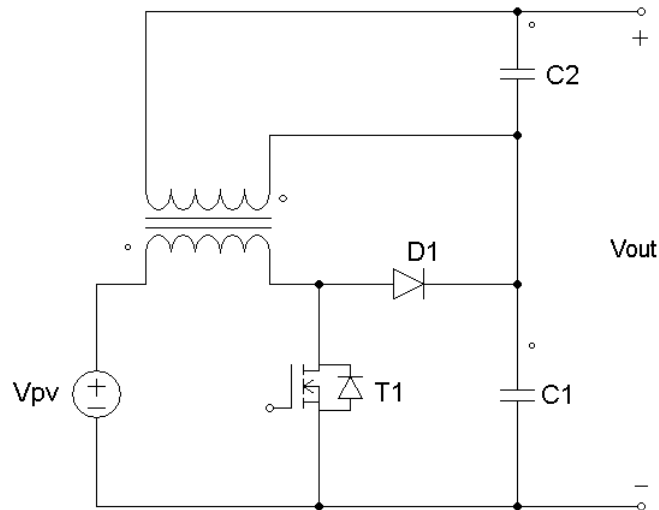


Figura 2.15 - Conversor CC-CC Flyback boost

O ganho estático deste conversor pode ser determinado em (2.13)

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{a \cdot D + 1}{1 - D} \quad (2.13)$$

2.3 - Controladores MPPT

Na maioria das aplicações é desejável otimizar a potência do sistema fotovoltaico. Quando esta condição é requerida, o ponto de operação do sistema deve ser estabelecido no ponto MPP. No entanto, como o ponto MPP depende da radiação solar e da temperatura, a sua posição é constantemente alterada.

De forma a garantir que o ponto de operação esteja sempre no ponto de MPP são utilizados circuitos específicos designados por Maximum Power Point Tracking - MPPT. Normalmente, o MPP é calculado através da interposição de um conversor CC-CC entre o painel fotovoltaico e a carga. O algoritmo MPPT calcula o duty-cycle ótimo com o objetivo de maximizar a potência do sistema FV. Na figura 2.16 é apresentado o esquema de uma implementação do algoritmo MPPT.

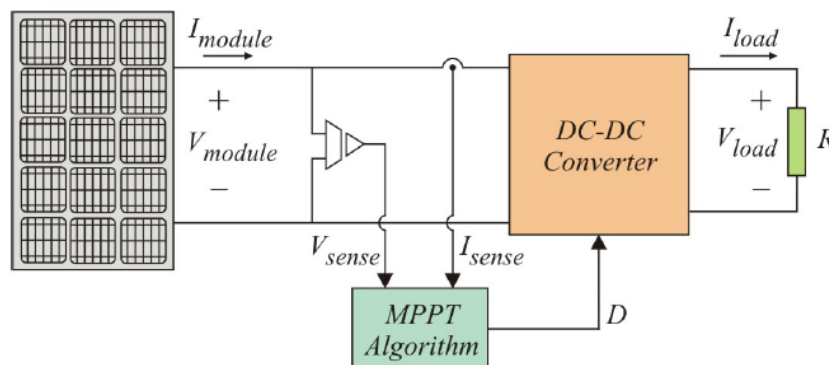


Figura 2.16 - Esquema de uma possível implementação do algoritmo MPPT[16]

Nesta dissertação serão abordados os seguintes algoritmos de MPPT:

- Perturbação e observação;
- Condutância incremental;
- Tensão Constante;
- Linearização das características I-V;
- Lógica difusa;
- Redes neurais.

2.3.1 - Perturbação e observação

Perturbar e observar (P&O) é um dos algoritmos MPPT mais utilizados para encontrar o ponto MPP. A principal vantagem desta técnica é que a procura pelo MPP é realizada de uma forma independente das condições ambientais, no entanto a sua aplicação requer um sensor de corrente e um de tensão.

O algoritmo P&O calcula a potência de saída do painel fotovoltaico $p_{n-1} = V_{n-1}I_{n-1}$ e provoca perturbação no duty cycle D . Se em seguida a perturbação da potência $p_n = V_n I_n$ aumentar, ou seja, $p_n > p_{n-1}$ a perturbação é mantida na mesma direção. Por outro lado, se em seguida a perturbação p_n diminuir, ou seja, $p_n < p_{n-1}$ então a direção do duty cycle é invertida.

Como mostra a figura 2.17, o tamanho do degrau determina a velocidade em que o MPP será pesquisado e também as oscilações em torno dele. Pequenos degraus implicam uma velocidade reduzida e oscilações baixas em regime permanente. Grandes degraus implicam grandes velocidades e oscilações em torno do MPP [16].

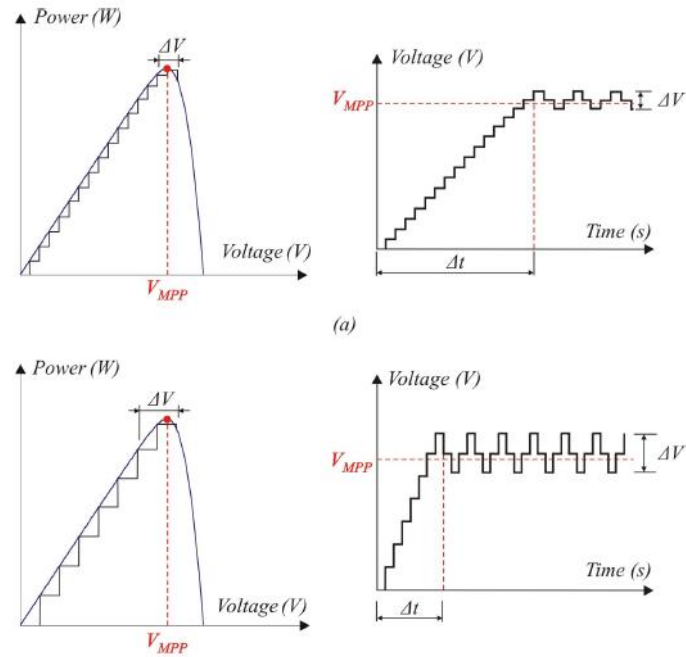


Figura 2.17 - Curvas características que caracterizam o algoritmo MPPT perturbação e observação [16]

2.3.2 - Condutância incremental

Condutância incremental é o algoritmo MPPT mais adequado, uma vez que combina uma alta velocidade de convergência e precisão. A partir das medições da tensão e da corrente, o algoritmo calcula a potência de saída fotovoltaica e a sua derivada em função de $\frac{dP}{dV}$ [7, 16]. Geralmente, este método é implementado digitalmente e a derivada é representada em (2.14).

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = I_n + V \frac{I_{n-1} - I_n}{V_{n-1} - V_n} \quad (2.14)$$

O algoritmo condutância incremental utiliza a derivada da característica da saída potência-tensão para decidir se o duty-cycle deve aumentar ou diminuir, de acordo com a figura 2.18:

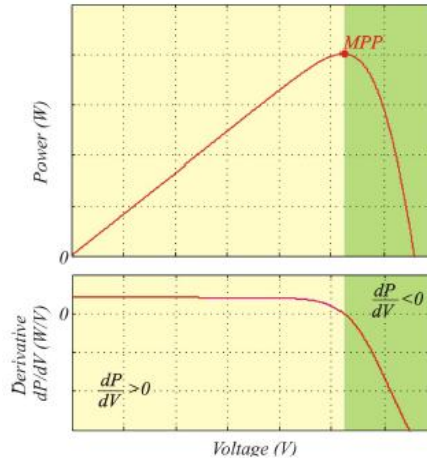


Figura 2.18 - Curvas características que caracterizam o algoritmo MPPT condutância incremental [16]

- Se $\frac{dP}{dV} > 0$, o duty cycle deve aumentar de maneira a elevar tensão de saída.
- Se $\frac{dP}{dV} < 0$, o duty cycle deve diminuir de maneira a baixar a tensão de saída.
- Se $\frac{dP}{dV} = 0$, o duty cycle deve ser mantido no mesmo valor.

2.3.3 - Tensão constante

Para este método é apenas preciso um sensor de tensão e o duty cycle do conversor CC-CC varia de forma a fornecer uma tensão constante ao painel fotovoltaico. Na Figura 2.19 a) a temperatura é mantida constante para todos os valores de radiação, neste caso basta regular a tensão de saída para atingir o ponto MPP. Por outro lado, na Figura 2.19 b), a temperatura varia e a radiação é mantida constante e como se pode verificar a potência máxima ocorre para diferentes valores de tensão para cada valor de temperatura o que impossibilita a implementação deste método [16].

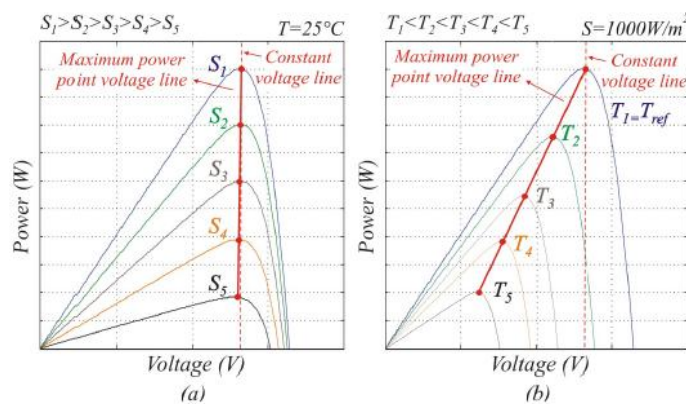


Figura 2.19 - Curvas de características que caracterizam o algoritmo MPPT tensão constante [16]

2.3.4 - Controle MPPT baseado na linearização das características I-V

As características I-V dependem da radiação e da temperatura. Em seguida serão abordadas algumas propriedades importantes para a concepção do controlador MPPT.

Num painel fotovoltaico consiste em dois segmentos de operação, onde há a parte de tensão constante e a parte de corrente constante. Desta forma, as características I-V podem ser aproximadas como uma função linear em ambos os segmentos através de (2.15).

$$I_p = -m_v V_p + b \quad (2.15)$$

A figura 2.20 representa uma curva I-V normal com as aproximações dos dois segmentos. O MPP ocorre no “joelho” da característica I-V do painel fotovoltaico [7].

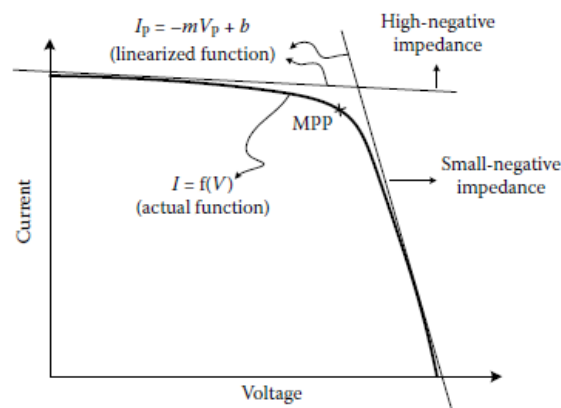


Figura 2.20 - Curvas de características que caracterizam o algoritmo MPPT [7]

2.3.5 - Controle MPPT baseado em lógica difusa

Com a evolução das tecnologias dos microcontroladores, o controle baseado em lógica difusa tem suscitado bastante interesse em aplicações MPP. Os controladores baseados em lógica difusa tem vantagem em trabalhar em sistemas não lineares, com entradas imprecisas logo não é necessário um modelo dinâmico preciso. O controle difuso é baseado em três fases: a primeira fase é a fuzificação que converte variáveis de entrada em variáveis linguísticas fornecidas pelos sensores de corrente e de tensão, a segunda fase é aplicação dos operadores difusos para determinar a ação a tomar e a terceira consiste na desfuzificação, onde o controlador produz uma saída que vai afetar o MPPT.

O controle é feito com as medidas de tensão e potência. Após a sua aquisição, é calculado o erro e a sua derivada para que estes valores sejam comparados com uma tabela de regras impostas ao controlador e assim se obter o incremento do duty cycle. Posteriormente é realizada uma desfuzificação para que o novo valor do duty cycle seja transmitido ao conversor CC-CC [17].

2.3.6 - Controlo MPPT baseado em redes neuronais

Tal como na lógica difusa, os controladores inteligentes baseados em redes neuronais são implementados com ajuda de microcontroladores. As redes neuronais são, normalmente, constituídas por três camadas: entrada, escondida e saída, como pode ser observado na figura 2.21.

As variáveis de entrada podem ter parâmetros do painel fotovoltaico e parâmetros atmosféricos, tais como a temperatura, radiância, tensão circuito aberto e corrente de curto-circuito. Na camada escondida são atribuídos pesos a cada nó (w_{ij}) e na saída é, normalmente, um ou vários sinais de referência como o sinal do duty cycle usado para comutar o conversor de potência para operar próximo do MPP.

A eficácia de uma rede neuronal depende do algoritmo de treino, do número de vezes que foi treinada e das funções utilizadas nas camadas escondidas [17].

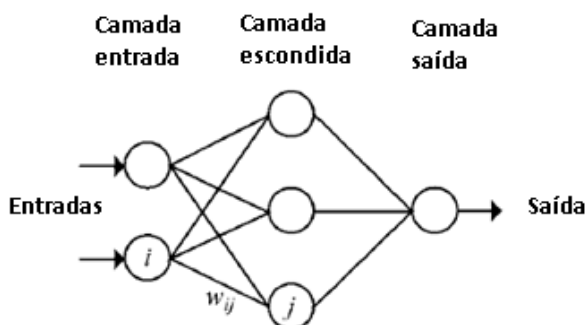


Figura 2.21 - Exemplo de uma rede neuronal

2.4 - Topologias de conversão para ligação à rede

2.4.1 - Sistema com inversor central

No sistema inversor centralizado, os módulos fotovoltaicos são ligados em série e paralelo para atingir os valores de corrente e tensão desejados. É utilizado apenas um inversor no barramento CC e um controlador MPPT. As perdas de energia são maiores que num sistema de string visto que não é possível controlar o ponto MPP de cada módulo em separado. Na Figura 2.22, está representado o modelo deste sistema, onde os módulos dos painéis estão ligados a um único inversor e este ligado à rede elétrica.

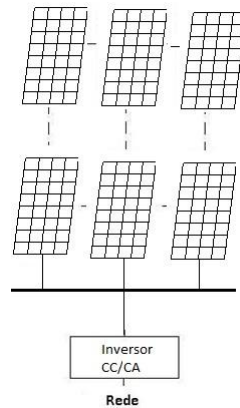


Figura 2.22 - Topologia do sistema com inversor central

2.4.2 - Sistema string com inversor

No sistema string com inversor da figura 2.23, um inversor é ligado a cada string de módulos fotovoltaicos que podem estar em série e em paralelo. Caso a tensão fornecida pelos painéis em série for suficiente, não é necessário o uso de um conversor CC/CC boost, caso contrário é necessário um conversor para aumentar a tensão ou então um transformador de alta frequência. Como neste sistema é ligado um inversor a cada string de painéis é possível implementar um controlador MPPT em cada string para reduzir as perdas de energia e aumentar o rendimento dos painéis.

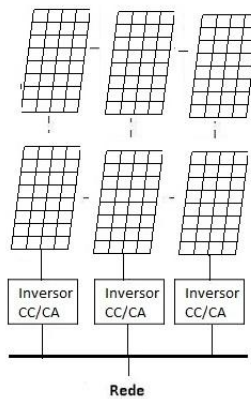


Figura 2.23 - Sistema string com inversor

2.4.3 - Sistema de multistring com inversor

No sistema de multistring com inversor presente na figura 2.24 cada módulo de painéis fotovoltaicos está ligado a um conversor CC/CC, que realiza o controlo MPPT. Os conversores estão depois ligados a um único inversor. Desta forma consegue-se otimizar o rendimento de cada conjunto de painéis fotovoltaicos e reduzir o custo devido ao facto de se utilizar apenas um conversor CC/CA. Existe uma reduzida incompatibilidade entre os módulos o que permite

ter baixas perdas de energia. A vantagem, em relação ao sistema referido anteriormente, é existir um controlo integrado aumentando a fiabilidade e reduzindo as perdas devido à curta distância existente entre os módulos de conversão interna.

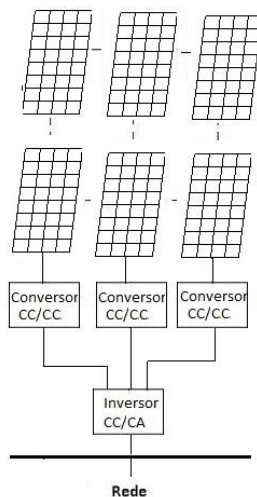


Figura 2.24 - Sistema multistring com inversor

2.4.4 - Sistema MPPT distribuído

Na figura 2.25 está representado o sistema MPPT distribuído, onde os controladores MPPT estão integrados junto a cada string de painéis fotovoltaicos. Desta forma é possível ligar mais strings, estando este número limitado pela potência do inversor. Também este sistema oferece a possibilidade de ligar e desligar módulos separadamente (plug and play), de modo a obter a potência desejada no momento, ou seja, a potência requerida pelo inversor. Obtém-se uma maior eficiência em todo o sistema com o controlo individual do ponto de potência máxima em cada módulo fotovoltaico.

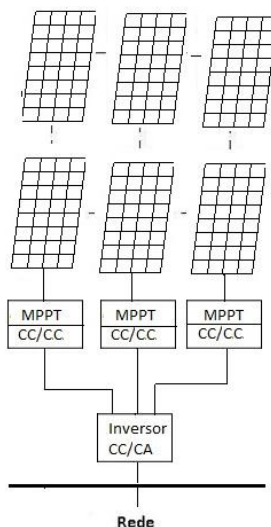


Figura 2.25 - Sistema com MPPT distribuído

2.5 - Conclusões

Pretende-se desenvolver um sistema de energia renovável baseado em painéis fotovoltaicos capaz de extrair a máxima potência dos mesmos. É necessário que o conversor CC-CC usado seja adequado ao sistema. O conversor deve ter níveis de ondulação baixos de corrente na entrada.

Para manter a eficiência em níveis aceitáveis foi proposta a configuração Conversor *Three state comutation Cell*. A principal vantagem em relação ao boost tradicional é a redução considerável da ondulação de corrente sem necessidade de aumentar a frequência de comutação desde que o controlo seja o adequado.

O conversor estará ligado a um barramento de corrente contínua com tensão fixa de 400 V imposta por um inversor. Desta forma não será necessário controlar a tensão de saída do conversor, será apenas necessário controlar o ponto de potência máximo de um painel FV.

A escolha do controlador foi feita com base nas necessidades, complexidade, nº de sensores e se tem ou não respostas dinâmicas satisfatórias. Pretende-se um algoritmo que responda bem a rápidas mudanças atmosféricas, uma vez que existe a possibilidade de passagem de nuvens sobre o painel FV, o que provocará uma diminuição da radiação solar e da temperatura. Pretende-se também um algoritmo complexo e robusto para que as perdas sejam mínimas, mas ao mesmo tempo ter em atenção ao custo do mesmo, portanto é necessário um algoritmo que tenha a melhor relação desempenho/custo para o sistema pretendido. Na tabela 2.1 estão as principais características de alguns algoritmos MPPT.

Tabela 2.1- Características dos principais algoritmos MPPT

MPPT	Complexidade	Velocidade de Convergência	Custo	Nº sensores	Resposta dinâmica
Perturbação e observação	Baixa	Variável	Médio	2	Pode falhar
Condutância incremental	Média	Variável	Médio	2	Bom
Tensão Constante	Baixa	Média	Baixo	1	Razoável
Linearização das características I-V	Média	Média	Médio	2	Bom
Lógica difusa	Elevada	Rápida	Elevado	Variável	Bom
Redes neuronais	Elevada	Rápida	Elevado	Variável	Bom

Os algoritmos de tensão constante baseiam-se em cálculos teóricos para determinar o ponto de potência máxima o que resulta em erros e desvios do ponto máximo de potência e o algoritmo baseado na linearização das características I-V utiliza sensores de radiação e temperatura, portanto não é o mais indicado para o sistema proposto.

O método de perturbação e observação é fácil de implementar, mas em regime permanente nunca atinge o MPP, uma vez que perturba periodicamente o sistema, provocando perdas. Pode, ainda, falhar com rápidas mudanças atmosféricas.

O algoritmo condutância incremental é o mais indicado para o sistema uma vez que tem boas respostas a mudanças atmosféricas e é rápido a atingir o MPP em regime permanente, ou seja, tem uma velocidade de convergência elevada. Por todas as razões apresentadas o algoritmo MPPT escolhido foi condutância incremental.

Capítulo 3

Sistemas a implementar

Neste capítulo é realizada uma análise teórica do conversor Three state comutation Cell, onde serão apresentadas diversas formas de onda e equações que permitem compreender melhor o funcionamento do conversor. Com base na análise teórica foi realizado o dimensionamento e o projeto físico de todos os elementos do conversor. Além disso, foi efetuada uma análise mais criteriosa do algoritmo MPPT condutância incremental.

3.1 - Conversor CC/CC *Three state comutation cell*

O conversor CC/CC *Three state comutation Cell* da Figura 3.1 permite obter ganhos de tensão elevados e baixas ondulações na corrente de entrada. O circuito é indicado para correntes de entrada elevadas, porque os dois interruptores constituintes do conversor dividem essa corrente, permitindo a redução das perdas de condução e comutação, resultando no aumento da eficiência do conversor. Outra característica deste conversor é a bobina de entrada estar sujeita ao dobro da frequência de comutação o que permite reduzir o seu peso e volume.

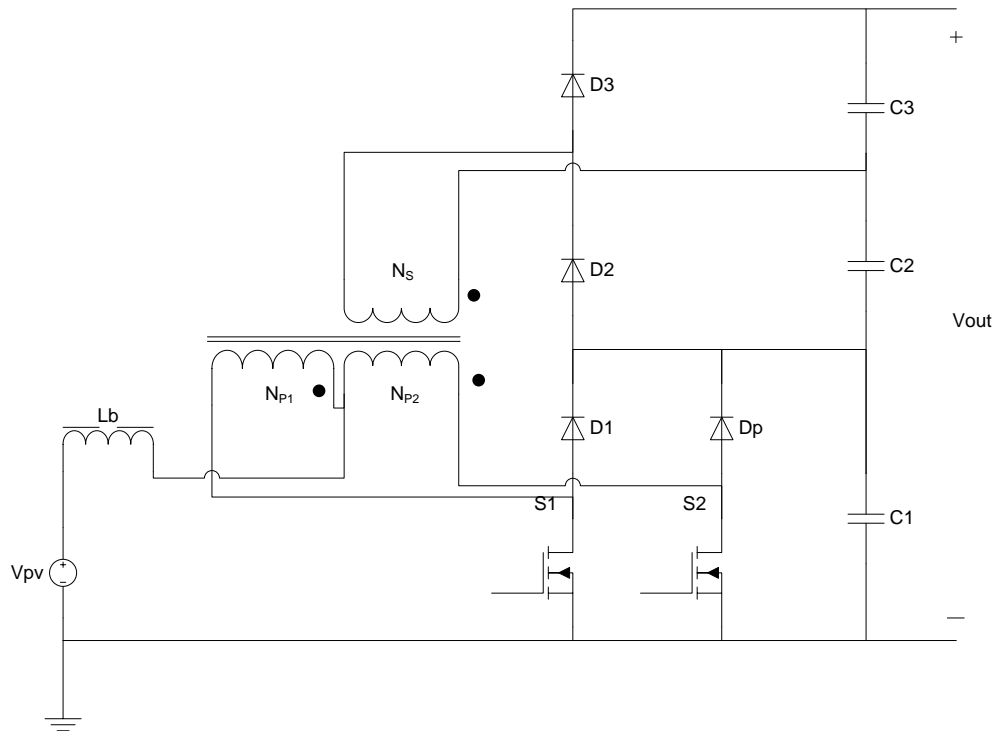


Figura 3.1- Conversor CC/CC three state commutation cell

O elevado ganho de tensão é obtido quando o conversor está a operar com um duty cycle maior que 0.5. É importante clarificar que o conversor também opera com um duty cycle menor que 0.5, mas a tensão induzida pelo secundário do transformador é pobre e consequentemente não é possível aumentar a tensão de saída para o valor desejado.

Este conversor é constituído por uma bobina L_b de armazenamento de energia, dois interruptores controlados S_1 e S_2 , quatro díodos retificadores D_1 , D_2 , D_3 e D_p , três condensadores C_1 , C_2 e C_3 e um transformador T_r . O transformador é composto por dois enrolamentos primários, com o mesmo número de espiras ($N_{p1} = N_{p2}$), que permitem dividir a corrente de entrada pelos dois interruptores. É composto também um por enrolamento secundário com N_s espiras. A razão de transformação do transformador T_r é dada pela expressão $a = N_s/N_p$.

O conversor no modo de condução contínua funciona em quatro intervalos diferentes de comutação dependendo do estado dos interruptores. A figura 3.2 apresenta os quatro intervalos de tempo e o comando dos interruptores S_1 e S_2 do conversor.

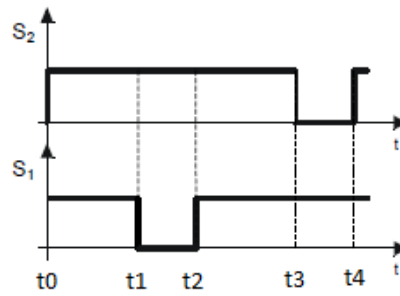


Figura 3.2-Comando dos interruptores S_1 e S_2 .

Os quatro intervalos de funcionamento em regime permanente são:

1º Intervalo (t_0, t_1): Os interruptores S_1 e S_2 são ligados. A energia é apenas armazenada na bobina L_b e não é transferida para a carga. O intervalo termina quando o interruptor S_1 é desligado. Em (3.1) é definida a equação diferencial durante este intervalo.

$$L_b \frac{di_{L_b}}{dt} - V_i = 0 \quad (3.1)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica D é determinado em (3.2).

$$t_1 - t_0 = \frac{T}{2} \cdot (2D - 1) \quad (3.2)$$

2º Intervalo (t_1, t_2): O interruptor S_2 permanece ligado. A tensão aplicada ao interruptor S_1 é igual à tensão aplicada ao condensador C_1 . Os díodos D_1 e D_2 estão diretamente polarizados. A energia armazenada na bobina L_b no 1º intervalo, assim como a energia proveniente da tensão de entrada são transferidas para os condensadores de saída C_1 e C_2 . Este intervalo termina quando o interruptor S_1 é ligado. Em (3.3) é definida a equação diferencial durante este intervalo.

$$L_b \frac{di_{L_b}}{dt} - \frac{v_i}{2(1-D)} = 0 \quad (3.3)$$

O intervalo de tempo em função da razão cíclica D é determinado em (3.4).

$$t_2 - t_1 = T(2D - 1) \quad (3.4)$$

3º Intervalo (t_2, t_3): Este intervalo é parecido com o primeiro, onde ambos os interruptores são ativos e a energia é armazenada na bobina L_b . Este intervalo termina quando o interruptor S_2 é desativado.

4º Intervalo (t_3, t_4): O interruptor S_1 continua ativo. A tensão aplicada ao interruptor S_2 é igual à tensão do condensador C_1 . Os díodos D_p e D_3 estão diretamente polarizados e a energia armazenada na bobina durante o 3º Intervalo, assim como a tensão proveniente da tensão de entrada é transferida para os condensadores C_1 e C_3 . Este intervalo termina quando o interruptor S_2 é ativado novamente, voltando a operação para o 1º intervalo.

Para ilustrar o funcionamento deste conversor CC-CC a Figura 3.3 apresenta as formas de onda no modo de condução contínua do comando, corrente e tensão dos interruptores S_1 e S_2 , a corrente na bobina L_b , as correntes e tensões nos primários e no secundário do transformador T_r e as intensidades de corrente nos diversos díodos do conversor.

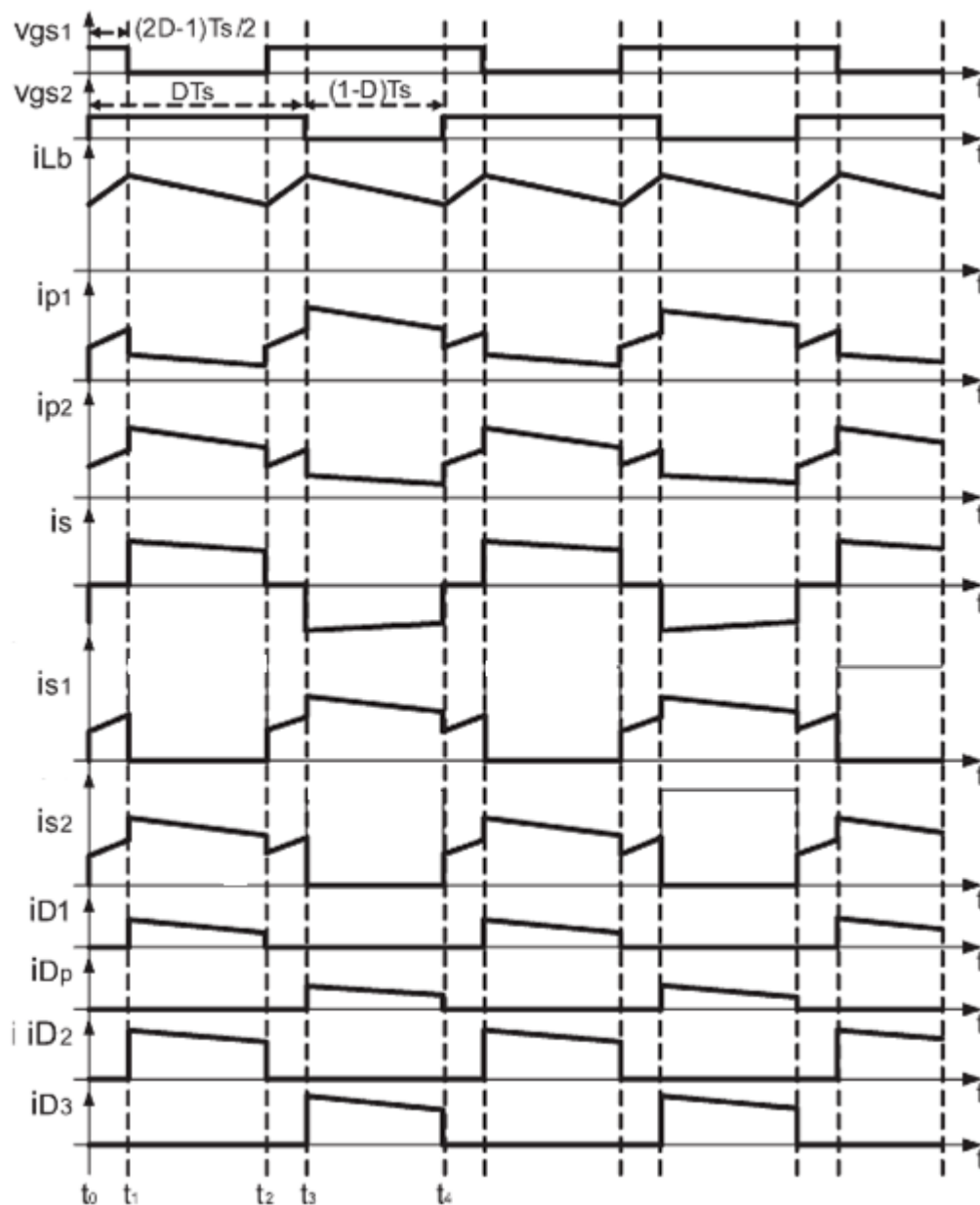


Figura 3.3-Principais formas de onda do conversor proposto [14].

A razão entre as tensões de saída e entrada, denominado ganho estático é dado pela equação (3.5), onde se verifica que é possível aumentar o ganho de tensão, aumentando o valor da relação de transformação a ou aumentando valor do *duty cycle* D .

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} * (1 + a) \quad (3.5)$$

A figura 3.4 apresenta as curvas teóricas que descrevem os ganhos estáticos em função do *duty-cycle* D e das diversas relações de transformação para o conversor proposto.

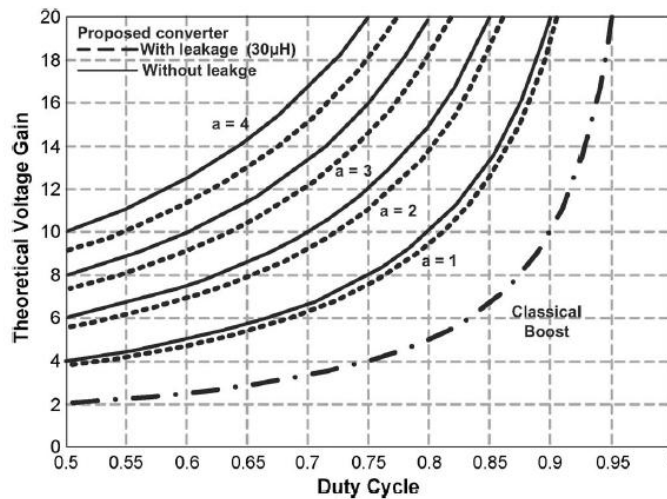


Figura 3.4-Ganho estático em função do *duty-cycle* do conversor proposto [14].

A partir de (3.5), obtém-se o *duty-cycle* do conversor por (3.6).

$$D = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{out}} * (1 + a) \quad (3.6)$$

A tensão de saída V_{out} de um conversor com um enrolamento secundário, com uma relação de transformação a e com um *duty-cycle* D é determinada por (3.7).

$$V_{out} = \frac{V_{pv}}{1-D} * (1 + a) \quad (3.7)$$

3.1.1 - Análise teórica dos elementos de potência constituintes do conversor *Three state comutation Cell*

Em seguida será realizada a análise teórica dos elementos de potência constituintes do conversor, onde serão apresentadas expressões matemáticas no modo de condução contínuo, com o objetivo de apresentar o princípio de funcionamento e a metodologia do conversor proposto.

3.1.1.1 - Bobina L_b

A ondulação da corrente na bobina L_b no modo de condução contínuo é determinada por (3.8), obtida a partir da análise das formas de onda da figura 3.3 e das equações (3.1) e (3.5).

$$\Delta I_{Lb} = \frac{(2D-1)(1-D)*T}{2L_b*(1+a)} * V_{out} \quad (3.8)$$

Rearranjando os termos em (3.8), obtém-se a ondulação da corrente parametrizada na bobina de acordo com (3.9).

$$\overline{\Delta I_{L1}} = \frac{2L_b*\Delta I_{Lb}*(1+a)}{T*V_{out}} \quad (3.9)$$

A figura 3.5 mostra a ondulação da corrente parametrizada na bobina L_b em função do duty-cycle definido em (3.6). Pela observação da figura, pode-se facilmente concluir que a ondulação máxima da corrente parametrizada ocorre para um duty cycle de 0,75.

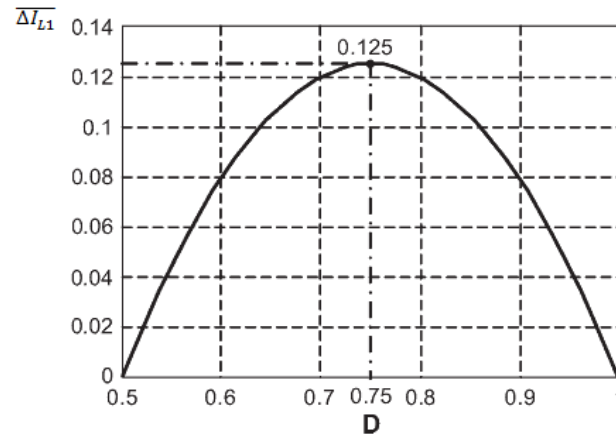


Figura 3.5- Ondulação da corrente parametrizada na bobina L_b em função do *duty-cycle* D [18]

Substituindo o valor da ondulação da corrente parametrizada em (3.9) para um determinado duty-cycle D obtém-se o valor da bobina L_b .

$$L_b = \frac{V_{out}}{16*\Delta I_{Lb}*(1+a)*f} \quad (3.10)$$

A corrente média $I_{Lb(\text{med})}$ da bobina L_b pode ser expressa em função da potência e da tensão de entrada, uma vez que a corrente através da bobina é a mesma da corrente proveniente do painel fotovoltaico, portanto, por (3.11).

$$I_{Lb(\text{med})} = \frac{P_{out}}{V_{pv}} \quad (3.11)$$

3.1.1.2 - Transformador T_r

As tensões máximas sobre os enrolamentos primários L_{p1} e L_{p2} do transformador T_r são iguais e definidas em (3.12), a máxima tensão sobre o enrolamento secundário L_s é definida em (3.13).

$$V_{Lp1(\max)} = V_{Lp2(\max)} = \frac{V_{out}}{2(1+a)} \quad (3.12)$$

$$V_{Ls(\max)} = \frac{a \cdot V_{out}}{2(1+a)} \quad (3.13)$$

Os valores da corrente de pico e eficaz que circula pelos enrolamentos primário e secundário do transformador T_r são dadas por (3.14), (3.15), (3.16) e (3.17) respetivamente.

$$I_{P1(\text{pico})} = I_{P2(\text{pico})} = \frac{2a+1}{2(a+1)} * \left(I_{pv} + \frac{V_{pv}T(2D-1)}{4L_b} \right) \quad (3.14)$$

$$I_{S(\text{pico})} = \frac{1}{(a+1)} * \left(I_{pv} + \frac{V_{pv}T(2D-1)}{4L_b} \right) \quad (3.15)$$

$$I_{P1(\text{rms})} = I_{P2(\text{rms})} = \frac{I_{pv}}{2(a+1)} * \sqrt{3a^2 + 2a - 2a^2D} \quad (3.16)$$

$$I_{S(\text{rms})} = \frac{I_{pv}}{2(a+1)} * \sqrt{2(1-D)} \quad (3.17)$$

O transformador T_r deve ser projetado para a potência P_p dada por (3.18), considerando que a energia apenas será produzida durante o 2º e o 4º intervalo de funcionamento. P_{out} é a potência de saída do conversor proposto.

$$P_p = \frac{2a+1}{1+a} * \frac{P_{out}}{2} \quad (3.18)$$

3.1.1.3 - Semicondutores S_1 e S_2

Em (3.19) é determinada a tensão máxima que é aplicada aos interruptores S_1 e S_2 .

$$V_{S1(\max)} = V_{S2(\max)} = \frac{V_{out}}{1+a} \quad (3.19)$$

Em (3.20), (3.21) e (3.22) é determinado o valor eficaz, valor máximo e o valor médio da corrente que circula pelos interruptores S_1 e S_2 .

$$I_{S1(\text{rms})} = I_{S2(\text{rms})} = \frac{I_{pv}}{2(a+1)} * \sqrt{3a^2 + 2a - 2a^2D + D} \quad (3.20)$$

$$I_{S1(\text{pico})} = I_{S2(\text{pico})} = \frac{2a+1}{2(a+1)} * \left(I_{pv} + \frac{V_{pv} * T(2D-1)}{4L_b} \right) \quad (3.21)$$

$$I_{S1(\text{med})} = I_{S2(\text{med})} = \frac{I_{ou}}{2} * \frac{D+a}{1-D} \quad (3.22)$$

3.1.1.4 - Semicondutores D_p , D_1 , D_2 e D_3

As tensões máximas aplicadas a cada díodo são iguais às tensões dos condensadores do conversor proposto. A tabela 3.1 apresenta as tensões máximas aplicadas aos díodos nos quatro intervalos de funcionamento do conversor proposto em regime permanente.

Tabela 3.1- Tensões máximas aplicadas aos díodos.

Díodos	D_p	D_1	D_2	D_3
1º Intervalo	$\frac{V_{out}}{1+a}$	$\frac{V_{out}}{1+a}$	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$
2º Intervalo	$\frac{V_{out}}{1+a}$	0	0	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$
3º Intervalo	$\frac{V_{out}}{1+a}$	$\frac{V_{out}}{1+a}$	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$
4º Intervalo	0	$\frac{V_{out}}{1+a}$	$\frac{a * V_{out}}{(1+a)}$	0

Em (3.23), (3.24), (3.25) e (3.26) pode-se determinar o valor médio e eficaz da corrente que circula pelos díodos D_p , D_1 , D_2 e D_3 . Através da análise das formas de onda da figura 3.3, verifica-se que a corrente que percorre o díodo D_p é a mesma que o díodo D_1 . O mesmo acontece para os díodos D_2 e D_3 .

$$I_{Dp(\text{rms})} = I_{D1(\text{rms})} = \frac{I_{pv}}{2(a+1)} * \sqrt{1-D} \quad (3.23)$$

$$I_{D2(\text{rms})} = I_{D3(\text{rms})} = \frac{I_{pv}}{(a+1)} * \sqrt{1-D} \quad (3.24)$$

$$I_{Dp(\text{med})} = I_{D1(\text{med})} = \frac{I_{pv}}{2(a+1)} * (1-D) \quad (3.25)$$

$$I_{D2(\text{med})} = I_{D3(\text{med})} = \frac{I_{pv}}{(a+1)} * (1-D) \quad (3.26)$$

3.1.1.5 - Condensadores C_1 , C_2 , C_3

Considerando que a ondulação de tensão é baixa, as tensões médias dos condensadores C_1 , C_2 e C_3 são definidas por (3.27) e (3.28).

$$V_{c1} = \frac{V_{out}}{1+a} \quad (3.27)$$

$$V_{c2} = V_{c3} = \frac{a*V_{out}}{2(1+a)} \quad (3.28)$$

A capacidade do condensador C_1 diminui a ondulação causada pela corrente proveniente dos díodos D_1 e D_p . A quantidade de carga cedida pelo condensador C_1 é determinada em (3.29), na qual I_{c1} é a corrente de descarga do condensador C_1 que é a mesma corrente de saída I_{out} .

$$\Delta Q_{c1} = \int_{\frac{T}{2}}^{DT} I_{out} dt \quad (3.29)$$

A ondulação da tensão está diretamente relacionada com a variação da sua carga, com a frequência, assim como o duty-cycle do sistema, portanto pode-se definir a equação (3.30).

$$\Delta V_{c1} = \frac{\Delta Q_{c1}}{C_1} = \frac{(2D-1)*\frac{T}{2}*I_{out}}{C_1} \quad (3.30)$$

Para a ondulação de tensão ΔV_{c1} estar entre os limites especificados, calcula-se em (3.31) a capacidade do condensador C_1 .

$$C_1 \geq \frac{(2D-1).I_{out}.T}{2.\Delta V_{c1}} \quad (3.31)$$

As capacidades dos condensadores C_2 e C_3 podem ser calculadas da mesma forma que o condensador C_1 . O condensador C_2 carrega no 2º intervalo e descarrega nos restantes intervalos, enquanto o condensador C_3 carrega no 4º intervalo e descarrega a energia nos restantes intervalos.

$$\Delta Q_{c2} = \Delta Q_{c3} = \int_{T(1-D)}^T I_{out} dt \quad (3.32)$$

$$\Delta V_{c2} = \Delta V_{c3} = \frac{D.T.I_{out}}{C_2} \quad (3.33)$$

Para a ondulação de tensão ΔV_{c2} e ΔV_{c3} estar entre os limites especificados, calcula-se em (3.34) a capacidade dos condensadores C_2 e C_3 .

$$C_2 = C_3 \geq \frac{D.I_{out}.T}{\Delta V_{c2}} \quad (3.34)$$

3.1.2 - Dimensionamento dos elementos de potência constituintes do conversor *Three state comutation Cell*

Este capítulo apresenta o dimensionamento e o projeto físico de todos os elementos de potência do conversor *boost Three state comutation cell* com base na análise teórica do mesmo, com objetivo de facilitar a implementação prática do conversor. A tabela 3.2 apresenta as especificações e parâmetros do projeto do conversor.

Tabela 3.2- Especificações e parâmetros do projeto do conversor.

Tensão do painel FV	$V_{pv} = 29,6V$
Corrente do painel FV	$I_{pv} = 7,9A$
Potência de saída no barramento CC	$P_{out} = 250W$
Tensão de saída no barramento CC	$V_{out} = 400V$
Frequência de comutação	$f = 25kHz$
Relação de transformação	$a = 2,5$
Ondulação de corrente através da bobina L_b	$\Delta I_{L_b} = 1,04A$
Ondulação de tensão no barramento CC	$\Delta V_{out} = 10V$

Tendo em conta a tabela 3.2, o *duty-cycle* do sistema é calculado a partir da equação (3.6).

$$D = 1 - \frac{29,6}{400} * (1 + 2,5) = 0,74 \quad (3.35)$$

3.1.2.1 - Dimensionamento da bobina L_b

A corrente média máxima através da bobina L_b é determinada por (3.36). Substituindo os valores que estão presentes na tabela 3.2 com as especificações do projeto, obtém-se:

$$I_{L_b(\text{med})} = \frac{250}{29,6} = 8,45A \quad (3.36)$$

A ondulação da corrente parametrizada através da bobina L_b é obtida pela análise da figura 3.5. Portanto para um $D = 0,741$, temos $\overline{\Delta I_{L_1}} = 0,1235$. A ondulação máxima da corrente que percorre a bobina de entrada é determinada por:

$$\Delta I_{Lb} = 8,45 * 0,1235 = 1,04A \quad (3.37)$$

O valor da indutância bobina L_b é obtida através de (3.10).

$$L_b = \frac{400}{16 * 1,04 * (1 + 2,5) * 25000} = 291 \mu H \quad (3.38)$$

O projeto físico da bobina passa pela escolha do núcleo, cálculo do nº de espiras, escolha do condutor e cálculo do entreferro. A tabela 3.3 apresenta os parâmetros necessários para realizar o projeto físico da bobina.

Tabela 3.3- Parâmetros de projeto da bobina L_b

Fator de utilização da área da janela do núcleo	$K_w = 0,4$
Densidade de corrente elétrica	$J = 3,50 \text{ A/mm}^2$
Densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,2T$
Permeabilidade do vácuo	$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ H/m}$

Escolha do núcleo

Para a escolha do núcleo da bobina foi necessário calcular o produto da área da secção transversal do núcleo A_e com a área da janela A_w que é determinado em (3.39). Os parâmetros utilizados para calcular o produto $A_e A_w$ são definidos na tabela 3.3.

$$A_e A_w = \frac{L_b * I_{Lb(\text{med})} * I_{Lb(\text{rms})}}{K_w * B_{max} * J} * 10^4 = 2,79 \text{ cm}^2 \quad (3.39)$$

O núcleo da ferrite escolhido é o RM-10 com uma área de secção transversal $A_e = 98 \text{ mm}^2$.

Cálculo do nº de espiras

Em (3.40) é calculado o numero de espiras da bobina L_b .

$$N_{Lb} = L_b * \frac{I_{Lb(\text{med})}}{\Delta B * A_e} > 12,3 \text{ espiras} \quad (3.40)$$

Tendo em conta os resultados obtidos, desenvolveu-se uma bobina com 13 espiras.

Escolha do condutor

A secção transversal do condutor da bobina L_b é determinado em (3.41).

$$S_{Lb} = \frac{I_{Lb(\text{rms})}}{J} = \frac{5,88}{3,50} = 1,68 \text{ mm}^2 \quad (3.41)$$

Tendo em conta os resultados obtidos optou-se para a bobina o condutor 15 AWG, com uma secção de 1,65 mm².

Cálculo do entreferro

O entreferro é utilizado nas bobinas porque sem entreferro a indutância é proporcional apenas à permeabilidade do núcleo, que é um parâmetro dependente da temperatura. O entreferro faz com que a bobina tenha uma maior relutância que a relutância do núcleo, fazendo com que o valor da indutância da bobina diminua e assim permita operar com correntes elevadas sem que ocorra a saturação do núcleo. Em (3.42) é determinado o valor do entreferro da bobina L_b .

$$l_g = \frac{N_{Lb}^2 * \mu_0 * A_e}{L_b} * 10^{-2} = 0,073 \text{ mm} \quad (3.42)$$

Cálculo das perdas

As perdas na bobina L_b dividem-se em perdas no núcleo e no condutor de cobre. As perdas do núcleo são determinadas através de (3.43).

$$P_{nucleo} = 6,5 * f^{1.51} * B_{ac}^{1.74} * wt = 5W \quad (3.43)$$

O fluxo no entreferro é calculado por (3.44).

$$B_{ca} = \frac{0,4 * \pi * N_{Lb} * \Delta I_{Lb}}{2l_b} = 195,8mT \quad (3.44)$$

As perdas do condutor de cobre são determinadas por (3.45).

$$P_{condutor} = I_{Lb(\text{med})}^2 * \Omega_{tot} = 8,45^2 * 0,0015 = 0,11W \quad (3.45)$$

A resistência total do condutor de cobre Ω_{tot} é dada por (3.46)

$$\Omega_{tot} = R_{unit} * MTl * N_{Lb} = 0,0015\Omega \quad (3.46)$$

As perdas totais na bobina L_b são obtidas em (3.47).

$$P_{totais} = P_{condutor} + P_{nucleo} = 5,11W \quad (3.47)$$

3.1.2.2 - Dimensionamento do transformador T_r

As tensões máximas aplicadas aos enrolamentos primários e secundário do transformador são obtidas através de (3.12) e (3.13).

$$V_{Lp1(\max)} = V_{Lp2(\max)} = \frac{400}{2(1+2,5)} = 57,1V \quad (3.48)$$

$$V_{S(\max)} = \frac{2,5*400}{2(1+2,5)} = 142,9V \quad (4.49)$$

A potência ativa total produzida pelo transformador é obtida por (3.18).

$$P_p = \frac{(2*2,5+1)}{1+2,5} * \frac{250}{2} = 214,29W \quad (3.50)$$

O projeto físico do transformador passa pela escolha do núcleo, cálculo do nº de espiras de cada enrolamento e pela escolha dos condutores. A tabela xx apresenta os parâmetros necessários para realizar o projeto físico do transformador.

Tabela 3.4-Parâmetros de projeto do transformador T_r

Fator de topologia	$K_t = 1$
Fator de utilização da área da janela do núcleo	$K_w = 0,4$
Fator de utilização do primário	$K_p = 0,41$
Densidade de corrente elétrica	$J = 3,50A/mm^2$
Densidade de fluxo magnético	$\Delta B = 0,2T$
Permeabilidade do vácuo	$4\pi * 10^{-7}H/m$

Escolha do núcleo

O produto da área da secção transversal do núcleo A_e com a área da janela A_w é determinado por (3.51). Os parâmetros utilizados para calcular o produto $A_e A_w$ são definidos na tabela 3.4.

$$A_e A_w = \frac{P_p}{2*f*K_t*K_w*K_p*\Delta B*J} * 10^4 = 3,73 \text{ cm}^2 \quad (3.51)$$

O núcleo de ferrite seleccionado é o EE-40/21/15 com uma área da secção transversal $A_e = 178mm^2$.

Cálculo do nº de espiras

O número de espiras de cada enrolamento primário é obtido por (3.52).

$$N_{Lp1} = N_{Lp2} = \frac{V_{out}}{4 * \Delta B * A_e * f} \geq 11,90 \text{ espiras} \quad (3.52)$$

O número de espiras do enrolamento secundário é calculado por (3.53).

$$N_s = a * N_p \geq 29,6 \text{ espiras} \quad (3.53)$$

Tendo em conta os resultados obtidos, desenvolveu-se o transformador com 13 espiras em cada enrolamento primário e 31 espiras no enrolamento secundário.

Escolha dos condutores

Para saber as áreas da secção transversal dos condutores, primeiro é preciso calcular a corrente eficaz que vai percorrer esses condutores. A corrente eficaz dos enrolamentos primários e secundário é determinada através de (3.54) e (3.55) respetivamente.

$$I_{P1(rms)} = I_{P2(rms)} = \frac{7,94}{2(2,5+1)} * \sqrt{3 * 2,5^2 + 5 + 1 - 2 * 2,5^2 * 0,741} = 4,46A \quad (3.54)$$

$$I_{S(rms)} = \frac{7,94}{(2,5+1)} * \sqrt{2(1 - 0,741)} = 1,63A \quad (3.55)$$

A secção transversal dos condutores para os enrolamentos primários e do secundário é obtida em (3.56) e (3.57) respetivamente.

$$S_{P1} = S_{P2} = \frac{I_{p(rms)}}{J} = \frac{4,46}{3,50} = 1,27 \text{ mm}^2 \quad (3.56)$$

$$S_S = \frac{I_{S(rms)}}{J} = \frac{1,63}{3,50} = 0,47 \text{ mm}^2 \quad (3.57)$$

Tendo em conta os resultados obtidos optou-se para os enrolamentos primários o condutor 15AWG e para o enrolamento secundário o condutor 20AWG, com secções de $1,65 \text{ mm}^2$ e $0,518 \text{ mm}^2$ respetivamente.

3.1.2.3 - Dimensionamento dos interruptores S_1 e S_2

A tensão máxima aplicada aos interruptores S_1 e S_2 é calculada através de (3.58).

$$V_{S1(max)} = V_{S2(max)} = \frac{400}{1+2,5} = 114,3V \quad (3.58)$$

A corrente máxima que percorre os semicondutores S_1 e S_2 é obtida através de (1.81).

$$I_{S1(pico)} = I_{S2(pico)} = \frac{2*2,5+1}{2(2,5+1)} \left(7,96 + \frac{29,6*(40*10^{-6})(2*0,74-1)}{4*291*10^{-6}} \right) = 8,3A \quad (3.59)$$

As condições para a escolha dos interruptores a utilizar no conversor são as seguintes:

- A tensão V_{ds} deve ser pelo menos duas vezes a tensão máxima aplicada ao interruptor. Portanto, $V_{ds} \geq 2 * 114,3 \geq 228 V$.
- A corrente máxima não deve ser superior à corrente I_D do interruptor.

Tendo em conta as condições acima referidas, as especificações do conversor presentes na tabela 1.3 e a Figura 3.6 que compara os diversos semicondutores em função da potência aparente e a frequência, foi escolhido o transístor *HEXFET® Power MOSFET IRF360*.

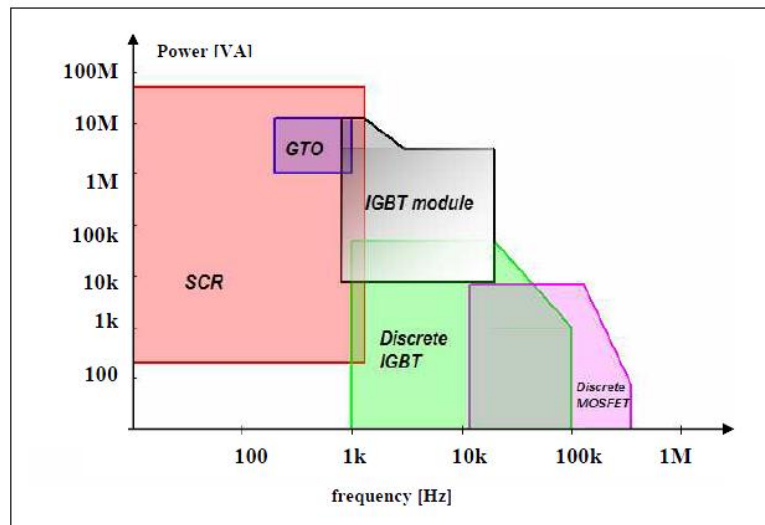


Figura 3.6-Comparação entre vários semicondutores [19]

A tabela 3.5 apresenta as características do transístor selecionado.

Tabela 3.5-Características do transístor *HEXFET® Power MOSFET IRF360*.

Tensão máxima V_{DS}	$V_{DS} = 400V$
Corrente máxima I_D	$I_D = 25A$
Resistência R_{DS}	$R_{DS} = 0,2\Omega$
Tempo de subida	$t_{r(on)} = 140ns$
Tempo de descida	$t_{f(off)} = 99ns$
Temperatura de junção	$T_j = 150C^\circ$
Resistência $R_{\theta JC}$	$R_{\theta JC} = 0,42^\circ C/W$
Resistência $R_{\theta JA}$	$R_{\theta JA} = 30^\circ C/W$

Dissipador para os semicondutores S_1 e S_2

A corrente média que percorre os semicondutores é calculada a partir de (3.60)

$$I_{S1(\text{med})} = I_{S2(\text{med})} = \frac{0,625}{2} * \frac{0,74+2,5}{1-0,74} = 3,89\text{A} \quad (3.60)$$

As perdas de condução do transistor com as características da tabela 3.5 são determinadas por (3.61)

$$P_{\text{cond}(S1)} = P_{\text{cond}(S2)} = R_{\text{DS}} * I_{\text{med}}^2 * D = 0,2 * 3,89^2 * 0,74 = 2,24\text{W} \quad (3.61)$$

As perdas de comutação do transistor com as características da tabela 3.5 são obtidas por (3.62).

$$P_{\text{com}(S1)} = P_{\text{com}(S2)} = \frac{f * (t_r + t_f) * I_{\text{med}} * V_{S1(\text{max})}}{2} = 1,3\text{W} \quad (3.62)$$

As perdas totais em cada semiconductor, perdas de condução mais as perdas de comutação, são determinadas por (3.63).

$$P_{S1(\text{total})} = P_{\text{cond}(S1)} + P_{\text{com}(S1)} = 3,57\text{W} \quad (3.63)$$

Adotou-se a temperatura ambiente igual a 25°C e a temperatura de junção igual a 150°C. Portanto a resistência térmica $R_{\theta SA}$ é determinada por (3.64).

$$R_{\theta SA} = \frac{T_J - T_a - P_{S1(\text{total})} * (R_{\theta JC} + R_{\theta JA})}{P_{S1(\text{total})}} = 4,59^\circ\text{C/W} \quad (3.64)$$

3.1.2.4 - Dimensionamento dos díodos D_p , D_1 , D_2 e D_3

A tensão máxima aplicada aos díodos D_p e D_1 é calculada através da tabela 3.1.

$$V_{Dp(\text{max})} = V_{D1(\text{max})} = \frac{400}{1+2,5} = 114,3\text{V} \quad (3.65)$$

A tensão máxima aplicada aos díodos D_2 e D_3 é obtida a partir da tabela 3.1.

$$V_{D2(\text{max})} = V_{D3(\text{max})} = \frac{2,5 * 400}{2(1+2,5)} = 285,7\text{V} \quad (3.66)$$

A corrente média que circula pelos díodos D_p , D_1 , D_2 e D_3 é determinada através de (3.25) e (3.26) respetivamente.

$$I_{Dp(\text{med})} = I_{D1(\text{med})} = \frac{7,96}{2(2,5+1)} * (1 - 0,74) = 0,29\text{A} \quad (3.67)$$

$$I_{D2(\text{med})} = I_{D3(\text{med})} = \frac{7,96}{(2,5+1)} * (1 - 0,74) = 0,59\text{A} \quad (3.68)$$

Tendo em conta os valores da corrente e tensão calculados e as especificações do conversor presentes na tabela 3.2 foi selecionado o diodo 1N5400. A tabela 3.6 apresenta as características do diodo escolhido.

Tabela 3.6- Características do diodo 1N5400

Corrente em condução direta I_F	$I_F = 3A$
Tensão em condução direta V_F	$V_F = 1,2V$
Corrente inversa máxima I_{RRM}	$I_{RRM} = 5\mu A$
Tensão inversa máxima de pico repetitivo V_{RRM}	$V_{RRM} = 800V$
Tempo de recuperação inversa T_{RR}	$T_{RR} = 135ns$
Temperatura de junção	$T_j = 150^\circ C$
Resistência $R_{\theta JA}$	$R_{\theta JA} = 20^\circ C/W$

Cálculo das perdas dos diodos D_p , D_1 , D_2 e D_3

As perdas de condução dos diodos com as características da tabela 3.6 são determinadas em (3.69) e (3.70).

$$P_{cond(DP)} = P_{cond(D1)} = V_F * I_{D(med)} * D = 1,2 * 0,29 * 0,74 = 0,26W \quad (3.69)$$

$$P_{cond(D2)} = P_{cond(D3)} = V_F * I_{D(med)} * D = 1,2 * 0,59 * 0,74 = 0,52W \quad (3.70)$$

As perdas de comutação nestes diodos podem ser consideradas desprezáveis, uma vez que o seu valor é muito baixo. De qualquer forma, as perdas podem ser obtidas através da equação (3.71) e (3.72).

$$P_{com(Dp)} = P_{com(D1)} = \frac{f * I_{RRM} * V_{D(max)} * T_{RR}}{2} \quad (3.71)$$

$$P_{com(D2)} = P_{com(D3)} = \frac{f * I_{RRM} * V_{D(max)} * T_{RR}}{2} \quad (3.72)$$

As perdas totais dos diodos, perdas de condução mais as perdas de comutação, são determinadas em (3.73) e (3.74).

$$P_{Dp(total)} = P_{D1(total)} = P_{cond(Dp)} + P_{com(S1)} = 0,26W \quad (3.73)$$

$$P_{D2(\text{total})} = P_{D3(\text{total})} = P_{\text{cond}(D2)} + P_{\text{com}(D2)} = 0,52W \quad (3.74)$$

3.1.2.5 - Dimensionamento dos condensadores C_1 , C_2 , e C_3

As tensões aplicadas aos condensadores C_1 , C_2 e C_3 são obtidas a partir de (3.27) e (3.28).

$$V_{c1} = \frac{400}{1+2,5} = 114,3V \quad (3.75)$$

$$V_{c2} = V_{c3} = \frac{2,5*400}{2(1+2,5)} = 142,9V \quad (3.76)$$

As capacidades dos condensadores C_1 , C_2 e C_3 são calculadas através de (3.31) e (3.34).

$$C_1 \geq \frac{(2*0,74-1)*0,625*40*10^{-6}}{2*114,3*0,05} \geq 3\mu F \quad (3.77)$$

$$C_2 = C_3 \geq \frac{0,74*0,625*40*10^{-6}}{142,9*0,05} \geq 2,5\mu F \quad (3.79)$$

3.2 - Algoritmo MPPT

Como foi referido na conclusão do capítulo 2 o controlador MPPT escolhido para otimizar e maximizar a potência do conversor *Three state comutation Cell* foi o algoritmo condutância incremental.

O algoritmo desenvolvido para o controlador foi ligeiramente diferente do tradicional na medida em que a referência de tensão foi substituída por uma referência de duty cycle aplicada ao conversor, que aumenta ou diminui para atingir o MPP desejado. A figura 3.7 apresenta o *flowchart* do algoritmo condutância incremental utilizado.

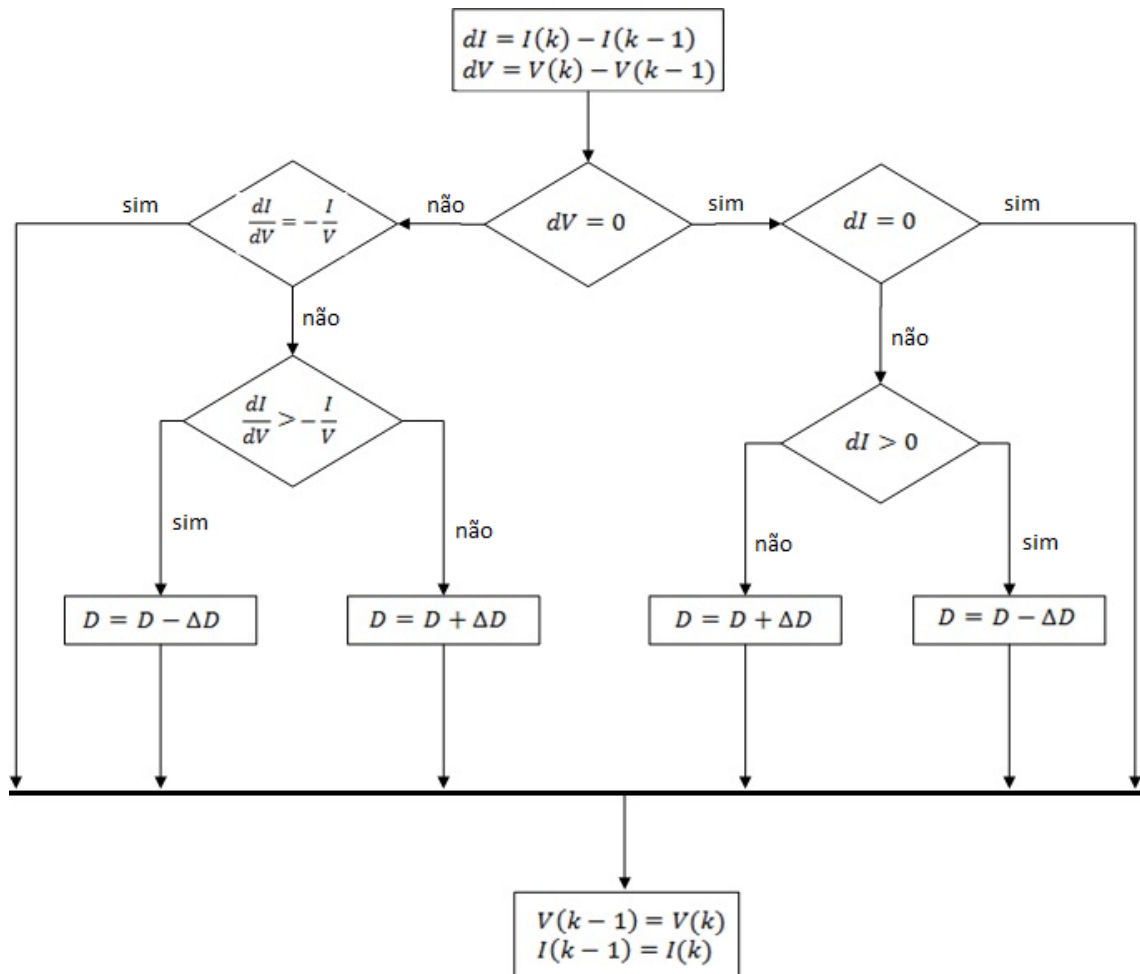


Figura 3.7-Flowchart do algoritmo MPPT condutância incremental

Inicialmente são calculadas as diferenças entre os valores atuais e anteriores da corrente e tensão dV e dI . Se ambas as diferenças forem iguais a zero, então o painel FV está a operar no MPP.

Se a diferença da tensão for zero, mas a diferença da corrente for diferente de zero, então o painel não está a operar no MPP, portanto é preciso saber em que ponto de operação se encontra. Neste caso, o algoritmo procura saber se o painel FV está operar num ponto mais para a direita ou mais para a esquerda do MPP da curva de característica, ou seja, se a diferença de corrente é maior ou menor que zero. Se for menor que zero, o ponto em que o painel está encontra-se à esquerda do MPP, portanto é necessário aumentar a referência de duty cycle. Se for maior que zero, o painel está encontra-se à direita do MPP, portanto é necessário diminuir a referência de duty cycle.

No caso da diferença da tensão ser diferente de zero e o quociente entre as diferenças da corrente e tensão for igual ao valor negativo da condutância atual, ou seja, o valor negativo do quociente entre a corrente e a tensão atual, o MPP foi atingido. Caso seja diferente, comparativamente com o caso em que a diferença da corrente era diferente de

zero, o algoritmo vai procurar saber se a razão entre as diferenças de corrente e tensão é maior ou menor que o valor negativo da condutância.

Nas decisões onde se verificam condições de “igual”, por exemplo $dI = 0$, foi colocado no algoritmo um erro, ou seja, uma janela que permita que o algoritmo aceite valores próximos do que está a ser adquirido pelos sensores. Essa janela foi diminuída ao longo do desenvolvimento do algoritmo de controlo, de forma a obter um algoritmo otimizado e com menos graus de liberdade.

3.3 - Conclusões

Neste capítulo foi realizada a análise ao conversor proposto, onde foi possível obter uma melhor perceção do que se pretende simular e implementar. Foi apresentado o dimensionamento e o projeto físico de todos os elementos de potência do conversor e também os cálculos das respetivas perdas. A tabela seguinte apresenta as soluções encontradas para o dimensionamento e projeto físico realizado.

Tabela 3.7-Soluções encontradas com base no dimensionamento do conversor e as respetivas perdas.

Componentes do Conversor	Soluções encontradas
Bobina L_b	Ferrite RM-10 Condutor 16AWG
Transformador T_r	Ferrite EE-40/21/15 Condutor 16 e 20 AWG
Semicondutores S_1 e S_2	<i>MOSFET IRF360</i>
Díodos D_p , D_1 , D_2 e D_3	1N5400
Condensadores C_1 , C_2 , C_3	22u/400V

Como foi referido ao longo deste capítulo, o conversor foi dimensionado para uma potência de 250W, portanto este sistema de conversão fotovoltaica adapta-se a qualquer painel solar com uma potência inferior a 250W.

Neste capítulo efetuou-se também uma análise mais criteriosa do algoritmo de controlo MPPT que se pretende implementar.

Capítulo 4

Simulação do conversor

Neste capítulo é realizada a simulação do conversor boost *Three state comutation Cell*. As simulações realizadas têm como objetivo a análise das características que definem o funcionamento do conversor, para posterior implementação. O processo de simulação que antecede a implementação é sempre um passo importante para a compreensão total do funcionamento da estrutura em estudo e para uma correta implementação.

O *software* de simulação utilizado foi o PSIM 9 porque é um software indicado para simulação de circuitos de potência porque é bastante rápido no processamento das simulações, assim como é indicado para circuitos de controlo, pois é bastante intuitivo e oferece uma grande capacidade de desenvolver algoritmos de controlo, tendo ainda em conta que permite gerar código C através da funcionalidade SimCoder. Esta funcionalidade que apenas existe para a nova versão do PSIM, portanto ainda pouco explorada, permite gerar código C de diferentes blocos de controlo como por exemplo: PWM's, ADC's, portas lógicas e blocos com operações matemáticas, com o objetivo de enviar esse código para uma plataforma de processamento, que neste caso vai ser a DSP TI F28335.

Na Figura 4.1 está representado o diagrama de blocos do sistema a ser simulado. Este sistema tem como entrada o painel FV que faz de alimentação do sistema, a saída é um barramento CC com uma tensão fixa de 400 V imposta por um inversor. Desta forma não será necessário controlar a tensão de saída do conversor, será apenas necessário controlar o ponto de potência máximo de um painel FV.

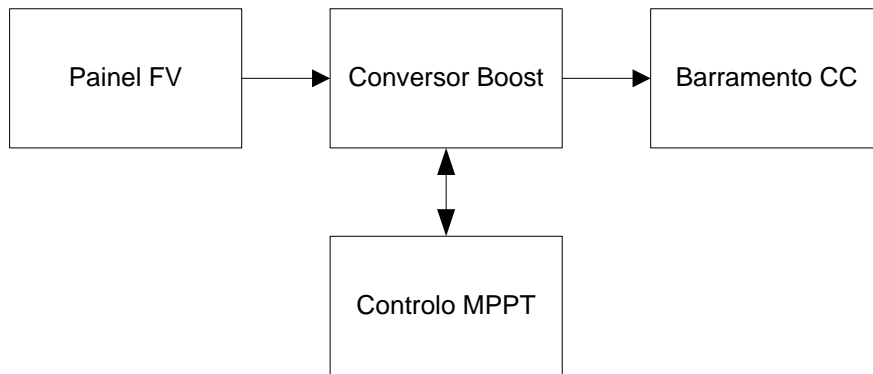


Figura 4.1-Arquitetura do sistema de conversão fotovoltaica

A figura 4.2 apresenta a interligação entre os subsistemas no *software* de simulação PSIM. Os subsistemas apresentados na figura são: painel FV, conversor CC-CC boost, controlo e um bloco onde é possível introduzir variações de temperatura e radiação.

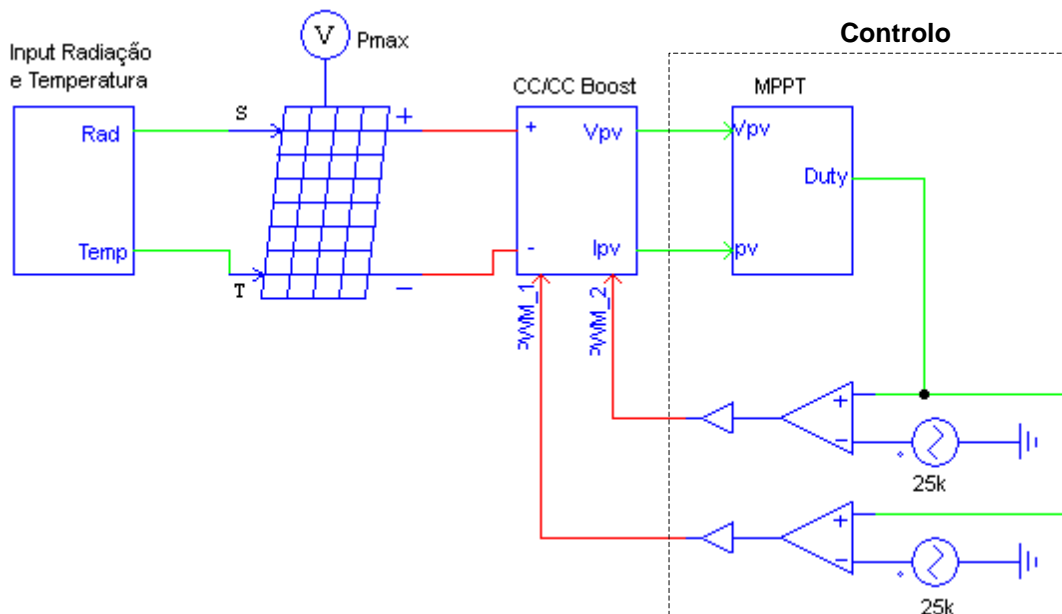


Figura 4.2-Interligação entre os sistemas no *software* de simulação PSIM

Para facilitar a compreensão de tudo o que foi simulado é apresentado na figura 4.3 uma planificação dos vários subsistemas num único sistema de simulação.

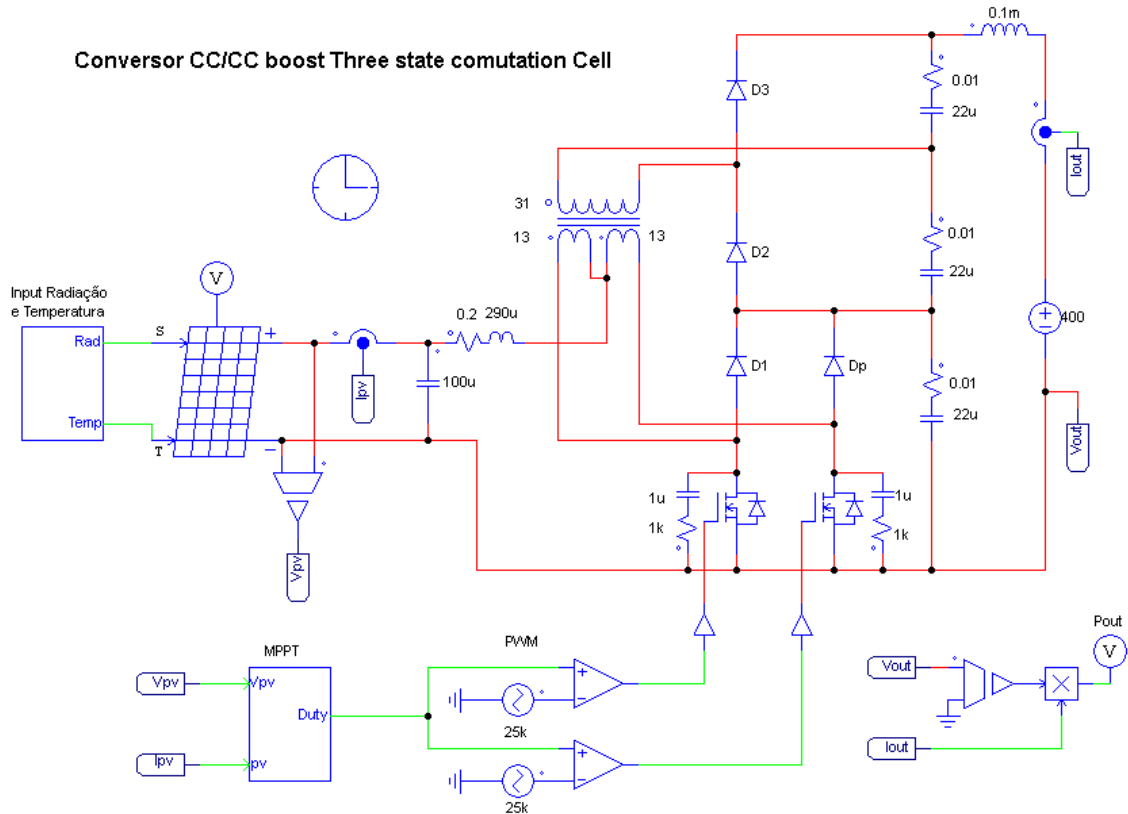


Figura 4.3-Convorsor Three state comutation Cell no *software* de simulação PSIM

4.1 - Painei Fotovoiiaico

Na simulação do sistema utilizou-se como entrada o modelo físico do painei FV do PSIM. Este painei, como mostra na figura 4.4, tem a mais-valia de ter duas entradas, uma que permite variar a radiação solar e outra a temperatura do painei e uma saída, além das saídas que ligam ao convorsor, que permite obter a potência máxima atual do painei. Estas características serão exploradas mais à frente nas simulações em regime dinâmico para testar a eficiência do algoritmo MPPT.

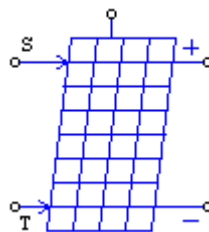


Figura 4.4-Modelo físico do Painei FV

A figura 4.5 apresenta o circuito equivalente do painei FV correspondente ao painei físico acima apresentado.

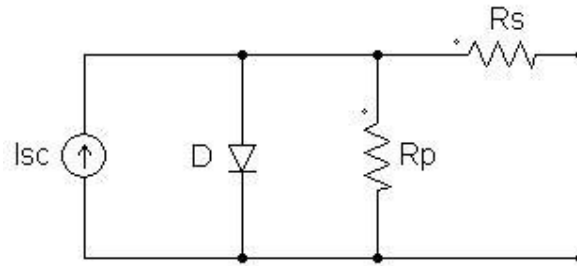


Figura 4.5-Modelo equivalente do painel FV com único diodo

O modelo físico do painel FV da figura 4.4 foi parametrizado na ferramenta do PSIM “solar module”, Figura 4.6, que permite obter uma excelente aproximação do painel FV que se pretende simular, apenas introduzindo as características presentes no datasheet do painel.

Para realizar as simulações do conversor e ao algoritmo MPPT utilizou-se o painel FV SHARP NU235 que possui uma potência máxima de 235W.

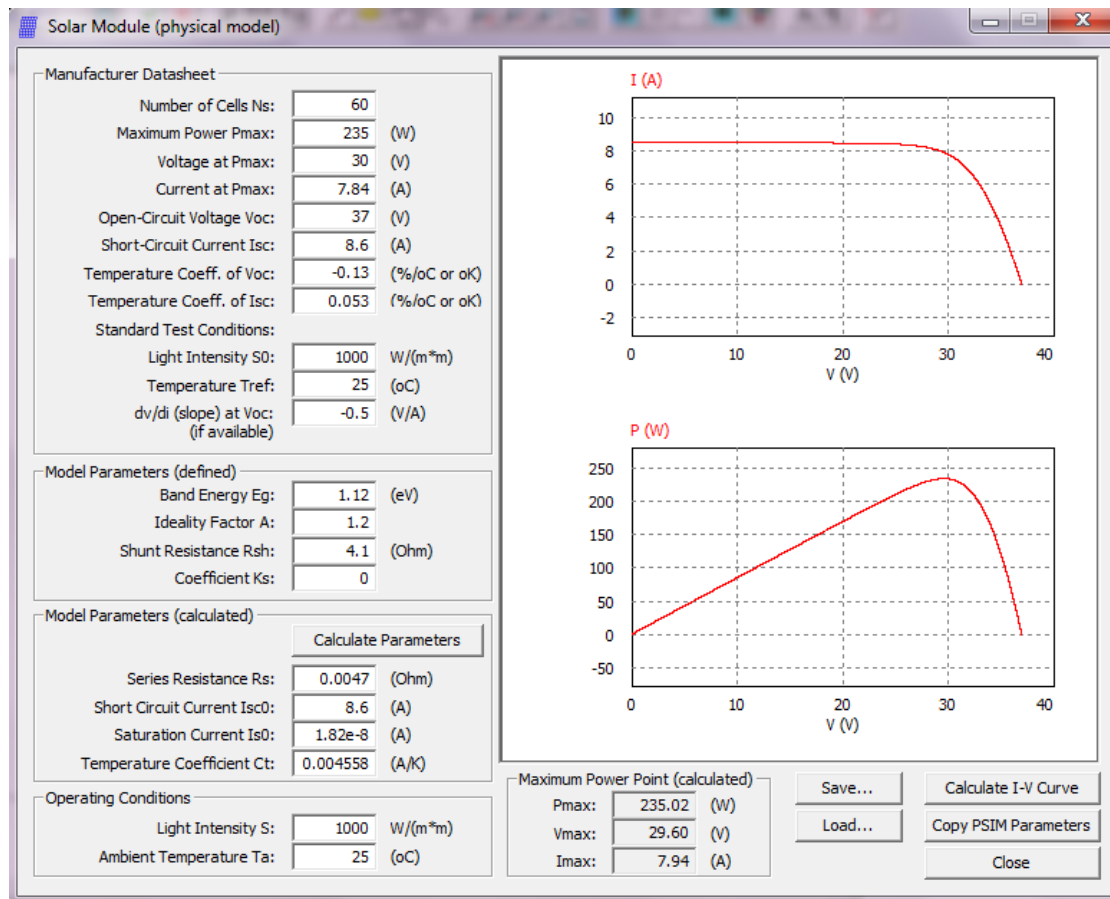


Figura 4.6- Ferramenta utilizada para parametrizar o painel FV SHARP NU235

Na tabela 4.1 estão representadas as características do painel FV parametrizado através da ferramenta “solar module” para valores de radiação e temperatura nominais. Foram realizados testes ao modelo, variando a radiação e a temperatura de modo a confirmar a validade do mesmo.

Tabela 4.1- Características do painel FV SHARP parametrizado.

Potência máxima	$P_{max} = 235W$
Tensão máxima	$V_{max} = 29,6V$
Corrente máxima	$I_{max} = 7,94A$
Resistência em série	$R_s = 0,0047\Omega$
Resistência em paralelo	$R_p = 246\Omega$
Tensão em circuito aberto	$V_{oc} = 37V$
Corrente em curto-circuito	$I_{sc} = 8,6A$

4.2 - Conversor CC-CC

Uma vez dimensionados todos os elementos do conversor *Three state comutation Cell*, foi possível uma implementação do mesmo em simulação. Este simula o comportamento do conversor ao longo do tempo. O conversor foi simulado com elementos passivos e semicondutores com características reais, assim, esta abordagem permite obter resultados mais próximos daqueles obtidos a nível experimental.

Como foi referido nas conclusões do capítulo 2, o conversor estará ligado a um barramento CC com tensão fixa de 400V imposta por um inversor, mas como a implementação do inversor não faz parte do âmbito desta dissertação foi colocada uma fonte CC de 400V a fazer de barramento CC em vez de ser o inversor a impor essa tensão. Desta forma não será necessário controlar a tensão de saída do conversor, apenas será necessário controlar o MPP do painel FV, ou seja, controlar a corrente proveniente do painel FV.

4.2.1 - Resultados da simulação do conversor CC-CC

Em seguida serão apresentados alguns resultados em regime permanente da simulação do conversor proposto, nomeadamente as formas de onda das tensões e correntes de entrada e saída, nos diferentes semicondutores e elementos passivos para valores de radiação e temperatura fixos, assim como, a potência de entrada e de saída do conversor. Os resultados foram obtidos com um tempo total de simulação de 0,1 segundos.

A Figura 4.7 apresenta a forma de onda simulada da corrente que circula pela bobina L_b . Observa-se que a corrente apresenta baixa ondulação, cerca de 1A, com frequência igual ao dobro da frequência de comutação, permitindo a redução do seu peso e volume. Os valores obtidos da simulação estão de acordo com os cálculos efetuados no capítulo 3.

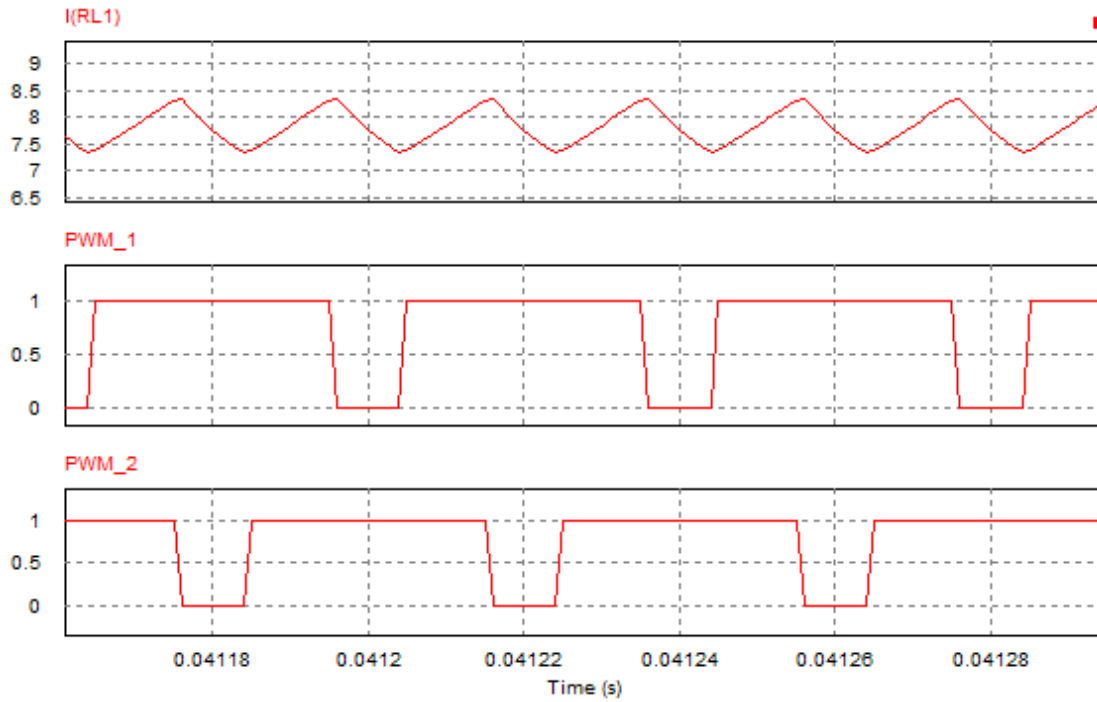


Figura 4.7-Corrente na bobina L_b e comandos PWM dos transístores

A Figura 4.8 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primários do transformador T_r . Como esperado as tensões nos enrolamentos primários estão em fase e as correntes desfasadas 180° e estão em conformidade com os cálculos realizados no dimensionamento do transformador. As pequenas deformações nas correntes são devidas à ressonância entre a indutância de fugas do transformador e os condensadores. Estas deformações podem ser reduzidas, aumentando o valor dos condensadores.

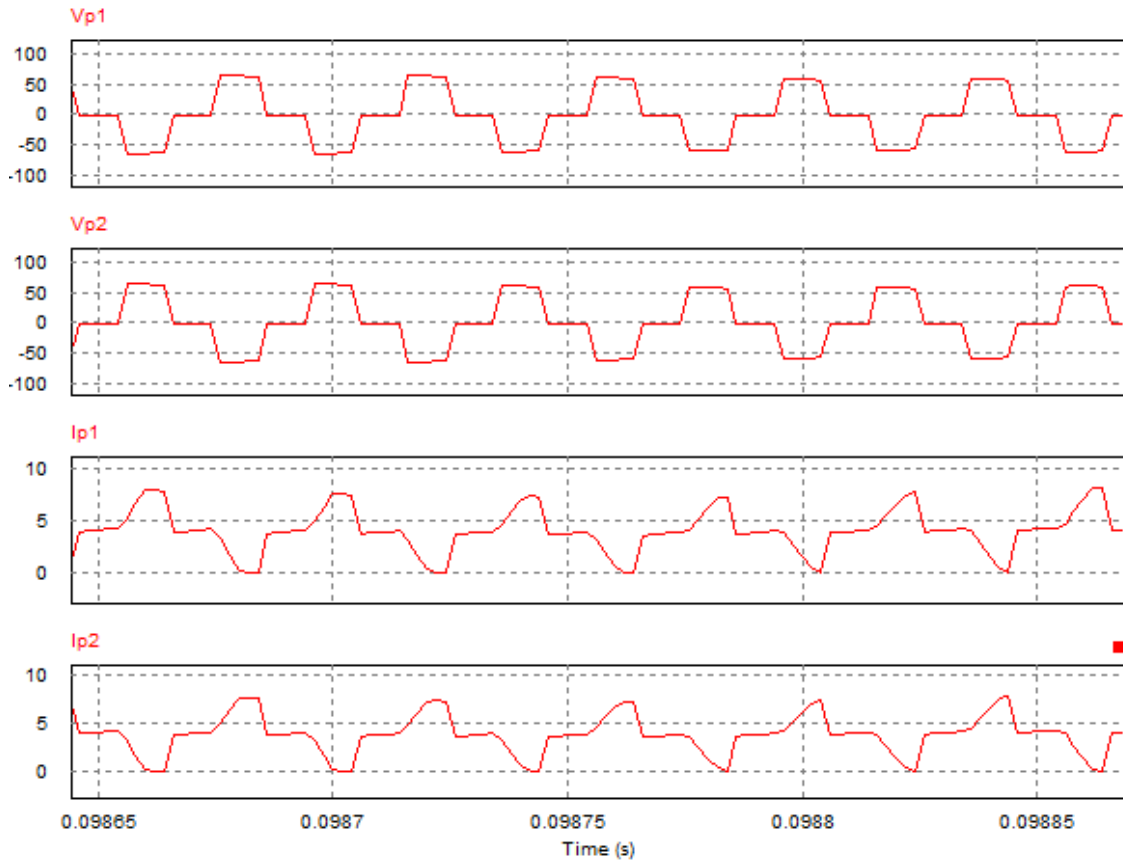


Figura 4.8-Tensão e corrente nos enrolamentos primários do transformador T_r

A Figura 4.9 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no enrolamento secundário. A tensão no enrolamento secundário é igual às tensões nos enrolamentos primários com um ganho igual a razão de transformação.

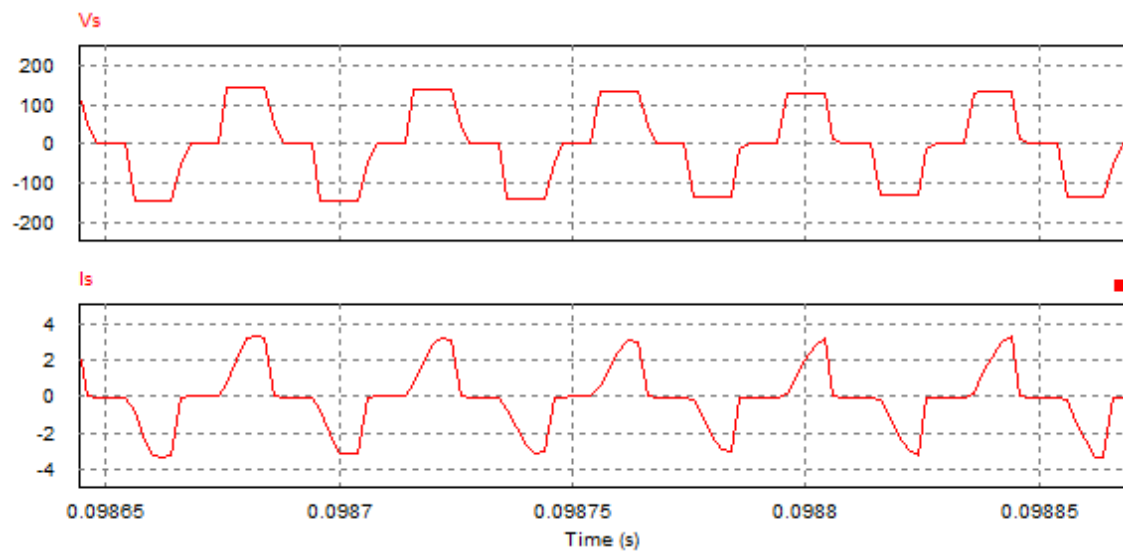


Figura 4.9-Tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador T_r

A Figura 4.10 mostra as formas de onda da tensão dreno para fonte V_{ds} nos semicondutores S_1 e S_2 . A forma de onda da figura apresenta a comutação dos semicondutores, ou seja, quando o PWM do semicondutor S_1 está no valor lógico 1, o semicondutor fecha, sendo este percorrido por uma corrente nesse instante.

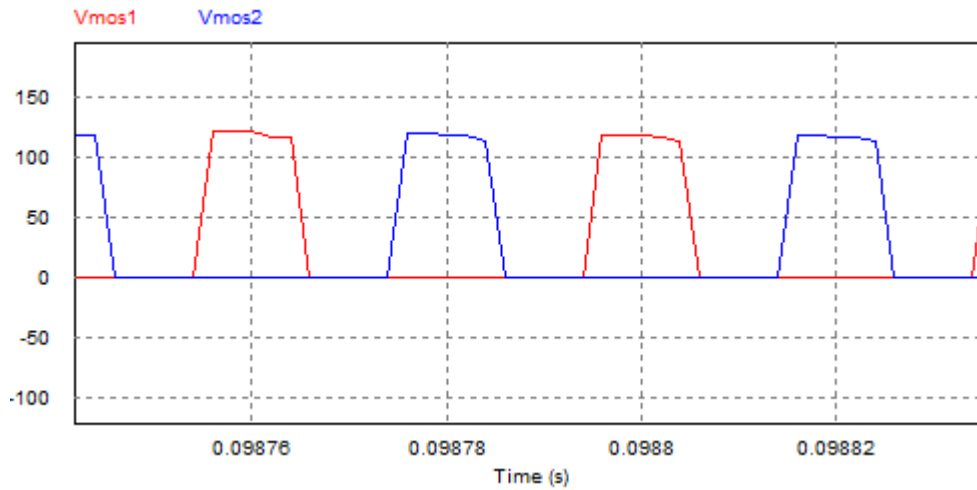


Figura 4.10-Tensão nos semicondutores S_1 e S_2

A Figura 4.11 mostra as formas de onda de tensão e corrente nos díodos D_p e D_1 .

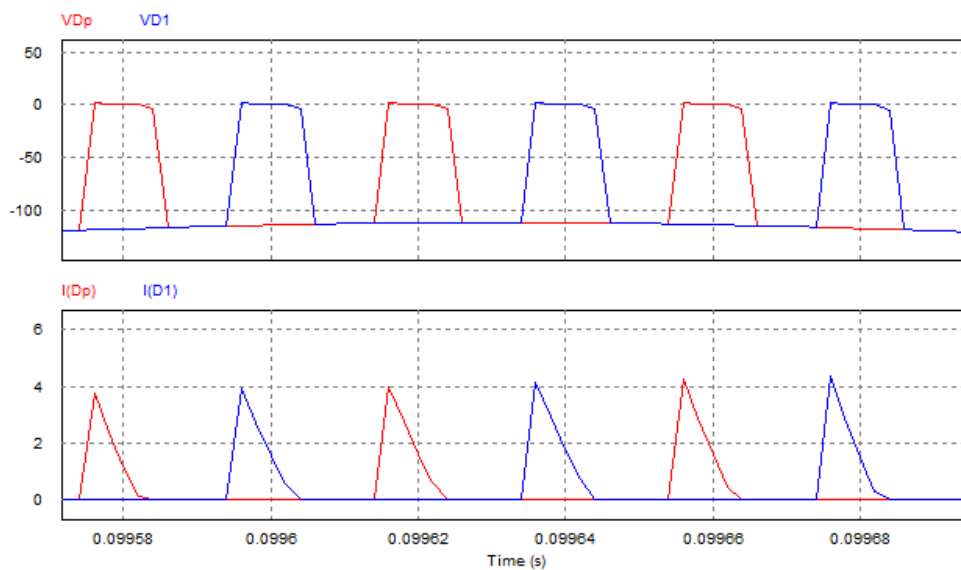


Figura 4.11-Tensão e corrente nos díodos D_p e D_1

A Figura 4.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente nos díodos D_2 e D_3 .

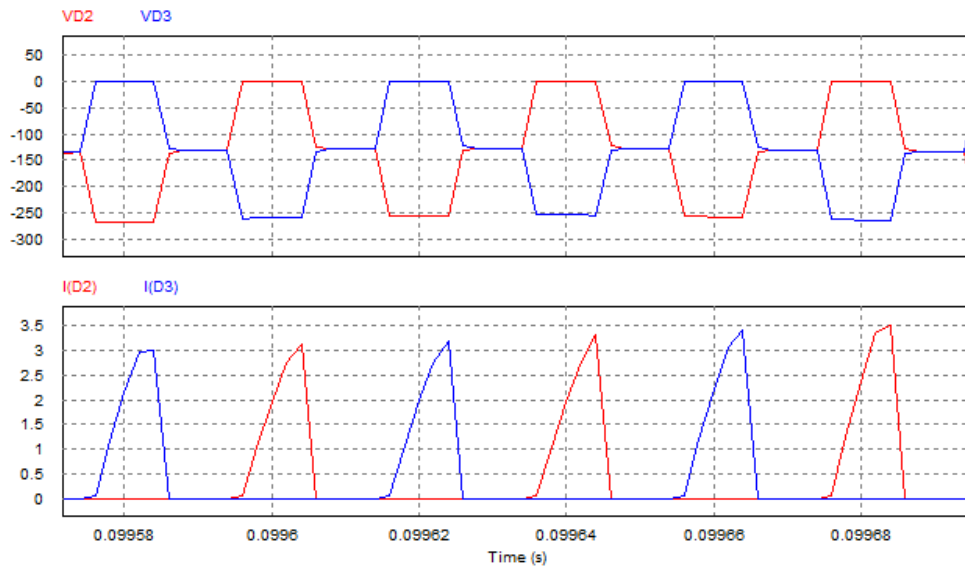


Figura 4.12- Tensão e corrente nos díodos D_2 e D_3

A Figura 4.13 mostra as formas de onda de tensão nos condensadores C_1 , C_2 e C_3 . As tensões, em regime permanente, tendem para os valores determinados no dimensionamento do capítulo 3 com uma ondulação de cerca de 10%. Os condensadores têm a função de colocar na saída uma tensão contínua e quanto maior for o valor dos mesmos, menor será a ondulação de tensão no barramento CC.

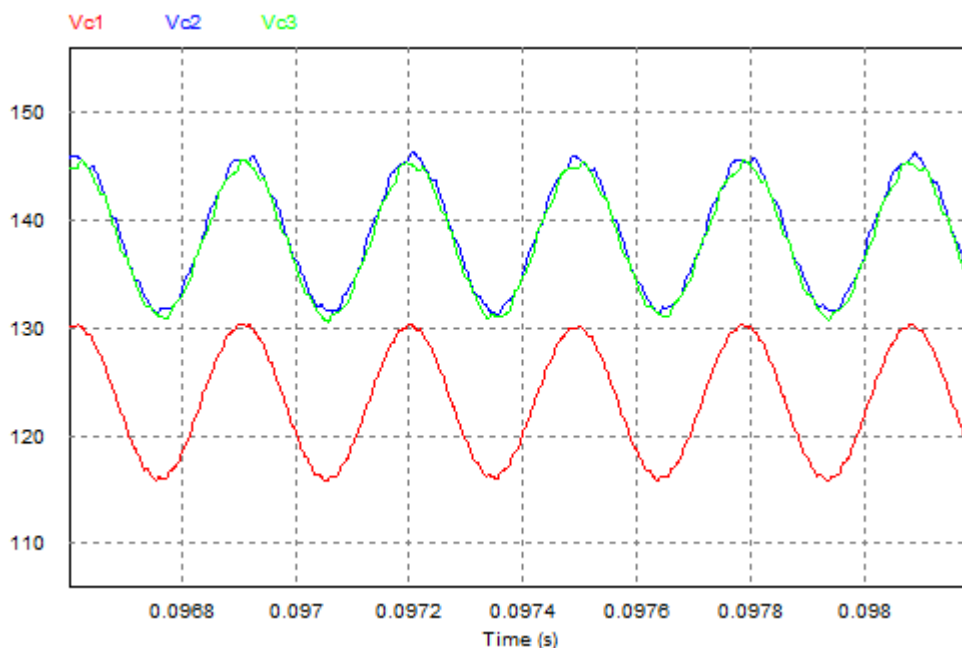


Figura 4.13-Tensão nos condensadores C_1 , C_2 e C_3 .

A Figura 4.14 apresenta a corrente e a tensão à saída do painel FV, para valores de radiação e temperatura fixos, 1000 W/m^2 e 25°C respetivamente. Pela observação da figura pode-se concluir que a tensão e corrente de entrada apresentam ondulações baixas e atingem valores, em regime permanente, muito próximos do MPP do painel FV parametrizado

presente na tabela 4.1, portanto pode-se concluir que o sistema está a maximizar a potência do painel.

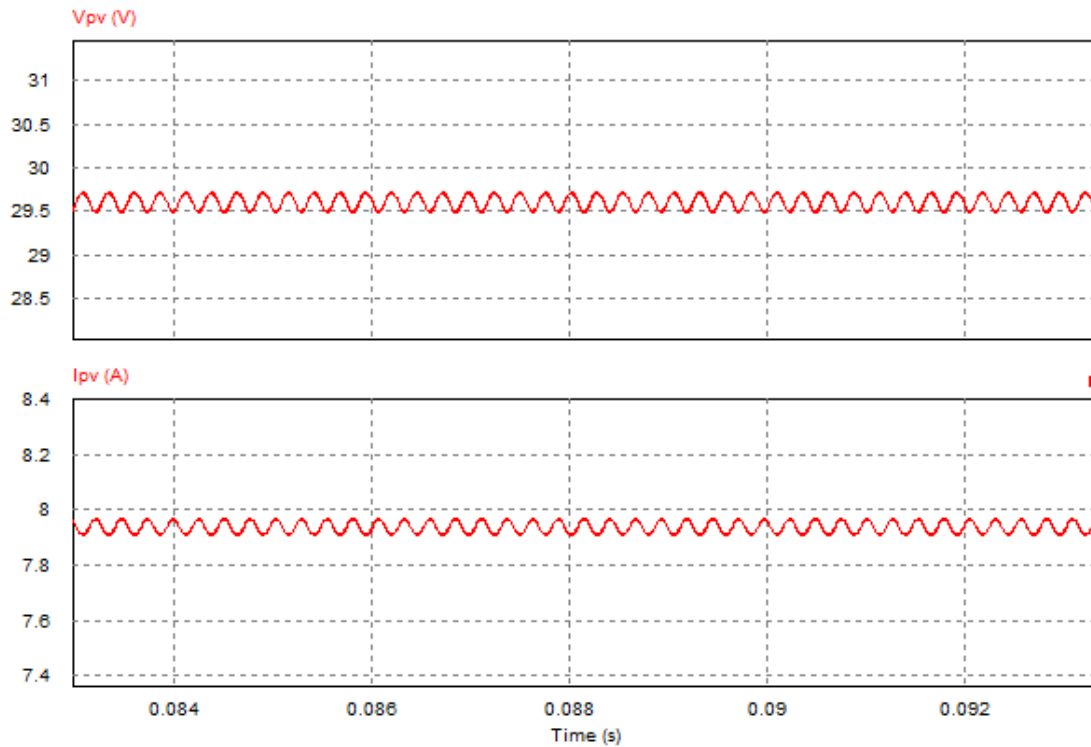


Figura 4.14-Tensão e corrente do painel FV

A Figura 4.15 demonstra a corrente e a tensão de saída para valores de radiação e temperatura fixos, $1000 W/m^2$ e $25^{\circ}C$ respectivamente. A tensão de saída presente na figura apresenta um valor sempre constante porque o conversor foi simulado com uma fonte CC de 400V na sua saída. Em relação à corrente de saída, esta apresenta alguma ondulação, cerca de 10%, devido à comutação dos semicondutores e também porque o sistema foi simulado com parâmetros reais, portanto a saída, obviamente, apresenta perdas.

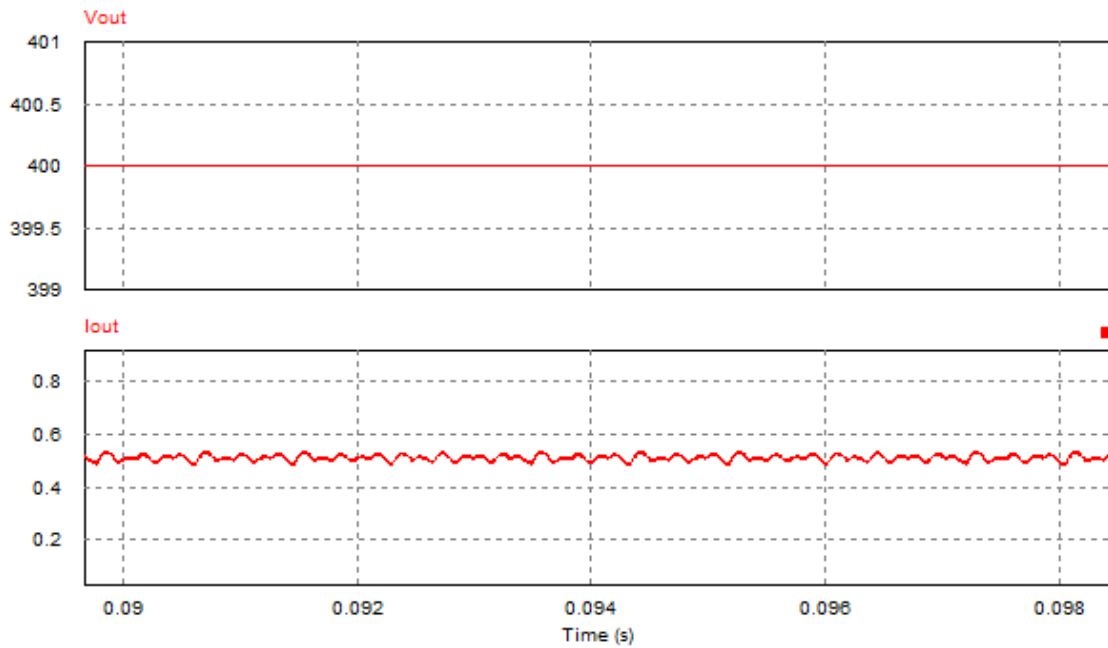


Figura 4.15-Tensão e corrente na saída do conversor CC-CC

A Figura 4.16 demonstra a potência de entrada e da saída para valores de radiação e temperatura fixos, 1000 W/m^2 e 25°C respectivamente. A potência de entrada está nos 235W, portanto o algoritmo MPPT está a funcionar corretamente. Como a tensão de saída é constante, a corrente é proporcional a potência de saída, ou seja, a ondulação presente na corrente será a mesma ondulação que na potência de saída.

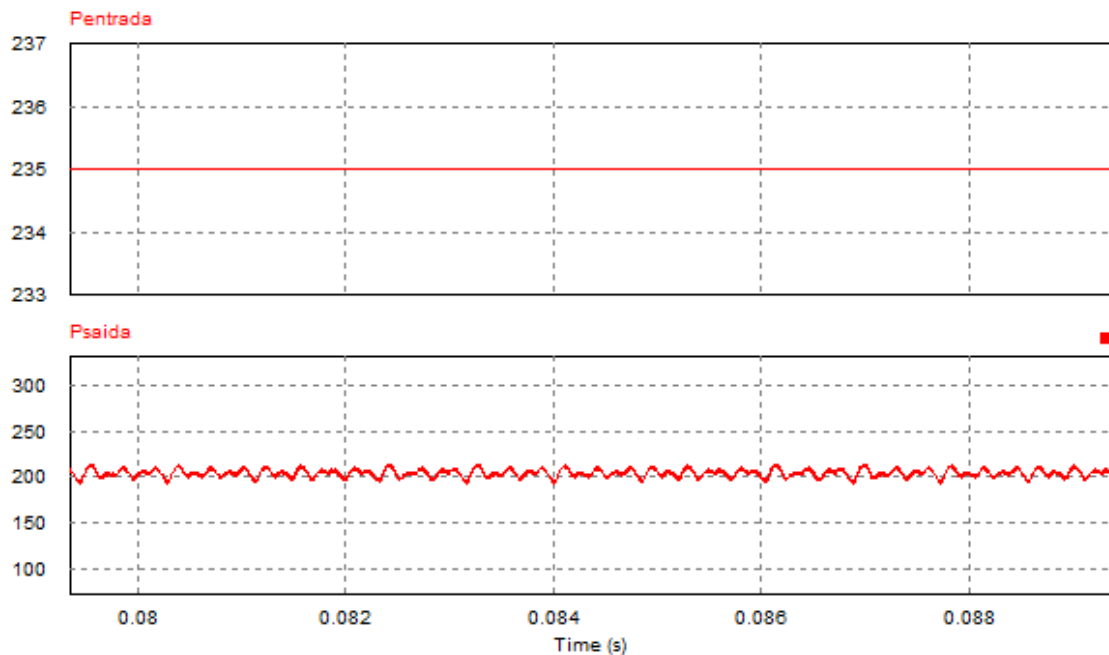


Figura 4.16-Potências de entrada e saída do conversor CC-CC

O valor médio da potência de saída é de 204W, portanto pode-se concluir com isso que o conversor em ambiente de simulação apresenta 31W de perdas, tendo então uma eficiência

energética de 87%. É uma eficiência considerada razoável tendo em conta que o conversor é constituído por muitos elementos de potência que incrementam perdas no sistema. Em (4.1) é calculado a eficiência energética do conversor simulado.

$$Eficiência(\%) = 1 - \frac{P_{entrada} - P_{saída}}{P_{entrada}} * 100 = 87\% \quad (4.1)$$

Em (4.2) é apresentada outra alternativa para calcular a eficiência energética do conversor.

$$Eficiência(\%) = \frac{P_{entrada} - P_{perdas totais}}{P_{entrada}} * 100 \quad (4.2)$$

4.3 - Algoritmo MPPT

O algoritmo MPPT condutância incremental foi simulado em PSIM, como o resto do sistema, porque este programa de simulação oferece uma grande capacidade desenvolvimento de algoritmos e facilidade de manipulação de variáveis. Desta forma foi possível integrar o algoritmo MPPT num bloco *Simplified block C* (Figura 4.17). Como o nome indica, este bloco permite a programação em linguagem C e é bastante simples de utilizar, porque apenas é necessário especificar as entradas e saídas do bloco. Utilizou-se este bloco, pois o algoritmo condutância incremental não é um algoritmo de elevada complexidade de implementação, portanto este bloco satisfaz as necessidades do sistema.



Figura 4.17-Algoritmo MPPT implementado no bloco *Simplified block C*

O bloco *simplified block C*, ou seja, o algoritmo MPPT tem como entradas a tensão e a corrente atuais do painel FV e como saída o duty cycle ótimo com o objetivo de maximizar a potência do sistema FV. Este valor é posteriormente comparado com duas ondas triangulares de 25kHz para obter os dois sinais PWM, desfasados 180° entre si, com o objetivo de fazer o comando dos transístores.

Com a finalidade de verificar a eficiência e a validade do algoritmo MPPT, realizaram-se simulações ao mesmo, variando a radiação e a temperatura do painel FV e analisando o seu

comportamento, ou seja, verificar se o painel FV está no MPP e assim provar que o controlador está a funcionar corretamente.

Para auxiliar a perceção dos resultados da simulação do algoritmo MPPT foram concebidas as tabelas 4.2 e 4.3, que apresentam as grandezas de corrente I_{mpp} , tensão V_{mpp} e potência P_{mpp} no MPP, para diferentes valores de radiação e temperatura. Estes valores foram obtidos através da ferramenta “solar module” e correspondem ao painel FV caracterizado no capítulo 4.1.

Tabela 4.2-Valores de diferentes grandezas físicas no MPP com radiação variável e temperatura constante (25 °C)

Radiação (W/m^2)	$I_{mpp}(A)$	$V_{mpp}(V)$	$P_{mpp}(W)$
1000	7,94	29,60	235
800	6,34	29,60	187,6
600	4,73	29,47	139,43
400	3,12	29,13	90,90
200	1,51	28,19	42,58

Tabela 4.3- Valores de diferentes grandezas físicas no MPP com temperatura variável e radiação constante (1000 W/m^2).

Temperatura (°C)	$I_{mpp}(A)$	$V_{mpp}(V)$	$P_{mpp}(W)$
45	7,95	27,16	215,87
35	7,95	28,37	225,48
25	7,94	29,60	235
20	7,94	30,21	239,76
10	7,92	31,44	249,17

4.3.1 - Resultados da simulação do algoritmo MPPT

Em seguida são apresentados os resultados com temperatura constante e radiação solar variável e vice-versa. As variações da temperatura e da radiação têm a finalidade de testar se o algoritmo responde bem a rápidas mudanças atmosféricas, uma vez que existe a possibilidade de passagem de nuvens sobre o painel.

4.3.1.1 - Resultados com temperatura constante e radiação solar variável

As simulações seguintes serviram para analisar a resposta do controlador MPPT implementado e de todo o sistema quando ocorre uma variação da radiação solar. Realizaram-se três testes dinâmicos ao algoritmo para verificar se o algoritmo está a funcionar corretamente. Primeiramente o painel foi submetido a um degrau, ou seja, uma variação brusca da radiação solar, em seguida simulou-se o algoritmo com variações lineares, e por fim o painel foi submetido a um conjunto de degraus, permitindo obter uma melhor visualização do comportamento dinâmico do algoritmo condutância incremental.

O painel fotovoltaico foi afetado por um degrau de radiação solar. Como se pode observar na Figura 4.18 o degrau inicia-se com um valor de $400\text{W}/\text{m}^2$ e termina com um valor de $1000\text{W}/\text{m}^2$ de radiação. Esta variação visa simular um aumento repentino da radiação solar e desta forma analisar o comportamento do algoritmo implementado.

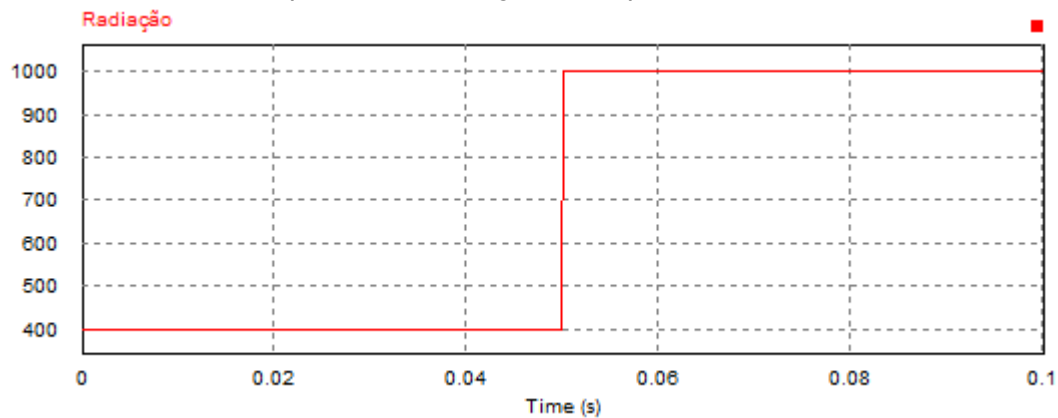


Figura 4.18-Degrau de radiação

Pode-se concluir através dos resultados presentes na Figura 4.19, que o algoritmo responde rapidamente a mudanças repentinas de radiação. O algoritmo está a funcionar corretamente, porque a tensão mantém-se praticamente constante durante a simulação e o valor da corrente aumenta como esperado. Além disso, as formas de onda apresentam valores que vão ao encontro dos valores presentes na tabela 4.2, ou seja, o painel FV está no MPP.

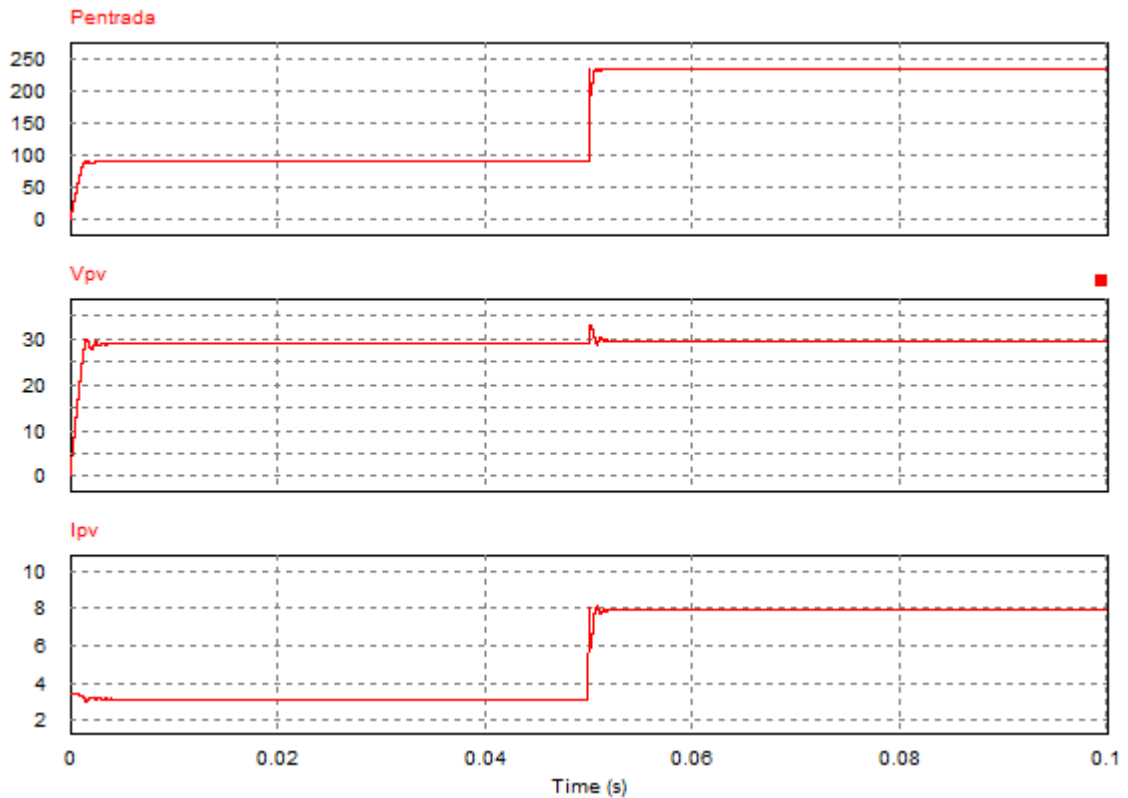


Figura 4.19-Resposta do algoritmo ao degrau de radiação

O painel fotovoltaico esteve sob influência de duas rampas de radiação solar, que podem ser vistas na Figura 4.20. Estas variações visam simular o aumento e diminuição linear da radiação. Na prática pode ser entendido como um teste ao painel FV onde existe incidência de luz solar por um curto período tempo.

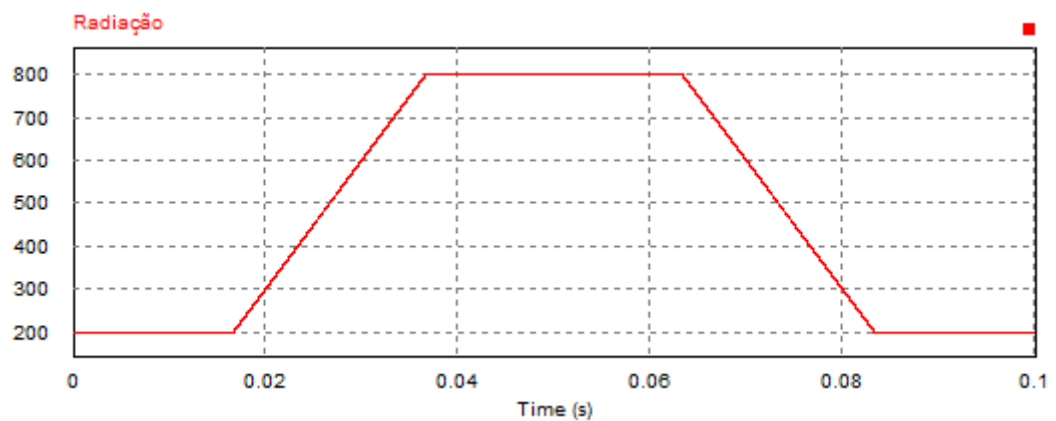


Figura 4.20-Variações lineares da radiação

Pela análise dos resultados da Figura 4.21 pode-se concluir que o controle MPPT apresenta uma dinâmica que lhe permite seguir as variações registadas na radiação solar e atingir os valores MPP presentes na tabela 4.2, mantendo o conversor na zona de funcionamento estável.

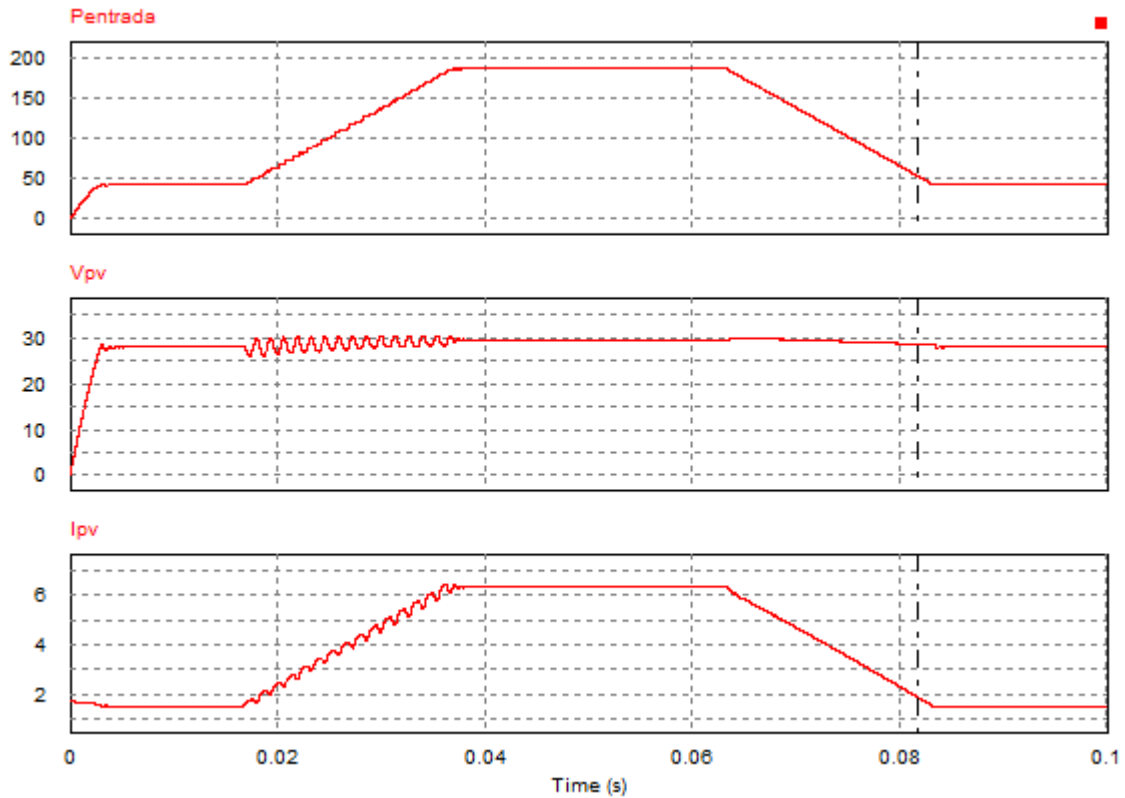


Figura 4.21- Resposta do algoritmo as variações lineares de radiação impostas

Por fim, na Figura 4.22, o painel FV vai estar sob a influência de vários degraus de radiação, com o objetivo de analisar a resposta do algoritmo a este tipo de variações de radiação.

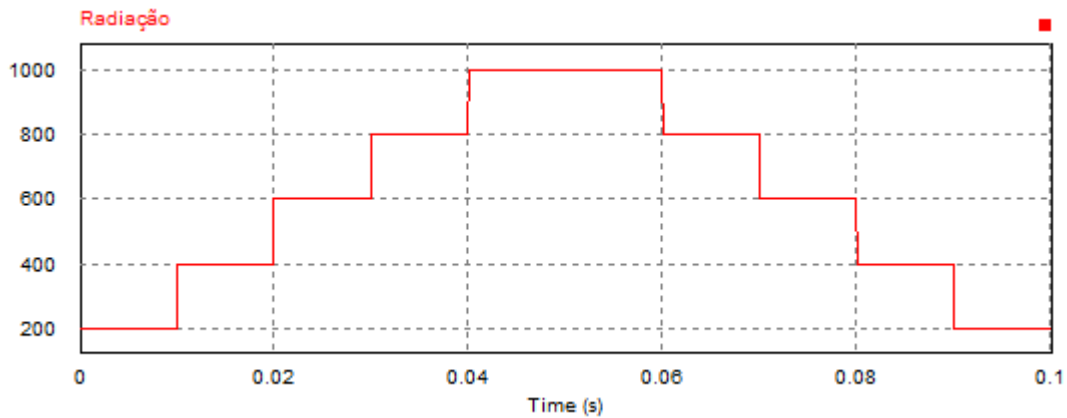


Figura 4.22-Vários degraus de radiação

Pode-se concluir através dos resultados presentes na Figura 4.23, que o algoritmo apresenta uma boa resposta dinâmica porque para os vários degraus de radiação, os resultados não sofrem muitas oscilações e estabilizam nos valores esperados.

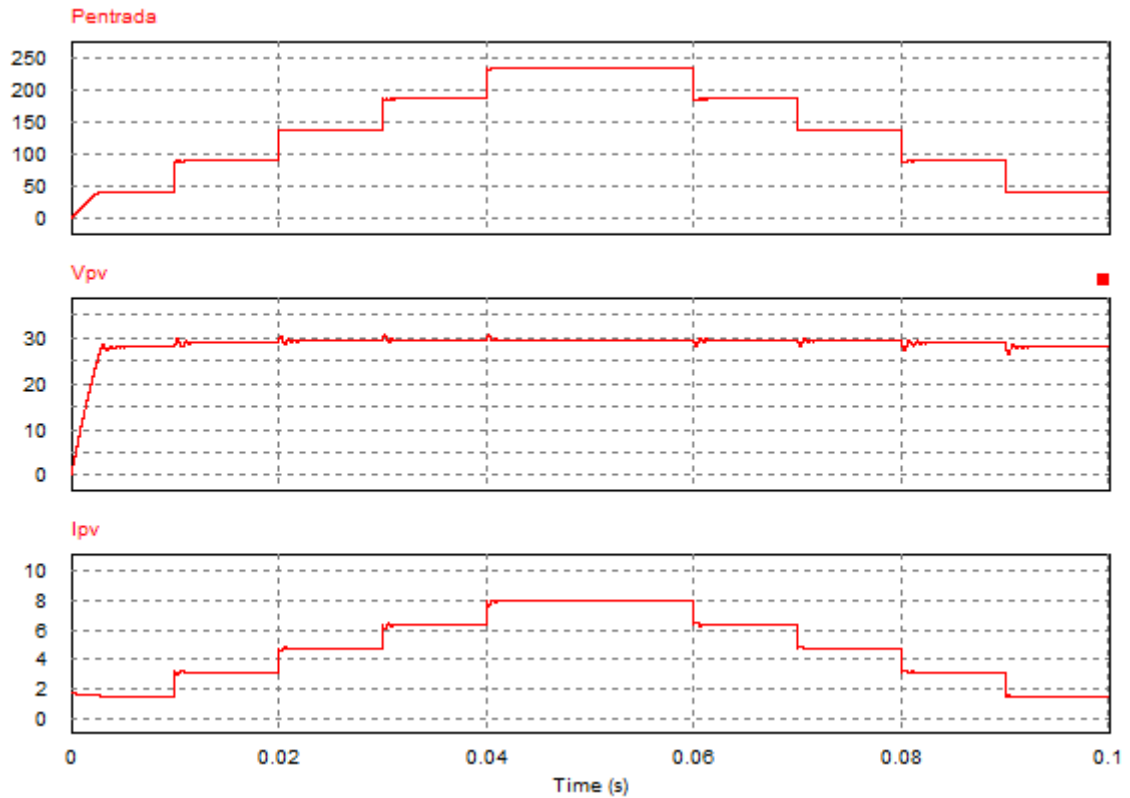


Figura 4.23- Resposta do algoritmo aos vários degraus de radiação

4.3.1.2 - Resultados com radiação solar constante e temperatura variável

As simulações seguintes serviram para analisar a resposta do controlador MPPT implementado e de todo o sistema quando ocorre uma variação da temperatura. Para simular o comportamento do algoritmo nestas condições, realizam-se os mesmos testes dinâmicos que se utilizaram para radiação variável.

Neste teste o painel FV esteve sob influência de um degrau de temperatura. Como se pode observar na Figura 4.24 o degrau inicia-se com um valor de 20°C e termina com um valor de 35°C. Esta variação visa simular um aumento repentino da temperatura, desta forma analisar o comportamento do algoritmo implementado.

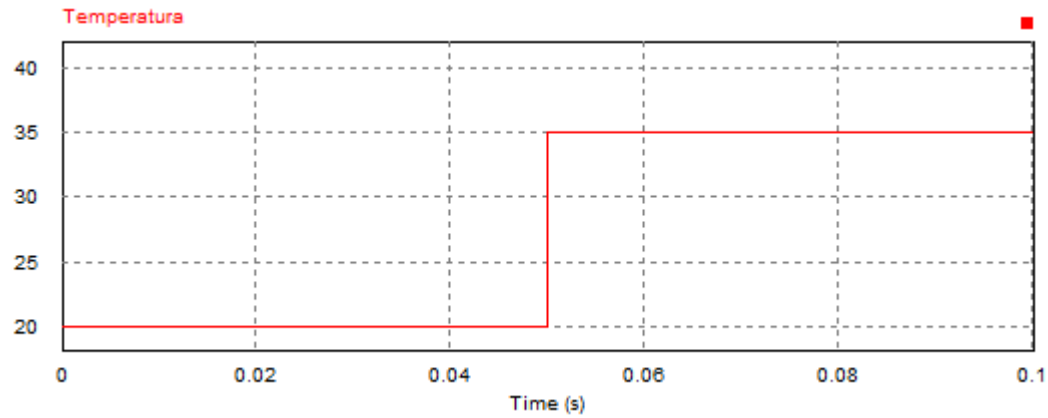


Figura 4.24- Degrau de Temperatura

Pela análise dos resultados da figura 4.25, pode-se concluir que o algoritmo apresenta mais oscilações para variações de temperatura do que para variações de radiação solar. A tensão diminui para o valor esperado com o aumento da temperatura e a corrente mantém-se constante, portanto o algoritmo está a funcionar corretamente.

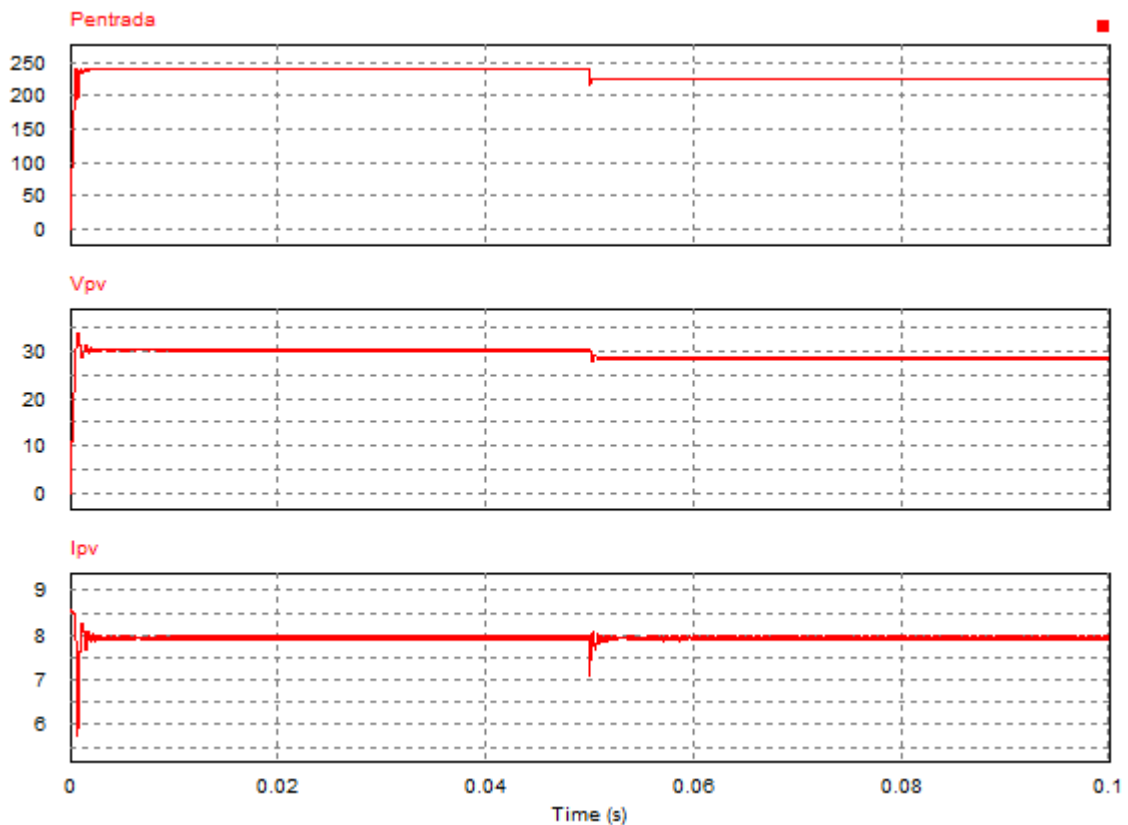


Figura 4.25-Resposta dinâmica ao degrau de temperatura

A Figura 4.26 apresenta a variação de temperatura imposta ao painel FV, com a finalidade de analisar a resposta do algoritmo MPPT a este tipo de variações lineares.

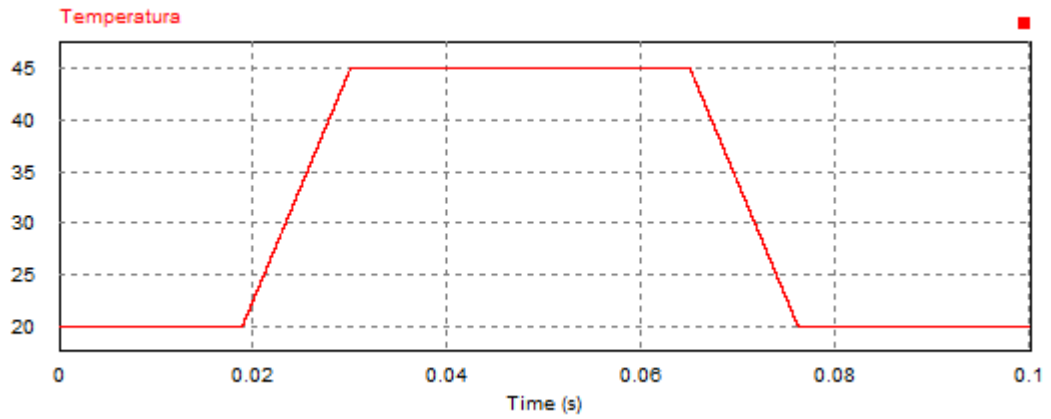


Figura 4.26- Variações lineares de temperatura

A Figura 4.27 apresenta o comportamento do algoritmo condutância incremental para as variações lineares de temperatura impostas ao painel FV.

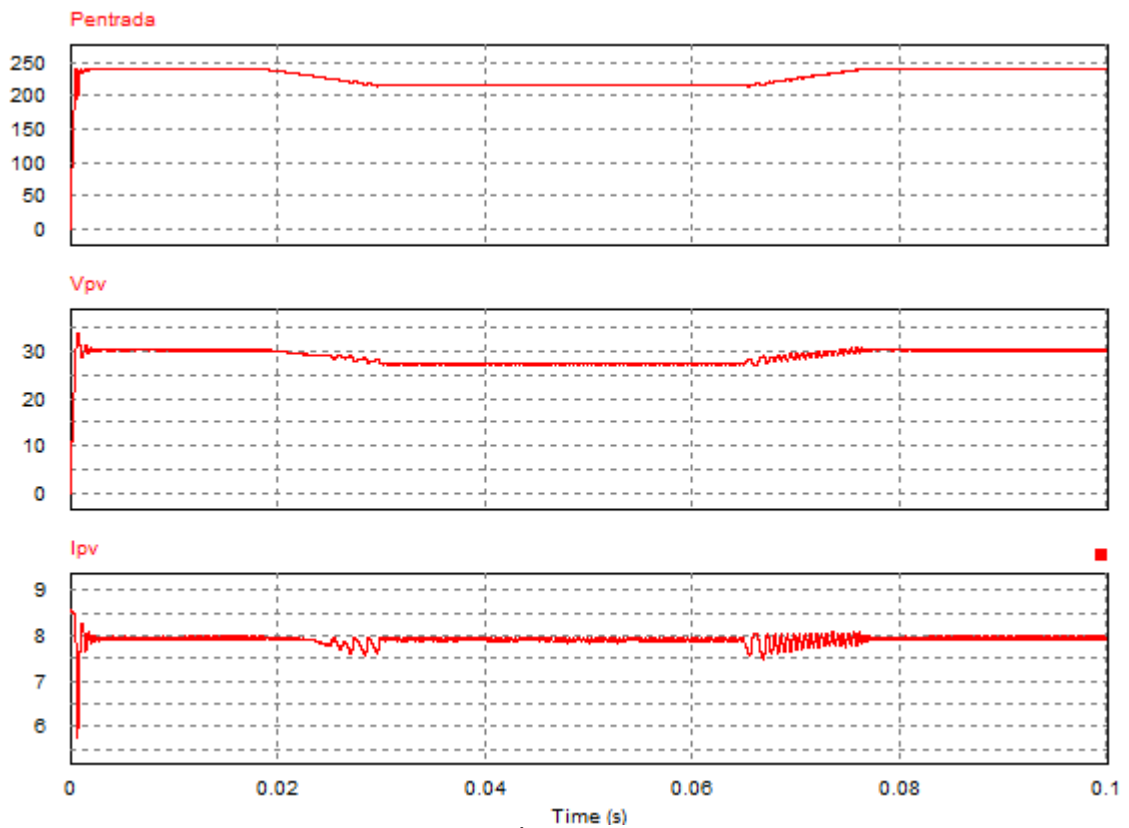


Figura 4.27- Resposta do algoritmo às variações lineares de temperatura impostas

A Figura 4.28 apresenta a variação de temperatura imposta ao painel FV, com a finalidade de analisar a resposta do algoritmo MPPT a vários degraus de temperatura.

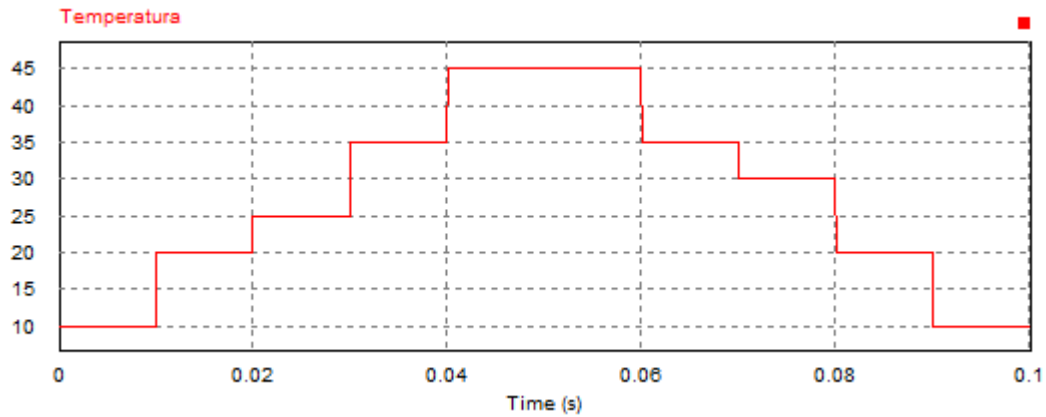


Figura 4.28- Vários degraus de radiação

A Figura 4.29 apresenta o comportamento do algoritmo condutância incremental para os vários degraus de temperatura impostos ao painel FV.

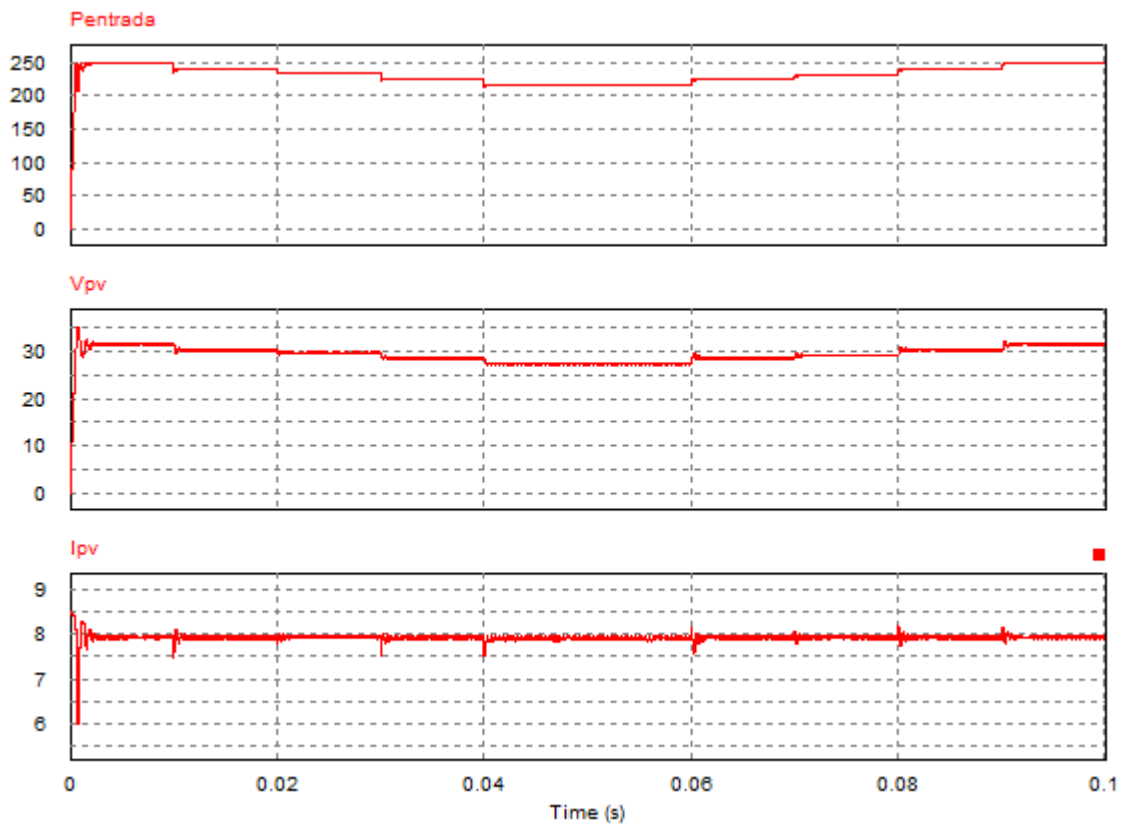


Figura 4.29- Resposta do algoritmo aos vários degraus de temperatura

4.4 - Conclusões

Neste capítulo realizou-se a parametrização e modelização do painel FV SHARP NU235, onde foram apresentados o modelo físico e equivalente do painel FV. Realizou-se também a simulação do conversor *three state comutation Cell* que permitiu compreender o funcionamento do mesmo, desta forma será possível executar uma implementação correta do conversor a nível experimental.

Verificou-se através de variações da radiação e temperatura que o algoritmo MPPT condutância incremental está a funcionar corretamente, portanto o algoritmo de controlo responde eficazmente a variações atmosféricas.

Capítulo 5

Implementação do conversor e resultados experimentais

Neste capítulo é feita referência à implementação do conversor *Three state comutation Cell* e também aos resultados experimentais obtidos¹.

Em relação à implementação do conversor vão ser referidos todos os passos dados até à montagem final. Os passos dados vão desde a análise e adaptação da plataforma de controlo ao sistema, ou seja, adaptar o controlo de maneira a ser possível enviá-lo, através do SimCoder do PSIM, para a plataforma de controlo, análise dos circuitos de aquisição e dos circuitos de drive utilizados, assim como conceção da PCB que irá integrar o sistema.

Os resultados experimentais obtidos espelham o funcionamento completo do conversor implementado.

5.1 - Plataforma de controlo

A plataforma de controlo utilizada foi a DSP Piccolo TI F28335 (Figura 5.1). Esta plataforma de controlo possui ADC's, entradas e saídas digitais, permitindo que sejam utilizadas estas entradas e saídas para fazer um controlo eficaz sobre o processo que se pretende controlar. Esta tecnologia permite um interface com a ferramenta de simulação PSIM, sendo utilizado a aplicação simcoder que permite gerar código C, permitindo a sinergia entre o *software* PSIM e plataforma de controlo.

Outro *software* necessário para auxiliar a programação da DSP foi o “Code Composer Studio” que permite a interação entre o PSIM e a DSP, permitindo configurar a DSP de forma a obter aquilo que pretendemos para a unidade de controlo.

¹ Parte experimental desenvolvida em conjunto com o estudante Telmo Sousa Lima.

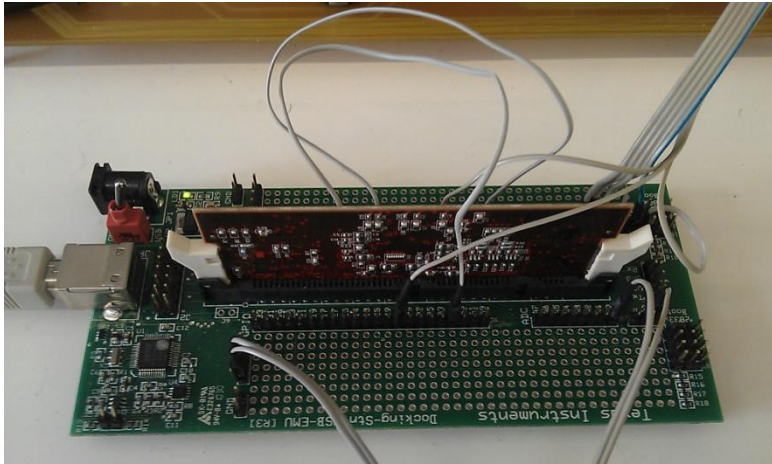


Figura 5.1-Fotografia da DSP Piccolo TI F28335 utilizada

5.1.1 - Arquitetura funcional da DSP

Na Figura 5.2 está representada a arquitetura funcional da DSP TI F28335. Pela observação da figura é possível verificar a existência de vários periféricos, unidades de processamento e armazenamento de informação. Estas permitem fazer a aquisição e o controlo eficaz sobre o sistema que se pretende controlar.

Tendo em conta as características que a DSP dispõe e as necessidades do projeto foram utilizados quatro ADC's, para aquisição de correntes e tensões de entrada e saída, e duas saídas digitais que permitiram realizar o comando para as gates dos MOSFET's do conversor.

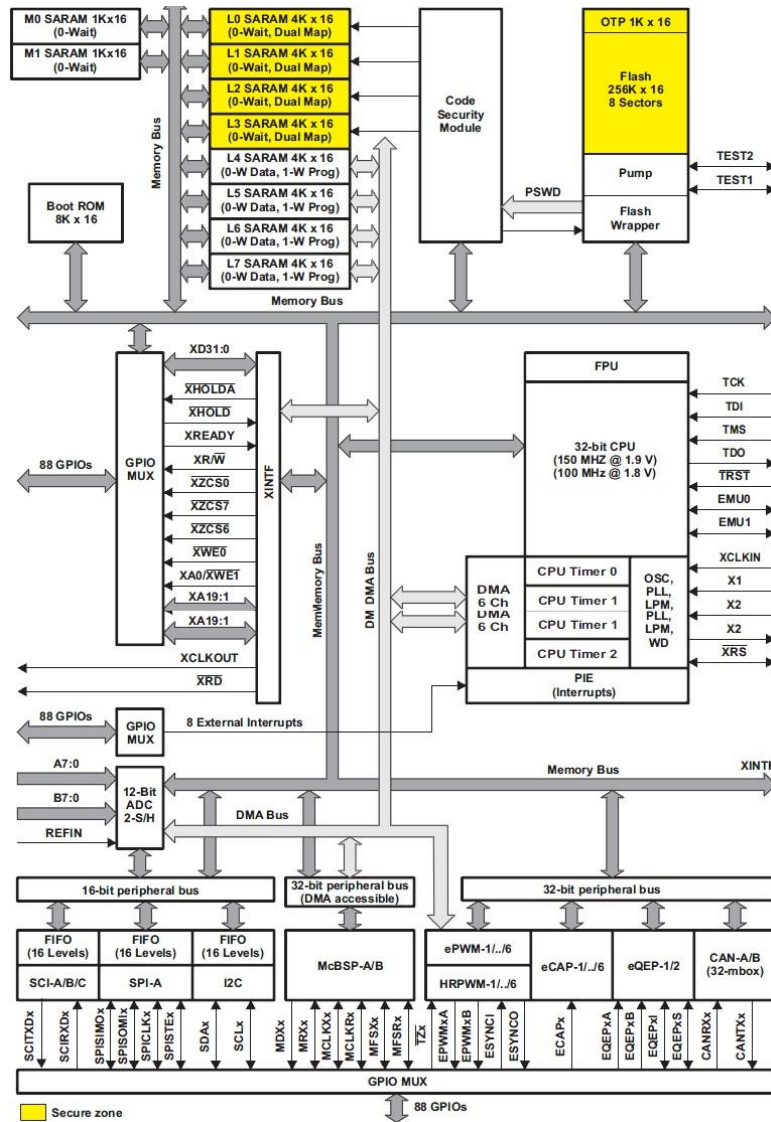


Figura 5.2-Arquitetura funcional da DSP[20]

5.2 - Drive dos Mosfets e circuito de proteção da DSP

A Figura 5.3 apresenta o circuito responsável por realizar o drive dos MOSFET's e o circuito de proteção da DSP. Recorreu-se ao circuito integrado HCPL-3180 que incorpora um optoacoplador que irá fazer de circuito de proteção da DSP e um drive que tem o objetivo de isolar o circuito de sinal do circuito de potência e converter os sinais da DSP em sinais capazes de controlar os MOSFET's.

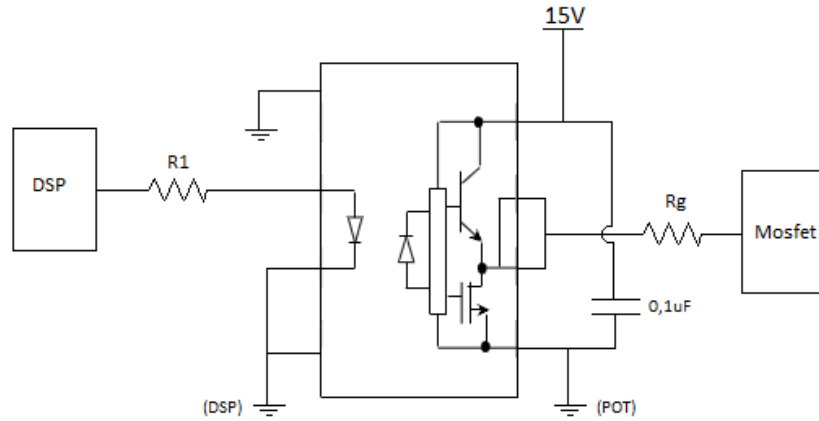


Figura 5.3- Optoacoplador com drive HCPL-3180

Em (5.1) é calculada a resistência R_1 pelo quociente entre a tensão de saída da DSP e a corrente entrada mínima do circuito integrado.

$$R_1 = \frac{3,3}{0,01} = 330\Omega \quad (5.1)$$

Em (5.2) é calculada a resistência de gate R_g , esta tem o objetivo comutar o semicondutor de forma mais rápida ou mais lenta, consoante o valor da mesma. Pretende-se comutar os transístores a 1us, portanto o valor da corrente para carregar o condensador C_{iss} do transístor é obtido em (5.2).

$$i_c = C * \frac{d_{vc}}{dt} \quad (5.2)$$

O valor do condensador $C_{iss} = 4200pF$ e a carga da gate é $Q_g = 210nC$. O valor da corrente i_c é obtido em (5.3).

$$i_c = 4200 * 10^{-12} * \frac{(210 * 10^{-9})}{1 * 10^{-6}} = 0,21A \quad (5.3)$$

Por fim, o valor de resistência de gate R_g é determinada em (5.4).

$$R_g = \frac{V_{cc} - V_{dsp}}{i_c} = \frac{15-3}{0,21} = 60\Omega \quad (5.4)$$

5.3 - Circuitos de aquisição

5.3.1 - Circuito de aquisição de tensão

Para aquisição da tensão do painel FV e aquisição da tensão de saída do barramento CC foram utilizados os transdutores de tensão LV-25P, presentes na Figura 5.4. O princípio de funcionamento deste transdutor é gerar uma tensão de saída em função da tensão de entrada, mais concretamente gerar uma tensão entre 0 a 3V, a partir da tensão proveniente do painel FV e do barramento CC.

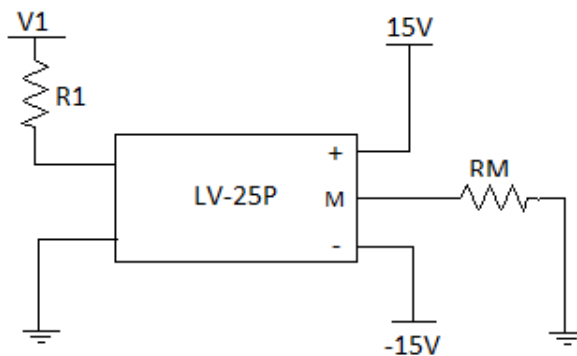


Figura 5.4-Transdutor de tensão LV-25P

O transdutor apenas adquire sinais em corrente, portanto é preciso uma resistência de entrada R_1 para transformar o sinal de tensão num sinal em corrente e R_M é a resistência de medida do transdutor de tensão.

5.3.2- Circuito de aquisição de corrente

Para aquisição da corrente do painel FV foi utilizado o transdutor de tensão HY-15P e para aquisição da corrente no barramento CC o transdutor HY-15P, presente na Figura 5.5. Foram utilizados transdutores de calibres diferentes porque as correntes adquiridas são diferentes. O princípio de funcionamento deste transdutor é muito idêntico ao anterior pois adquire o valor da corrente e gera um valor em tensão correspondente ao valor de corrente que foi adquirida.

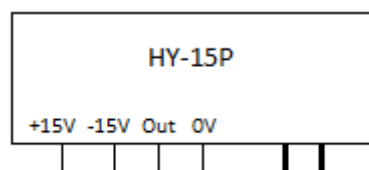


Figura 5.5-Transdutor de corrente HY-15P

Este transdutor não necessita de resistência de entrada pois o objetivo é adquirir o valor da corrente no painel FV e no barramento CC e não precisa de resistência de medida pois o sinal proveniente do transdutor é em tensão.

5.4 - Programa de controlo para enviar para a DSP

Para desenvolver o programa de controlo para enviar para a DSP, foi necessário proceder a alterações no controlo apresentado no capítulo 3. Desde logo foi preciso verificar se todos os blocos eram compatíveis com a DSP, ou seja, se era possível gerar código C dos mesmos. Como era de esperar todos os blocos com sinais contínuos tinham de ser substituídos, uma vez que a DSP apenas funciona com sinais discretos. No entanto o SimCoder disponibiliza blocos alternativos a esses, como por exemplo os blocos ADC e PWM.

A Figura 5.6 apresenta o programa utilizado para controlar o sistema de conversão FV. A tensão e a corrente do painel, provenientes dos transdutores, são ligadas a um ADC com 12 bits, para chegar ao valor que está a ser lido este terá que ser multiplicado por uma constante, isto é, tendo em conta que se definiu um ganho para o sinal proveniente dos transdutores de corrente e tensão, estes necessitam sofrer um novo reajuste para proceder ao processamento correto do valor que está a ser lido. Para desfazar 180° os dois PWM foi preciso utilizar um bloco 2-ph PWM presente na biblioteca do SimCoder TI F28335 com duas entradas e duas saídas. Mas este bloco não consegue por si só desfazar os dois PWM, portanto foi necessário criar à saída do bloco um conjunto de operações lógicas para fazer essa função. Foram colocados no programa dois blocos: entradas e saídas digitais para ser possível ter a saída do bloco 2-ph PWM as portas lógicas.

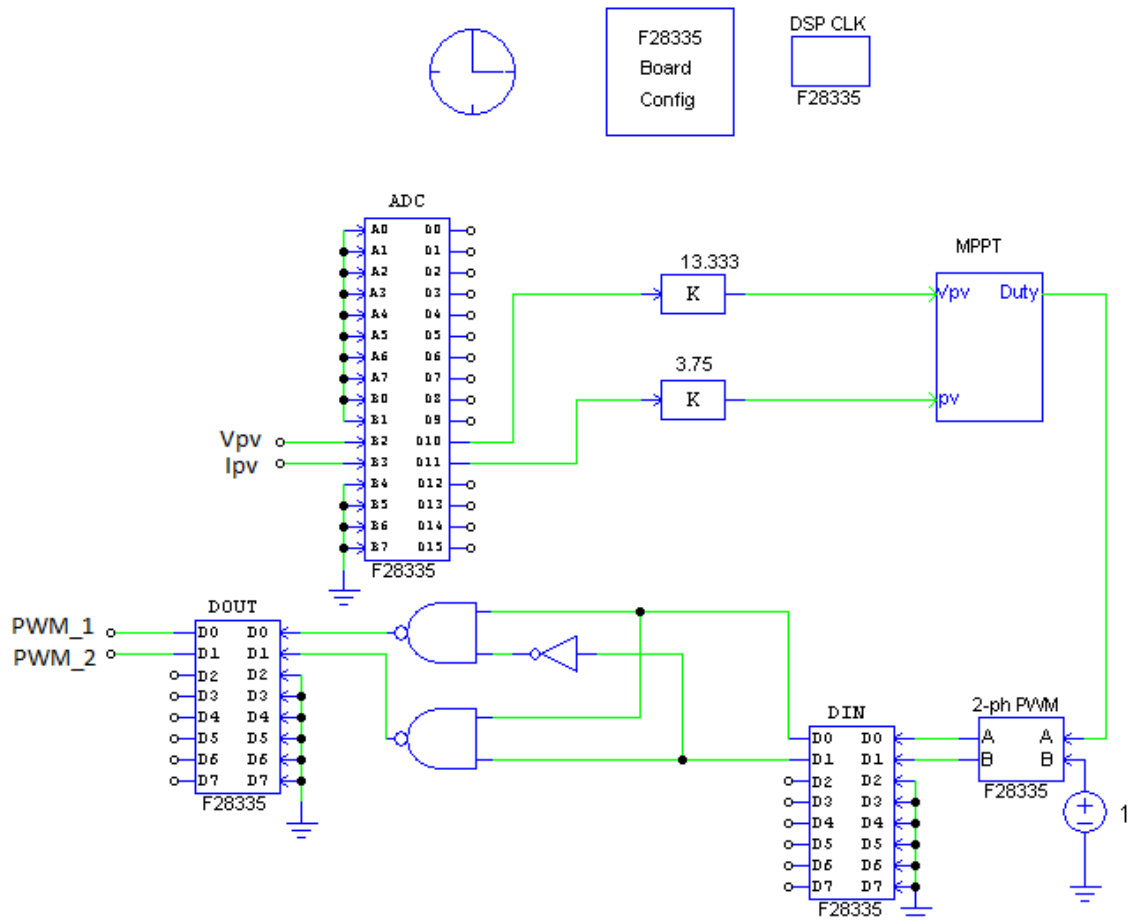


Figura 5.6-Programa de controlo em PSIM para enviar para a DSP

5.5 - Placa de circuito impresso - PCB

Desenvolveu-se uma única placa de circuito impresso, Figura 5.7, para os circuitos de aquisição, para os drives e para o conversor CC/CC projetado. A placa foi desenhada com o Multisim e Ultiboard da NI. Numa primeira fase introduziu-se e validou-se o circuito no *software Multisim*. Posteriormente exportou-se o circuito para o Ultiboard, onde se definiu a disposição dos componentes e se desenharam as pistas condutoras. Como se pode observar na Figura 5.7, as pistas estão devidamente afastadas umas das outras e com mais espessura onde circula mais corrente. Foram colocados conectores à entrada e saída do conversor para ligar o painel FV e na saída por exemplo uma carga. Para alimentar os transdutores e os drives a partir do painel FV utilizaram-se dois conversores CC-CC, desta forma o sistema não precisa de fontes externas além do painel FV, tornando o conversor autónomo.

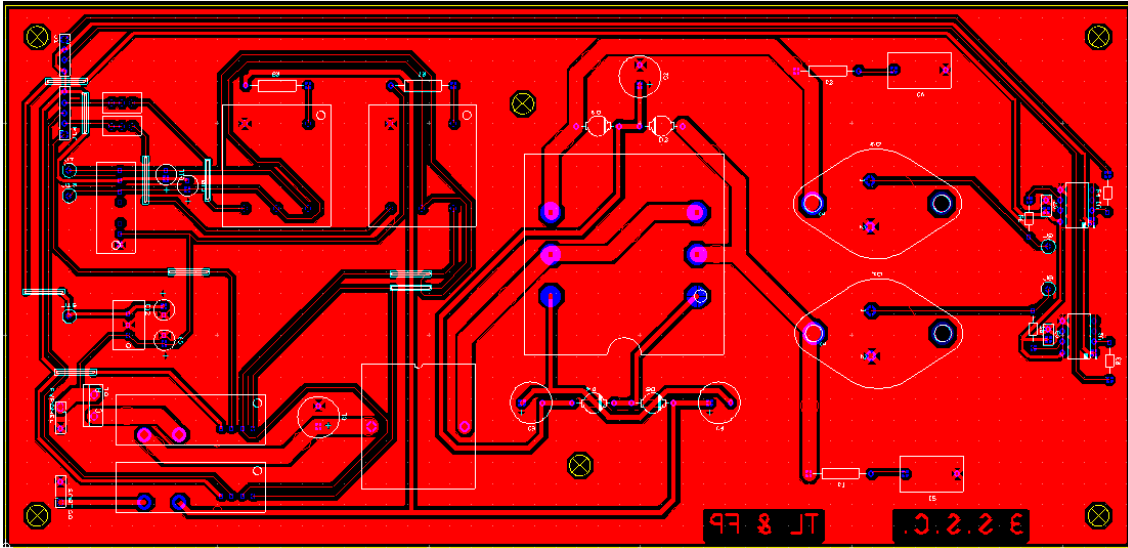


Figura 5.7-Footprint da PCB desenvolvida

A Figura 5.8 demonstra a fotografia conversor Three state comutation Cell implementado.

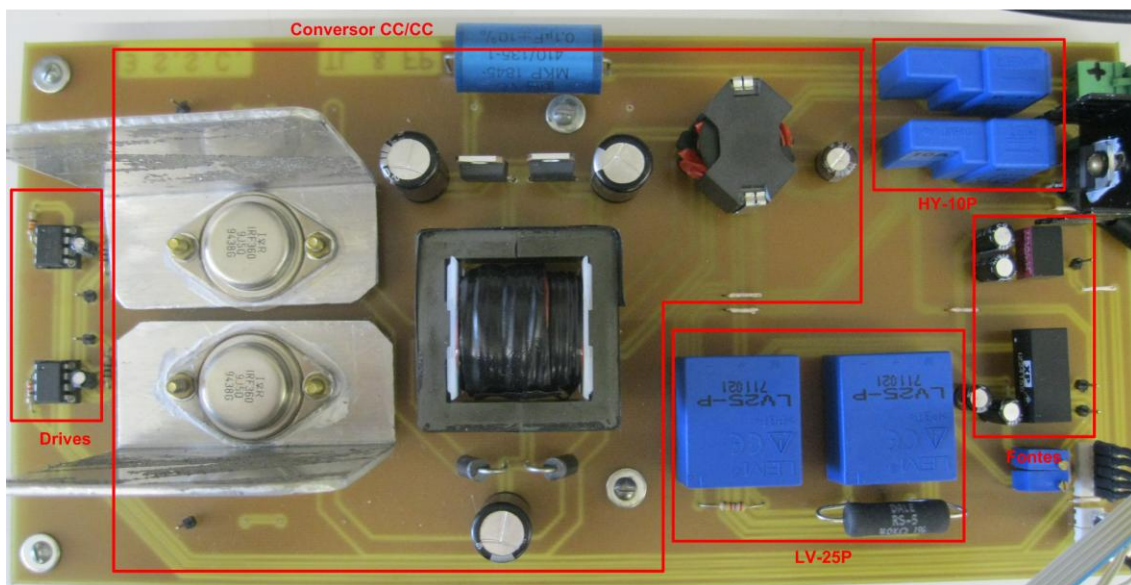


Figura 5.8-Fotografia do conversor implementado

5.6 - Resultados experimentais

Nesta secção são apresentadas as condições de teste, acompanhados dos respetivos resultados experimentais e munidos de explicações, de forma a analisar as características do conversor e verificar se o mesmo foi devidamente implementado.

A tabela 5.1 apresenta as características elétricas do painel FV utilizado para realizar os testes experimentais ao conversor. Utilizou-se um painel diferente na parte de testes

práticos, porque numa primeira fase pensou-se utilizar o painel SHARP, mas posteriormente não foi possível utilizar esse painel; portanto utilizou-se o painel que se encontrava disponível. Não é nenhum problema porque, como foi dito nas conclusões do capítulo 3, o conversor foi dimensionado para qualquer painel com uma potência inferior a 250W.

Tabela 5.1- Características elétricas do painel FV BP 3170

Potência máxima	$P_{max} = 170W$
Tensão máxima	$V_{max} = 35,6V$
Corrente máxima	$I_{max} = 4,8A$
Tensão em circuito aberto	$V_{oc} = 44,3V$
Corrente em curto-circuito	$I_{sc} = 5,2A$

Numa fase inicial de testes experimentais ao conversor utilizou-se para carga uma resistência de potência de 2k Ω , capaz de dissipar a potência do painel FV. Como a resistência não era a melhor solução para o sistema, porque com uma carga resistiva a tensão de saída iria variar consoante o valor da tensão do painel e do *duty-cycle* correspondente, portanto não estaria regulada nos 400V. A figura 5.9 apresenta a alternativa encontrada para solucionar este problema, que foi um banco de baterias com uma tensão fixa de 400V.



Figura 5.9-Banco de baterias (400V)

A figura 5.10 apresenta a fotografia de dois multímetros que apresentam os valores das tensões do painel FV e de saída. Este resultado demonstra que um dos requisitos para esta dissertação foi atingido, ou seja, elevar uma tensão proveniente de um painel FV para uma tensão de 400V. O teste foi realizado ainda com a resistência de potência, porque com as baterias não seria possível verificar se o conversor era capaz de elevar a tensão até ao valor pretendido.



Figura 5.10-Fotografia das medições das tensões no painel e na carga resistiva

Em seguida são apresentados os resultados referentes à componente elétrica do conversor, isto é, formas de onda das tensões e correntes do painel FV e na carga, assim como dos semicondutores, transformador e dos comandos PWM dos transistores.

A Figura 5.11 apresenta os comandos PWM dos transistores. Pela análise da figura pode-se concluir que os dois sinais têm um desfasamento de 180° .

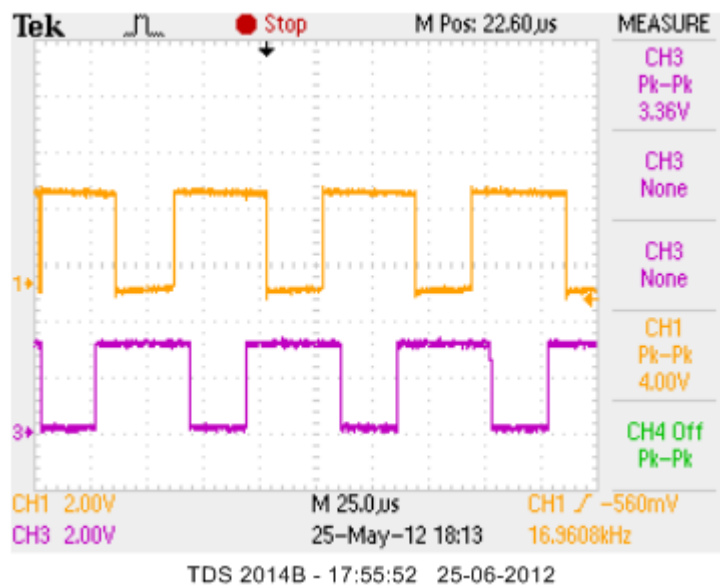


Figura 5.11-Comandos PWM dos transistores S_1 e S_2

A figura 5.12 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do painel FV. A tensão no painel está praticamente constante nos 32V, enquanto a corrente apresenta uma ondulação de cerca de 12%, valor este considerado aceitável, tendo em conta o dimensionamento realizado.

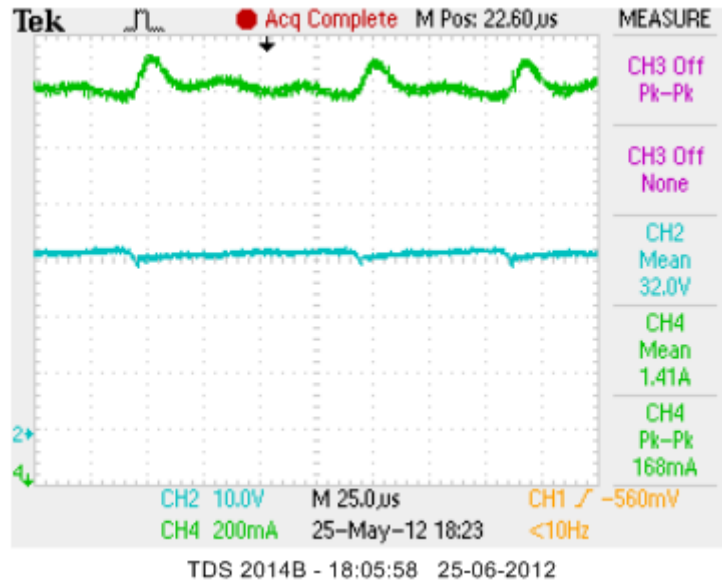


Figura 5.12-Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV

A figura 5.13 apresenta as formas de onda referentes às tensões nos enrolamentos primários do transformador.

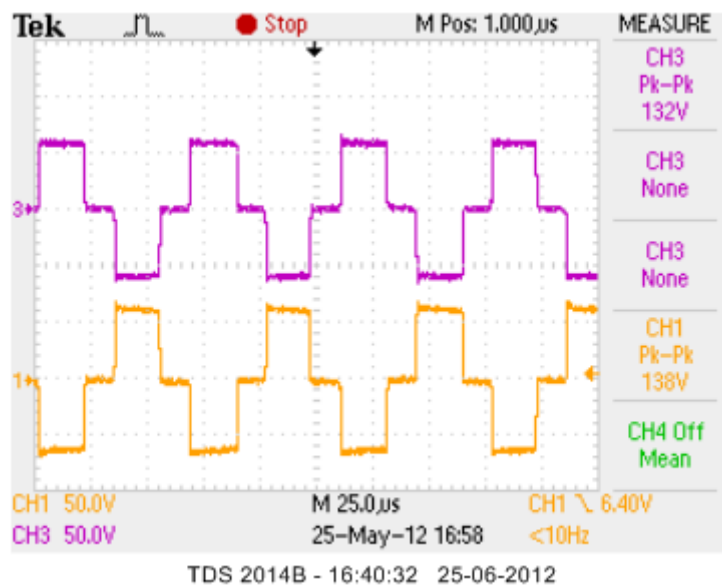


Figura 5.13-Tensão nos enrolamentos primários do transformador

A figura 5.14 apresenta a tensão num dos enrolamentos primários e no secundário do transformador. A tensão de pico do secundário do transformador é igual a metade do valor presente na figura, multiplicado por um ganho de dez, dado que a ponta de prova do osciloscópio estava com atenuação de dez vezes. Portanto, o valor de $V_s = 156V$, que é cerca de 2,5 vezes maior que o valor da tensão do enrolamento primário.

Este resultado mostra que o transformador foi devidamente projetado e dimensionado, pois tanto os valores obtidos como as formas de onda estão de acordo como esperado.

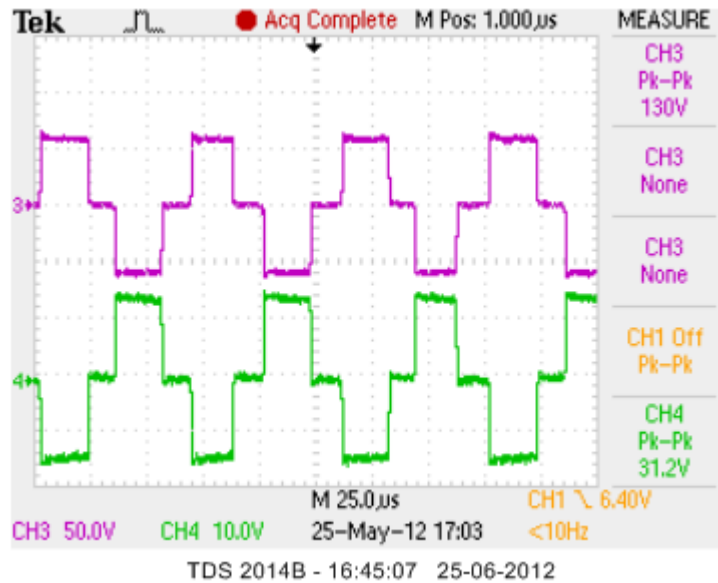


Figura 5.14-Tensão no enrolamento primário (roxo) e no secundário (verde)

A figura 5.15 apresenta a tensão V_{ds} nos dois transístores. As ondas não apresentam picos no momento das comutações, devido à presença de um snubber em cada um dos semicondutores. Além disso, pode-se concluir que as formas de onda apresentam valores de tensão de pico a pico muito próximos dos obtidos em simulação e no dimensionamento dos mesmos.

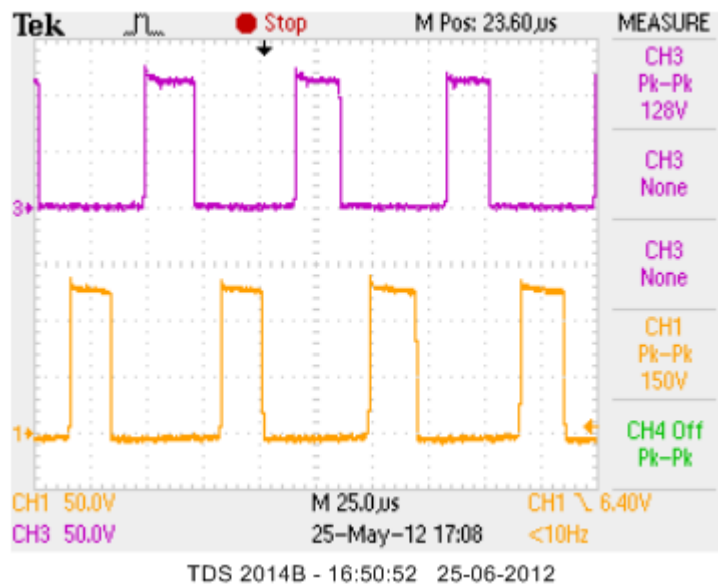


Figura 5.15-Tensão nos semicondutores S_1 e S_2

A figura 5.16 apresenta as tensões V_{ds} nos transístores, na gate de um dos transístores e no enrolamento secundário do transformador. Com este resultado experimental conclui-se

que estão a comutar sincronizados e sem apresentarem picos elevados no momento das transições ascendentes e descendentes.

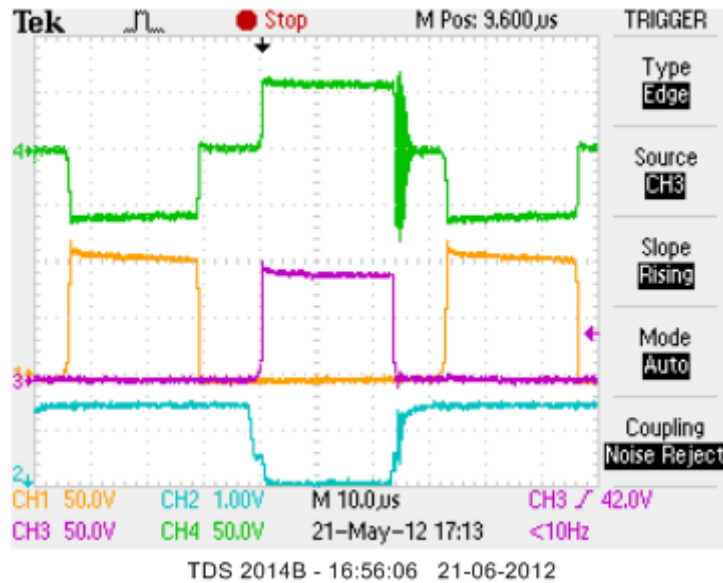


Figura 5.16-Tensões V_{ds} nos transístores (roxo e amarelo), na gate de um dos transístores (azul) e no enrolamento secundário do transformador

Em seguida são apresentados alguns testes dinâmicos para analisar a resposta do algoritmo MPPT implementado quando ocorre um degrau descendente de radiação solar. O degrau de radiação foi conseguido quando se tapou com cartão uma parte do painel FV que se encontra na cobertura do edifício do departamento.

A figura 5.17 apresenta a potência máxima do painel FV, cerca de 75W sem o mesmo estar tapado com o cartão. Pode-se concluir que a tensão está próxima do valor MPP, enquanto a corrente apresenta um valor médio de 2,12A.

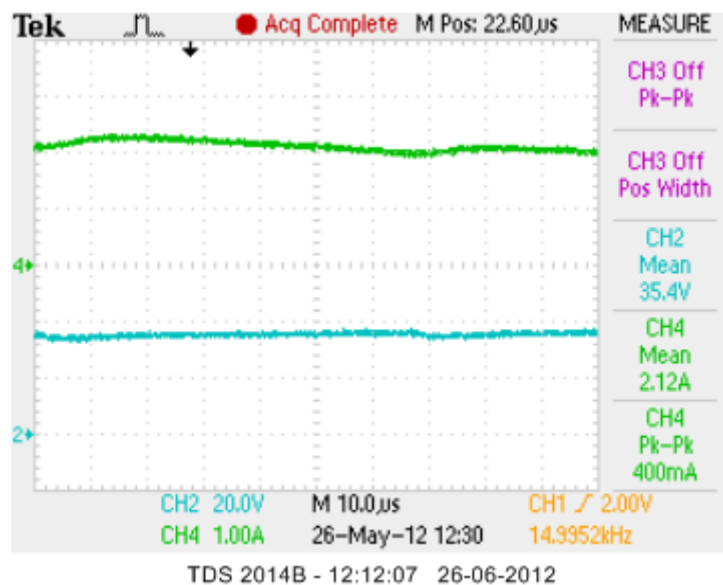


Figura 5.17-Tensao (azul) e corrente (verde) do painel FV

A figura 5.18 apresenta a tensão e corrente do painel FV após o degrau de radiação. Foi tapado praticamente metade do painel, portanto era esperado que a corrente fosse para metade e o valor da tensão baixasse pouco. Conclui-se que a corrente desce para praticamente metade do valor que tinha antes do degrau. O valor da tensão encontra-se um pouco abaixo do valor esperado, portanto, pode-se concluir que o algoritmo não converge muito bem para variações bruscas de radiação solar.

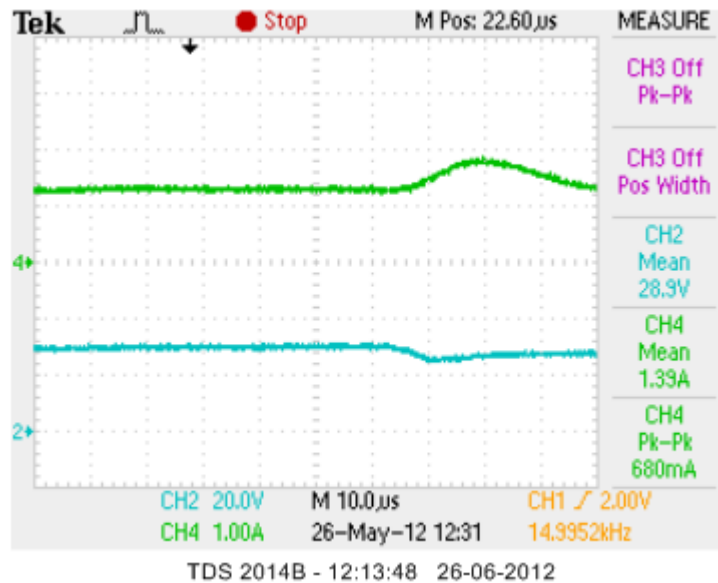


Figura 5.18-Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV após o 1º degrau de radiação

A figura 5.19 apresenta a potência máxima do painel FV, cerca de 70W sem o mesmo estar tapado com o cartão. Pode-se concluir que a tensão está próxima do valor MPP, enquanto a corrente apresenta um valor médio de 1,97A.

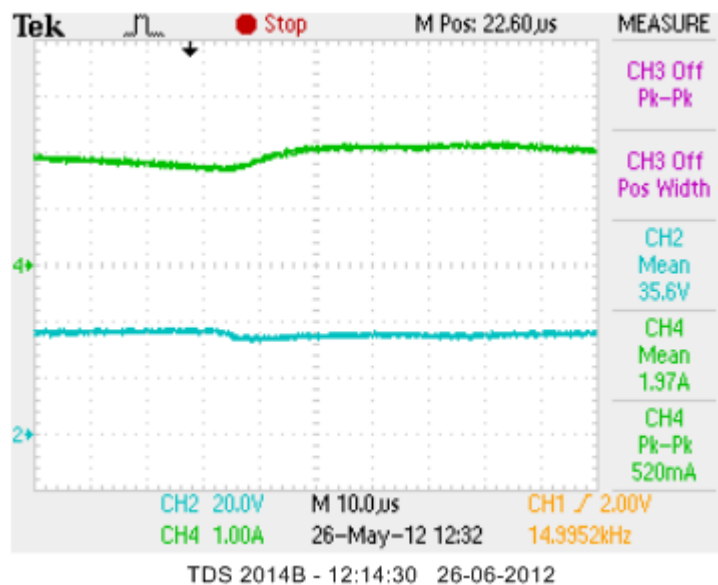


Figura 5.19- Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV

A figura 5.20 apresenta a tensão e corrente do painel FV após o 2º degrau de radiação. O painel FV desta vez foi tapado menos de metade, para analisar variações de radiação baixa. O valor da corrente desce para praticamente o mesmo valor, enquanto a tensão desce para um valor que se enquadra dentro do esperado. Conclui-se então que o algoritmo MPPT apresenta bons resultados para variações menos bruscas de radiação solar.

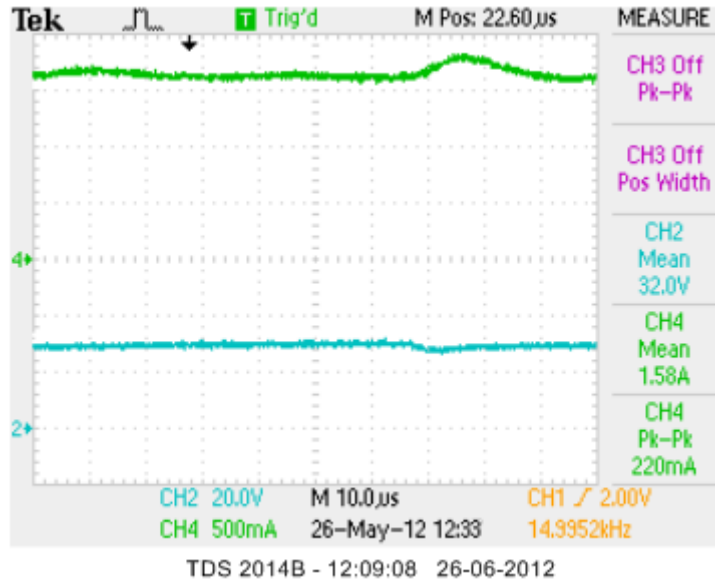


Figura 5.20- Tensão (azul) e corrente (verde) do painel FV após o 2º degrau de radiação

5.7 - Conclusões

Neste capítulo realizou-se a implementação do conversor proposto, onde foram apresentados e caracterizados todos os elementos chave para a realização da montagem do protótipo do conversor CC-CC.

Uma vez que o conversor já estava devidamente ligado na PCB, foram realizados testes em malha aberta para verificar se este tinha sido corretamente implementado. Depois de alguns erros serem corrigidos, foram realizados testes em malha fechada para analisar o comportamento do conversor ao longo do tempo.

Os resultados desses testes experimentais foram bastante próximos dos resultados obtidos em ambiente de simulação, portanto pode-se concluir que o conversor foi bem implementado.

Em relação aos resultados do algoritmo MPPT, estes não foram tão bem conseguidos para grandes variações de radiação, uma vez que o algoritmo não convergia para a potência máxima, mas para variações mínimas e constantes de radiação e temperatura consegue-se alcançar o MPP do painel FV.

Capítulo 6

Conclusões e Desenvolvimentos Futuros

Este capítulo apresenta as conclusões desta dissertação e são apontados os desenvolvimentos futuros para que esta possa ser melhorada.

6.1 - Conclusões

Nesta dissertação foi proposto o estudo, projeto e implementação do conversor *boost Three state comutation Cell* para painéis FV de baixa potência, 250W.

Este conversor permite alcançar elevados ganhos de tensão por possuir mais um enrolamento primário e esta característica permite que a corrente se divida pelos dois transístores diminuindo, assim, consideravelmente as perdas de condução. Outra característica peculiar neste conversor é ter uma bobina de entrada sob influência de uma frequência igual ao dobro da frequência de comutação, o que permite uma redução do tamanho e do peso da mesma.

Tendo em conta que se pretendia implementar um conversor para painéis FV, foi necessário analisar um algoritmo de controlo que permitisse extrair a potência máxima do painel. Implementou-se o algoritmo condutância incremental, porque de todos os algoritmos de MPPT era o que apresentava as características mais viáveis: preço reduzido, rápido a convergir, complexidade baixa de implementação e com boas respostas dinâmicas.

Além do estudo e desenvolvimento destes dois sistemas, foi realizada uma modelação e parametrização do painel FV SHARP através da ferramenta “*solar module*” do PSIM.

O conversor e o algoritmo MPPT foram simulados, porque o processo de simulação que antecede a implementação é sempre um passo importante para a compreensão total do funcionamento do sistema.

Os resultados obtidos na simulação do conversor foram os esperados e estavam de acordo com o dimensionamento realizado *a priori* da simulação. O algoritmo MPPT desenvolvido

apresentou resultados que convergiam rapidamente para o MPP do painel e apresentava uma excelente resposta dinâmica para variações de temperatura e de radiação.

Uma vez tudo devidamente dimensionado e simulado, passou-se para a fase de implementação do conversor, onde foram analisados e implementados todos os elementos necessários para a correta montagem final do conversor, com o objetivo de obter resultados mais próximos do pretendido.

Através dos resultados experimentais concluiu-se que o conversor, do ponto de vista elétrico está bem implementado, porque os resultados obtidos foram ao encontro dos resultados simulados e também do dimensionamento realizado. Em relação aos resultados do algoritmo MPPT, estes não foram tão bem conseguidos para grandes variações de radiação, uma vez que o algoritmo não convergia para a potência máxima, mas para variações mínimas e constantes de radiação e temperatura consegue-se alcançar o MPP do painel FV.

Desta forma, concluiu-se que o conversor *Three state comutation Cell* é uma solução vantajosa em sistemas fotovoltaicos, uma vez que são necessários conversores *CC-CC boost* com grandes ganhos de tensão e elevada eficiência energética.

6.2 - Desenvolvimentos Futuros

Os desenvolvimentos futuros para esta dissertação seriam os seguintes:

- Realizar um estudo e projeto do conversor proposto, mas com um maior número de enrolamentos secundários e com uma maior razão de transformação.
- Desenvolver um protótipo do mesmo conversor com semicondutores mais avançados tecnologicamente, de forma a obter um conversor mais compacto e com menos perdas.
- Implementar o algoritmo MPPT num microcontrolador mais barato e com menores dimensões com o intuito de incorporá-lo na PCB, juntamente com o conversor, de maneira a criar um sistema fotovoltaico autónomo.
- Ligar o conversor *CC-CC* desenvolvido nesta dissertação a um inversor *CC-CA*, para ser possível utilizar o sistema em aplicações de energia elétrica, a partir da conversão da energia fotovoltaica.

Referências

- [1] Kazulo. (2010). *Combustíveis Fósseis e Poluição*. Available: <https://projects.zoho.com/portal/wirelessautoroutingnetwork/#allprojects>
- [2] A. Luque. e S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, 2003.
- [3] L. Wuhua and H. Xiangning, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1239-1250, 2011.
- [4] H. Calleja, F. Chan, and I. Uribe, "Reliability-Oriented Assessment of a DC/DC Converter for Photovoltaic Applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 2007, pp. 1522-1527.
- [5] A. M. Vallera. (2006). *Meio século de história fotovoltaica*. Available: <http://solar.fc.ul.pt/gazeta2006.pdf>
- [6] R. R. King, "Lattice-matched and meta-morphic GaInP/GaInAs/Ge concentrator solar cells," *Presented at the 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion - Osaka, Japan, May 11-18, 2003*, 2003.
- [7] A. Kaligh e O. C. Onar. (2010). *Energy Harvesting Solar, Wind and Ocean Energy Conversion Systems*.
- [8] C. Gyu-Yeong, K. Hyun-Soo, L. Byoung-Kuk, e L. Won-Yong, "Design consideration of interleaved converters for fuel cell applications," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, 2007, pp. 238-243.
- [9] L. Huber e M. M. Jovanovic, "A design approach for server power supplies for networking applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, 2000, pp. 1163-1169 vol.2.
- [10] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, e P. M. Garcia-Vite, "Novel DC-DC Multilevel Boost Converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 2146-2151.

- [11] J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, J. C. Rosas-Caro, J. De Leon-Morales, e E. N. Salas-Cabrera, "Modelling and control of a DC-DC multilevel boost converter," *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 693-700, 2011.
- [12] B. Axelrod, Y. Berkovich, e A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, 2003, pp. III-435-III-438 vol.3.
- [13] B. Axelrod, Y. Berkovich, e A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC/DC PWM Converters," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 687-696, 2008.
- [14] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, e G. V. Torrico-Bascope, "Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1987-1997, 2010.
- [15] J. C. Rosas-Caro, "A Family of DC-DC Multiplier Converters," *Engineering Letters*, 19:1, EL_19_1_10, 2011.
- [16] R. F. Coelho, F. M. Concer, e D. C. Martins, "A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems," in *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [17] T. Esum e P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [18] G. V. Torrico-Bascope, S. A. Vasconcelos, R. P. Torrico-Bascope, F. L. M. Antunes, D. S. de Oliveira, e C. G. C. Branco, "A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, pp. 998-1003.
- [19] Semikron, "The Low and MEDIUM POWER MODULE FOR HIGH INTEGRATED APLICATIONS " 2008.
- [20] T. Instruments, "Data Manual - TMS320F28335," ed, 2007.