

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Conversor CC/CC para aplicação em instalação
fotovoltaica**

Carlos André Soares Costa e Silva

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

Orientador: Prof. Doutor Armando Araújo
Co-Orientador: Eng. Nuno Costa

Porto, 26 de junho de 2012

© Carlos Silva, 2012

A Dissertação intitulada

“Desenvolvimento de um Conversor CC/CC para Aplicação em Sistemas
Fotovoltaicos”

foi aprovada em provas realizadas em 16-17-2012

o júri



Presidente Professor Doutor Carlos João Rodrigues Costa Ramos
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa
Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do IPVC



Professor Doutor Armando Luis Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Engenheiro Nuno Francisco Gonçalves Lima Gavinho Costa
EFACEC

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 - Carlos André Soares Costa e Silva

Resumo

Esta dissertação tem como objetivo a implementação de um conversor CC/CC, paralelável, de potência de 3 kW para instalação fotovoltaica. O projeto está orientado numa perspetiva de otimização do ponto de funcionamento e maximização de energia produzida.

Assim, haverá um estudo acerca do comportamento dos painéis fotovoltaicos usados e seu modelo, de modo a ser possível simular o seu comportamento *à priori* da implementação. Relativamente ao conversor CC/CC, também são estudadas as topologias existentes no mercado mais usadas e quais as mais vantajosas que vão de encontro aos requisitos do trabalho. De modo a se extrair a máxima potência dos painéis recorre-se a um algoritmo que permita implementar um controlador MPPT. Pretende-se assim concluir acerca do melhor método a usar para que a sua implementação permita atingir os objetivos propostos.

Após simulações efetuadas e elementos corretamente dimensionados e testados, é selecionada a plataforma de *hardware* a usar para efetuar o controlo. Para isso, será realizado uma análise acerca da melhor plataforma a usar assim como restantes circuitos auxiliares que possam existir.

Por último, é realizada a implementação e os testes finais que permitem recolher informação acerca da eficiência energética do sistema e concluir acerca dos objetivos atingidos.

Abstract

This dissertation attempts to implement a DC/DC parallelable converter with a power around 3kW for photovoltaic equipment. The project aims to optimize the functioning point and maximize the produced energy.

There will be a search about the behavior of photovoltaic panels used and their model, in order to make it possible to simulate their behavior before implementation. Relatively to the converter DC/DC, it will also be studied the current topologies used in the market and the most suitable ones that follow the requirements of this project. To extract the maximum power from the panels it will be used an algorithm that allows implementing a MPPT controller. So, there will be a search for the best algorithm to use in order to implement a controller that follows the initial goals of the project.

After simulation, sizing and testing all the components correctly, it will be selected a hardware platform to use to implement the controller. To achieve that a search will be made, analyzing the advantages and disadvantages of each platform and remaining auxiliary circuitry that might exist.

Finally, the system will be implemented and practical test will be made to collect useful data about energy efficiency of system and conclude about the initial goals.

Agradecimentos

Pretendo manifestar o mais profundo e sincero Obrigado aos meus pais. Obrigado pelo esforço e luta diária para me proporcionar um curso superior. Obrigado pelo vosso carinho. Obrigado pelas palavras de força. Obrigado por tudo o que me ensinaram. Foram sempre a minha referência e os meus alicerces para nunca desistir.

Pretendo também agradecer ao meu irmão Paulinho e ao meu tio António pela força e compreensão em todos os momentos académicos.

Agradeço aos meus Orientadores, Prof. Dr. Armando Araújo e Eng. Nuno Costa pela orientação realizada.

Gostaria de agradecer aos professores que tive oportunidade de conhecer ao longo do curso que me transmitiram conhecimentos para ultrapassar os desafios.

Como tal, é importante agradecer ao Prof. Dr. António Pina Martins pelos sábios conselhos que me foi dando, pela confiança depositada e pela ajuda dada ao longo do projeto.

Agradeço sobretudo aos meus amigos porque eles foram sem dúvida os melhores professores que alguma vez tive, ao Rafael Lopes, ao Filipe Pereira, ao Vitor Sobrado, ao André Matos, ao Ramiro Cortez, ao Ricardo Brito, ao Luís Costa e ao Abel Ferreira.

Um agradecimento especial ao Vitor Pinheiro por toda a experiência Erasmus que muito me ensinou a tornar um individuo melhor.

Quero também agradecer aos técnicos do Laboratório I103, Nuno Guerra e Ribamar Ferreira, excelentes pessoas que sempre se mostraram disponíveis em me conceder material.

*“Never give in, never give in, never, never, never, never - in nothing, great or small,
large or petty - never give in except to convictions of honor and good sense”*

Winston Churchill

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vi
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xv
Abreviaturas e Símbolos	xvii
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 - Motivação	1
1.2 - Objetivos	2
1.3 - Metodologia	2
1.4 - Estrutura	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte	5
Resumo	5
2.1 - Painéis Fotovoltaicos.....	5
2.1.1 - História	6
2.1.2 - Modelo Elétrico.....	7
2.1.3 - Influência do Ambiente	10
2.2 - Sistemas Fotovoltaicos.....	11
2.2.1 - Sistemas ligados à Rede Elétrica	11
2.2.2 - Sistemas independentes da Rede	12
2.3 - Conversor CC/CC.....	12
2.3.1 - Conversores Isolados	13
2.3.2 - Conversores não Isolados	15
2.4 - Algoritmos MPPT	17
2.4.1 - Perturbação e Observação	17
2.4.2 - Condutância Incremental.....	18
2.4.3 - Tensão Constante	19
2.4.4 - Lógica Difusa	20
2.4.5 - Redes Neurais	21
2.5 - Plataformas de Controlo.....	22

2.6 - Conclusões	24
Capítulo 3	27
Dimensionamento do Sistema.....	27
Resumo	27
3.1 - Introdução	27
3.2- Painel Fotovoltaico.....	28
3.3 - Conversor CC/CC.....	30
3.3.1 - Funcionamento em Regime Permanente	30
3.3.2 - Modelo Matemático do Conversor.....	33
3.3.3 - Dimensionamento.....	36
3.4 - Controlo	43
3.5 - Carga.....	44
3.6 - Conclusões	45
Capítulo 4	47
Simulação do Sistema.....	47
Resumo	47
4.1 - Introdução	47
4.2 - Diagrama PSIM®.....	48
4.3 - Diagrama Matlab®: Simulink.....	51
4.4 - Resultados	55
4.5 - Conclusões	62
Capítulo 5	65
Implementação em Protótipo	65
Resumo	65
5.1 - Introdução	65
5.2 - Conversor CC/CC.....	67
5.3 - Sensorização	68
5.3.1 - Sensor Tensão	68
5.3.2 - Sensor Corrente	69
5.4 - Drives	70
5.5 - Controlo DSP.....	71
5.6 - Testes e Resultados	74
5.6.1 - Com Fonte de Potência	74
5.6.2 - Com Painel BP 7170	77
5.7 - Conclusões	85
Capítulo 6	87
Conclusão.....	87
6.1 - Principais Contribuições	87
6.2 - Principais Conclusões	88
6.3 - Desenvolvimentos Futuros	89
Referências	91

Lista de figuras

Fig. 1 - Planeamento Geral do Projeto	3
Fig. 2.1 - Modelo Elétrico do PV.....	8
Fig. 2.2 - (a) Curva característica I-V , (b) Curva característica P-V	8
Fig. 2.3 - Influência da resistência série na curva I/V dos painéis	9
Fig. 2.4 - Influência da resistência paralelo na curva I/V dos painéis.....	9
Fig. 2.5 - Modelo Elétrico do PV mais preciso	10
Fig. 2.6 - Influência da radiação e temperatura na curva I-V.....	11
Fig. 2.7 - Conversor <i>Flyback</i>	13
Fig. 2.8 - Conversor <i>Forward</i>	14
Fig. 2.9 - Conversor Full-Bridge	14
Fig. 2.10 - Conversor <i>Buck</i>	15
Fig. 2.11 - Conversor <i>Boost</i>	16
Fig. 2.12 - Conversor <i>Buck-Boost</i>	16
Fig. 2.13 - Controlo MPPT do tipo Perturbação e Observação: (a) procura com passo pequeno; (b) procura com passo grande.	18
Fig. 2.14 - Potência de saída do painel e respetiva derivada em relação à tensão de saída do painel.	19
Fig. 2.15 - MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável.	20
Fig. 2.16 - Funções pertença das entradas e saídas do controlador	20
Fig. 2.17 - Exemplo de uma rede neuronal.....	21
Fig. 2.18 - Plataformas de <i>hardware</i> estudadas: (a) Arduino; (b) FPGA Xilinx Spartan 3AN; (c) DSP Piccolo C2000 28035.	23
Fig. 2.19 - Capacidade Solar instalada em 2008. [2]	24
Fig. 3.1- Sistema de interface com Painel Fotovoltaico para rede elétrica	28
Fig. 3.2 - Influência da variação da radiação solar nas curvas I/V e P/V do Painel SHARP NU 235.....	29

Fig. 3.3 - Influência da variação da radiação solar nas curvas I/V e P/V do Painei SHARP NU 235	29
Fig. 3.4 - Conversor Boost Interleaved de duas fases	30
Fig. 3.5 - Modo 1 com S1 e S3 em condução e S2 e S4 abertos	31
Fig. 3.6 - Modo 2 com S1 e S2 em condução e S3 e S4 abertos	31
Fig. 3.7 - Modo 3 com S1 e S3 abertos e S2 e S4 em condução	32
Fig. 3.8 - Modo 4 com S1 e S2 abertos e S3 e S4 em condução.	32
Fig. 3.9 - Formas de onda genéricas do conversor interleaved de duas fases.	33
Fig. 3.10 - Conversor <i>Interleaved</i> de duas fases com parametros reais	34
Fig. 3.11 - Ripple da corrente de entrada versus o duty-cycle para conversores Boost de várias fases	37
Fig. 3.12 - Comparação entre os vários semi-condutores de Potência consoante a frequência, tensão e corrente feito pelo fabricante de modulos IGBT SEMIKRON	39
Fig. 3.13 - Análise das perdas dos IGBT seleccionados	40
Fig. 3.14 - Tensão e corrente no diodo na fase de comutação	41
Fig. 3.15 - Análise das perdas dos Diodos seleccionados.....	41
Fig. 3.16 - Circuito térmico do dissipador	42
Fig. 3.17 - Ilustração de um possível dissipador a aplicar fabricado em Alumínio com uma resistência de 4.02 °C/W	43
Fig. 3.18 - Fluxograma do Algoritmo de Condutância Incremental modificado	44
Fig. 3.19 - Cargas usadas	45
Fig. 4.1 - Modelo da String de Paineis usada em Simulação PSIM®	48
Fig. 4.2 - Algoritmo usado no cálculo das resistências serie e paralelo que simulam o comportamento da string de painéis	49
Fig. 4.3 - Modelo físico da string de painéis	50
Fig. 4.4 - Circuito geral respetivos subcircuitos PSIM® usados no projeto	51
Fig. 4.5 - Diagrama Simulink da parte de controlo do sistema	52
Fig. 4.6 - Controlador MPPT em maior detalhe.....	52
Fig. 4.7 - Controlador MPPT em maior detalhe.....	53
Fig. 4.8 - Controlador da Tensão na carga	54
Fig. 4.9 - Calibração do PI regulador da tensão no barramento DC de 770V	55
Fig. 4.11 - Forma de onda da corrente nas bobinas	56

Fig. 4.10 - Tensões entrada e saída no primeiro gráfico e corrente de entrada e saída no segundo.	56
Fig. 4.12- Tensão nos IGBT	56
Fig. 4.13 - Radiação Solar ao longo de oito horas[21]	57
Fig. 4.14 -Potência de entrada(azul) versus MPP para temperatura de 25°C e radiação em degrau de 500 W/m ² para 1000 W/m ²	57
Fig. 4.15 -Potência de entrada(azul) versus MPP para temperatura de 25 °C e radiação em vários degraus.....	58
Fig. 4.16 - Variação do Dut-cycle para uma variação de radiação em degrau a uma temperatura de 25 °C	58
Fig. 4.17 -Potência de entrada(azul) versus MPP para variações de temperatura em degrau e radiação constante de 1000W/m ²	59
Fig. 4.18 -Potência de entrada(vermelho) versus MPP(azul) para variações de temperatura em degrau(3ºgráfico) e radiação em degrau(2ºgráfico).	59
Fig. 4.19 -Potência de entrada(azul) versus MPP para variações de temperatura em rampa(3ºgráfico) e radiação em rampa(2ºgráfico).	60
Fig. 4.20 - Resposta da Potência ao degrau de radiação para os dois algoritmos implementados	60
Fig. 4.21 - Comparação entre algoritmos P&O e CondInc perante vários degraus de temperatura e radiação.	61
Fig. 4.22 - Comparação entre algoritmos P&O e CondInc com transições em rampa	61
Fig. 4.23 - Eficiência do algoritmo Condutância Incremental.....	62
Fig. 4.24 - Eficiência do algoritmo Perturbar e Observar para várias	63
Fig. 4.25 - Gráfico ilustrativo de uma previsão das perdas em jogo no sistema	64
Fig. 5.1 - Diagrama de Etapas usado para o projetar o prototipo.....	65
Fig. 5.2 - Circuito de Potência implementado na prática	67
Fig. 5.3 - Ilustração da fase inicial do Protótipo implementado	67
Fig. 5.4 - Circuito de Aquisição da tensão de entrada do Conversor	69
Fig. 5.5 - Configuração do Sensor de Corrente HY-15P	70
Fig. 5.6 - Circuito do <i>drive</i> optocoplador usado na prática	70
Fig. 5.7 - Programa principal do sistema	71
Fig. 5.8 - Bloco ADCs	72
Fig. 5.9 - Bloco de Comunicação RS232	73
Fig. 5.10 - Controlador MPPT implementado em DSP	73

Fig. 5.11 - Carga de 30Ω accionada pela comutação do IGBT a partir de duas cargas resistivas de 60Ω	74
Fig. 5.12 - Resposta da corrente de entrada a uma variação abrupta de carga	74
Fig. 5.13 - Tensão nos IGBT com um <i>duty-cycle</i> de 25%	75
Fig. 5.14 - Oscilação observada na comutação dos IGBT	75
Fig. 5.15 - Tensão e corrente na Fonte antes e após comutação de carga.....	76
Fig. 5.16 - Tensão e corrente na Fonte antes e após comutação de carga, com tolerâncias e incremento reajustadas.	77
Fig. 5.17 - Potência do Painel correndo o algoritmo pela primeira vez com carga eletrónica fixa nos 60V.....	78
Fig. 5.18 - Resultado 1 da implementação da média de 50 amostras e relaxamento das tolerâncias do algoritmo	79
Fig. 5.19 - Resultado 2 da implementação da média de 50 amostras e relaxamento das tolerâncias do algoritmo	79
Fig. 5.20 - Implementação de uma aquisição de 20 amostras em 1 segundo	80
Fig. 5.21 - Observação do Ponto de Potência máxima	80
Fig. 5.22 - Resultado 1 da redução das tolerâncias do algoritmo	81
Fig. 5.23 - Resultado 2 da redução das tolerâncias do algoritmo	81
Fig. 5.24 - Potência máxima do Painel extraída	82
Fig. 5.25 - a) Multímetros que monitorizam a Tensão e Corrente do Painel no Momento MPP;	82
Fig. 5.26 - Ondulação de corrente de saída.....	83
Fig. 5.27 - Ondulação de tensão de saída	83
Fig. 5.28 - Anomalia da corrente no sistema	84
Fig. 5.29 - Efeito de “nuvem” simulado	84

Lista de tabelas

Tabela 2.1 - Principais empresas de tecnologia de PV's em 2010	7
Tabela 2.2 - Topologias de conversores mais comuns	13
Tabela 2.3 - Estudo comparativo dos diversos algoritmos MPPT estudados	25
Tabela 3.1 - Requisitos do Sistema	28
Tabela 3.2 - Especificações do conversor interleaved boost	36
Tabela 5.1 - Requisitos do Protótipo	66
Tabela 5.2 - Características do Painel usado na prática	66
Tabela 5.3 - Características principais dos semi-condutores usados na prática	68

Abreviaturas e Símbolos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
CondInc	<i>Condutância Incremental</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
HDL	<i>Hardware Description Language</i>
HDL	<i>VHSIC Hardware Description Language</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
MIT	<i>Massachussets Institute of Tecnology</i>
MMACS	<i>Million Multiply Accumulate Cycles per Second</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	<i>Perturb & Observe</i>
PI	<i>Proportional and Integral Controller</i>
PV	<i>Painel Fotovoltaico</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RAM	<i>Random-Acess Memory</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRAM	<i>Static Random-Acess Memory</i>
VHSIC	<i>Very High Speed Integrated Circuits</i>

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, a utilização de fontes de energia renovável tem-se tornado uma alternativa interessante aos combustíveis fósseis, principalmente devido aos problemas ambientais e de eficiência energética. A energia solar é um dos elementos mais importantes do conjunto de fontes de energia renovável. Não gera nenhum tipo de substâncias que poluem o ambiente, sendo uma energia abundante e inesgotável.

Os sistemas fotovoltaicos têm sido uma fonte de energia ideal para áreas remotas. Estes sistemas proporcionam energia confiável para uso comercial, ligação à rede, navegação, saúde pública, telecomunicações e militar.[1]

Contudo os painéis usados nestes sistemas possuem níveis de eficiência muito baixos, com valor comercial na ordem dos 17% (silício) [2]. Como tal a tendência ao longo destes anos será sempre de procurar aumentar este rendimento, facto que muitos laboratórios e institutos internacionais têm conseguido como é o exemplo do MIT (Massachusetts Institute of Technology) que recentemente conseguiu atingir eficiências laboratoriais próximas dos 40%.[3]

Por esse facto é importante compreender o comportamento dos painéis fotovoltaicos e trabalhar no sentido de criar métodos que permitam tirar o máximo proveito da energia solar como a utilização de algoritmos MPPT, que serão objeto de estudo e implementação neste trabalho.

1.1 - Motivação

O consumo excessivo de combustíveis fósseis em quase todas as atividades humanas tem levado a fenómenos colaterais como sejam a poluição atmosférica e ambiental, os quais não tinham ocorrido antes. Consequentemente, o aquecimento global, o efeito de estufa, as mudanças climáticas, a detioração da camada de ozono e chuvas ácidas começaram a aparecer com frequência. De modo a prevenir estes problemas existem duas alternativas, alterar significativamente a qualidade do combustível fóssil reduzindo a emissão de gases

poluentes na atmosfera ou substituir o uso do combustível fóssil por uma fonte de energia renovável.[4] Entre estas fontes, surge a energia solar fotovoltaica. O facto de ser uma energia limpa, ilimitada e facilmente disponível, permite ser usada para alimentar vários dispositivos. Trata-se de uma energia cuja principal desvantagem se centra no custo das infraestruturas usadas para a aquisição e conversão de energia. Devido a esse facto é necessário criar mecanismos que permitam obter alta eficiência energética de modo a tornar rentável o investimento efetuado. É assim importante desenvolver controladores que façam o *tracking*¹ da potência máxima do painel conforme a situação climática no momento. É nesse sentido que este projeto se torna um tema interessante a desenvolver.

1.2 - Objetivos

O principal objetivo desta dissertação é a implementação de um conversor CC/CC para instalação fotovoltaica, tendo como base o uso de um controlador com *tracking*¹ de potência máxima. Este conversor debitará potência sobre um barramento CC, cuja tensão será mantida por um terceiro sistema (inversor de ligação à rede). Como tal, serão abordadas as várias topologias de conversores, existentes atualmente, e, conforme as suas vantagens, será escolhido o conversor que melhor se adequa.

Inicialmente é necessário saber como se comporta um painel fotovoltaico, PV, em termos de influência das condições meteorológicas, sendo analisados quais os parâmetros que afetam mais diretamente a sua performance. Assim é importante produzir o modelo equivalente do PV de modo a ser possível realizar simulações com o conversor desejado e respetivo algoritmo de extracção de potência máxima, (Maximum Power Point Tracking, MPPT).

Por fim, pretende-se implementar o controlador desenvolvido numa plataforma apropriada e efetuar testes finais para concluir acerca do bom desempenho do algoritmo MPPT implementado.

1.3 - Metodologia

O projeto é abordado em sete partes distintas. Na primeira parte é realizado um levantamento bibliográfico acerca dos assuntos relativos à temática da dissertação, o estado de arte. Na segunda e terceira partes, utilizam-se os conhecimentos adquiridos no estado de arte para projetar todos os componentes do sistema e tomar decisões a nível de componentes e algoritmo MPPT. Na quarta parte, faz-se uso de programas de simulação, de modo a validar

¹ Conceito usado para expressar a situação em que o sistema procura pela potência máxima

a parte 2 e efetuar eventuais alterações que na realidade possam ocorrer. Na quinta parte pretende-se implementar o sistema, utilizando um protótipo de 60V/4A.

Por fim, nas últimas partes analisam-se os resultados práticos, comparando-os com os teóricos e concluindo acerca da sua proximidade e capacidade de melhoria. A Fig. 1 apresenta um planeamento que ilustra as várias partes do projeto.

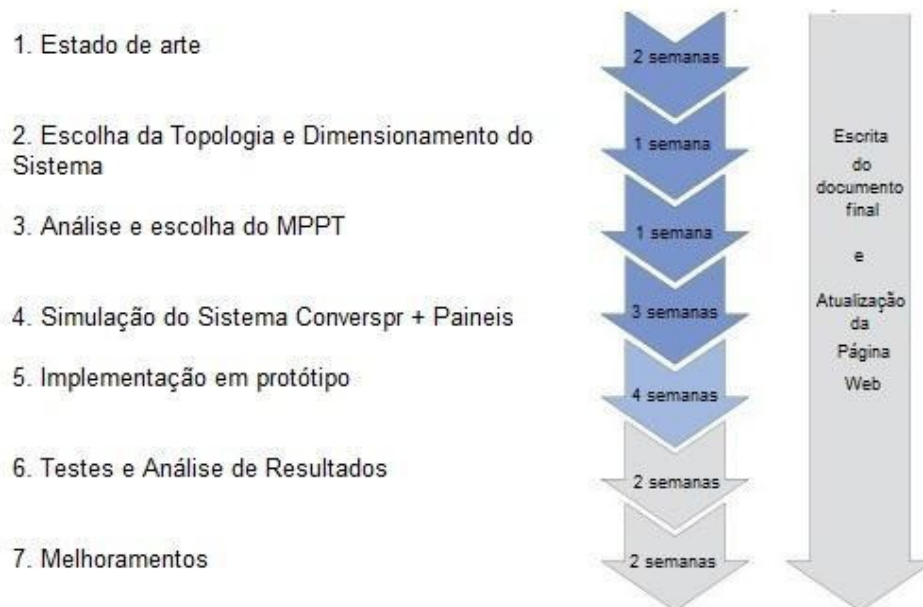


Fig. 1 - Planeamento Geral do Projeto

1.4 - Estrutura

A presente dissertação está dividida em seis capítulos.

No capítulo um pretende-se dar a conhecer a principal motivação na escolha deste tema, os objetivos propostos e o modo como serão atingidos tais objetivos.

No capítulo dois, efetua-se um levantamento sobre todo o material existente na área em que se insere a dissertação e, portanto, apresentam-se opções para o desenrolar do trabalho.

No capítulo três é mostrado o método usado para dimensionar o sistema, tendo em conta os requisitos propostos.

No capítulo quatro são apresentadas as simulações efetuadas sobre o sistema e principais resultados obtidos.

No capítulo cinco é mostrado como foi implementado o protótipo.

No capítulo seis apresentam-se as principais conclusões, tomadas após término do projeto, bem como sugestões de melhorias futuras.

Capítulo 2

Estado da Arte

Resumo

Este capítulo está organizado em cinco partes distintas.

A secção 2.1 retrata os painéis fotovoltaicos, nomeadamente a sua origem, o seu modelo elétrico e os parâmetros que influenciam a sua performance. A secção 2.2 trata os diferentes tipos de sistemas fotovoltaicos presentes no nosso quotidiano. De seguida a secção 2.3 apresenta os diferentes tipos de conversores CC/CC existentes atualmente e o seu modo de funcionamento. A secção 2.4 descreve vários métodos de controlo MPPT, com especial ênfase ao algoritmo e às vantagens e desvantagens que estes apresentam.

Por fim a secção 2.5 mostra as diferentes plataformas de *hardware* existentes para implementar o controlador MPPT e a secção 2.6 revela as principais conclusões tiradas neste capítulo.

2.1 - Painéis Fotovoltaicos

Trata-se de um dispositivo utilizado para converter a energia solar em energia elétrica. Um painel fotovoltaico é um conjunto de células fotovoltaicas interligadas entre si. Os painéis fotovoltaicos ligados entre si formam uma *string*.

Os principais componentes de uma célula fotovoltaica correspondem às camadas de materiais semicondutores (cristais de silício) onde é produzida a corrente elétrica. Além dos materiais semicondutores, a célula fotovoltaica apresenta dois contactos elétricos, em lados opostos, para fechar o circuito elétrico, também chamados de coletores de corrente. O conjunto encontra-se encapsulado entre um vidro e um polímero especial, essencialmente para evitar a degradação provocada pelas condições meteorológicas.

2.1.1 - História

A utilização de tecnologia solar remonta aos inícios do século XVIII, 1767, onde o cientista suíço Horace de Saussure construiu o primeiro coletor solar do mundo, que posteriormente foi usado por Sir John Herschel para cozinhar numa expedição à África do Sul.[5]

Porém, o responsável pela primeira célula fotovoltaica foi Charles Fritts. Um inventor Americano que usando a fotocondutividade do selénio fabricou a primeira célula em 1883. Contudo foi Albert Einstein que em 1905 explicou o fenómeno fotoelétrico de conversão de energia solar em energia elétrica, que lhe valeu o prémio Nobel da Física em 1921.

Com o decorrer do tempo várias empresas foram investindo nesta área até que, em 1954, os Laboratórios Bell conceberam o primeiro dispositivo prático de conversão, quando faziam experiências com semicondutores e se aperceberam que o silício, dopado com certas impurezas, era bastante sensível à luz. Tal descoberta deu origem a uma célula solar com eficiência de 6%.[6]

O efeito ocorre em células solares constituídas por duas camadas de material semiconductor: P+ e N-. A barreira entre estas funciona como um díodo, onde os eletrões se podem mover de N- para P+, mas não no sentido contrário. A diferença de tensão pode assim ser usada como fonte de energia. As camadas P+ e N- são criadas a partir da dopagem de silício, ou outros materiais semelhantes, com boro e fósforo. Surgiram assim dois tipos de células PV, as células baseadas em silício (mono- ou multi- cristalinas) que representavam cerca de 87% do mercado de PV's em 2007, e as células baseadas em filme fino que representavam os restantes 13%. A nível de eficiência de conversão embora as mono-cristalinas apresentem valores maiores que as multi-cristalinas, estas últimas possuem um custo de produção mais baixo. O mesmo sucede com as células de filme-fino. Estas possuem uma eficiência mais baixa, que as baseadas em silício, contudo são células bastante mais finas, usando portanto menos material para construção. Outra vantagem das células de filme-fino prende-se com o facto de serem células bastante aptas para um processo de produção contínuo e automatizado, o que acaba por incentivar a indústria de PV's. [7]

Após os Laboratórios Bell seguiu-se a Hoffman Electronics que produziu em 1960 células com uma eficiência de 14%, assim como a Sharp Corporation que, três anos mais tarde, se iniciou na produção de módulos PV de silício. Estas foram as três empresas impulsionadoras da indústria de PV's a nível mundial que tem vindo a crescer com a ajuda de outros grandes intervenientes como é o caso dos EUA com o programa espacial nos anos 60 e do Japão e Alemanha a partir dos compromissos governamentais que foram tomados em relação à tecnologia fotovoltaica nos anos 80 (Japão) e 90 (Alemanha) (consultar tabela 1 acerca dos líderes mundiais na produção de tecnologia fotovoltaica).

A instalação anual de sistemas solares fotovoltaicos cresceu lentamente, desde 1963 a 1993, desde os 0 MW até aos 55 MW, mas, entre 2000 e 2009, sofreu um crescimento bastante rápido com um valor por ano para além dos 30%. A Alemanha é a atual líder de mercado com

9.85 GW, seguindo-se a Espanha com 3.52 GW, Japão com 2.63 GW e EUA em quarto com 1.64 GW (IEA, 2010) como pode ser visto na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Principais empresas de tecnologia de PV's em 2010

Empresa	País
Sharp	Japão
Q-Cells	Alemanha
Kyocera	Japão
Sanyo	Japão
Mitsubishi Electric	Japão
Schott	Alemanha
BP Solar	Reino Unido
Suntech	China
Motech	Tailândia
SolarWorld	Alemanha

Para além destas empresas tem havido novas entradas no mercado como por exemplo a Índia com a Moser Baer, o que permitirá aumentar a competição mundial e baixar os preços. O custo destes também deverá reduzir com o aumento da eficiência dos módulos fotovoltaicos.[8]

2.1.2 - Modelo Elétrico

O circuito equivalente de um painel fotoelétrico mais usado atualmente e que representa uma boa aproximação da realidade é constituído por três componentes fundamentais, uma fonte de corrente, um díodo e duas resistências.

Neste modelo há que ter em atenção os parâmetros principais do PV que são a tensão em circuito aberto e a corrente de curto-circuito.

Na Fig. 2.1 é possível observar o circuito equivalente definido pelas seguintes equações:

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.1)$$

$$I_D = I_o \left[e^{\frac{V_{PV}}{\alpha V_T}} - 1 \right] \quad (2.2)$$

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

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

Onde:

α - Fator de idealidade,
 I_0 - Corrente de saturação,
 I_D - Corrente no díodo,
 I_{PV} - Corrente da célula PV,
 I_{SC} - Corrente de curto-circuito da célula PV,
 k - Constante de Boltzmann (J/K)(1.380×10^{-23}),
 q - Carga do eletrão (C) (-1.602×10^{-19}),
 V_{PV} - Tensão da célula PV,
 V_T - Tensão correspondente à temperatura T(K).

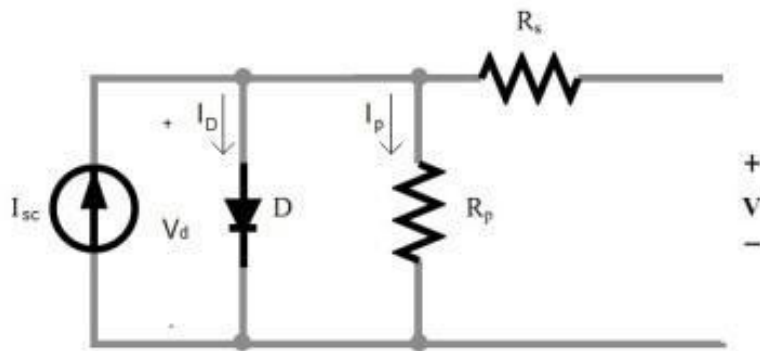


Fig. 2.1 - Modelo Elétrico do PV

O comportamento de um painel fotovoltaico é assim descrito por duas curvas características, corrente-tensão e potência-tensão. Estas curvas são normalmente disponíveis pelo fabricante do PV e são de grande importância pois o seu valor alterar-se-á conforme as condições de temperatura e radiação. Na Fig. 2.2 é possível ver as curvas para o PV BPSX120, para uma radiação de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C .

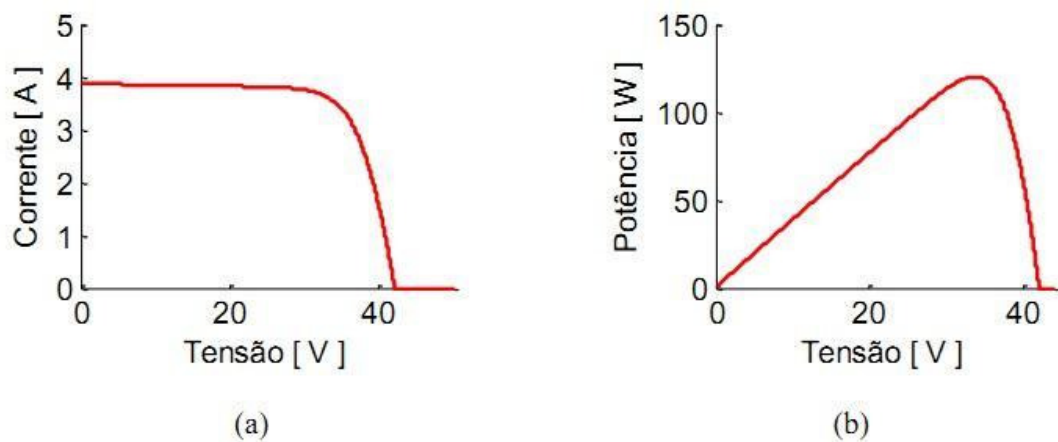


Fig. 2.2 - (a) Curva característica I-V , (b) Curva característica P-V

A resistência série representa a queda de tensão no painel e a resistência em paralelo a sua corrente de fugas. Nas Fig. 2.3 e Fig. 2.4 é possível ver a influência destas resistências no painel SHARP NU 235.

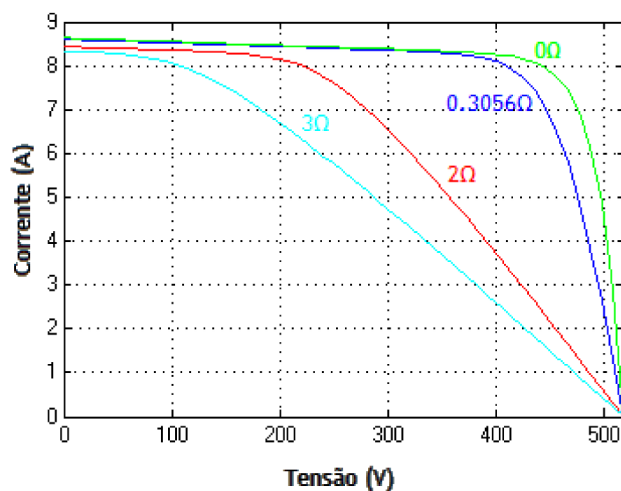


Fig. 2.3 - Influência da resistência série na curva I/V dos painéis

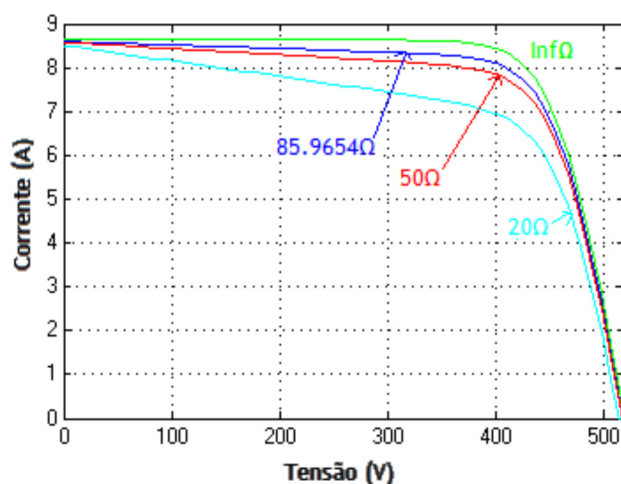


Fig. 2.4 - Influência da resistência paralelo na curva I/V dos painéis

O valor de R_s é normalmente na ordem dos m Ω e R_p acima dos 50 Ω . Embora este modelo seja uma boa aproximação do painel existe ainda um outro modelo usado. Na Fig. 2.5 é possível ver um modelo mais complexo do painel, onde é usado um diodo extra e uma fonte de corrente. Esta fonte extra simula a corrente de saturação. Quando a tensão é negativa a corrente é dependente da tensão nos terminais do diodo.

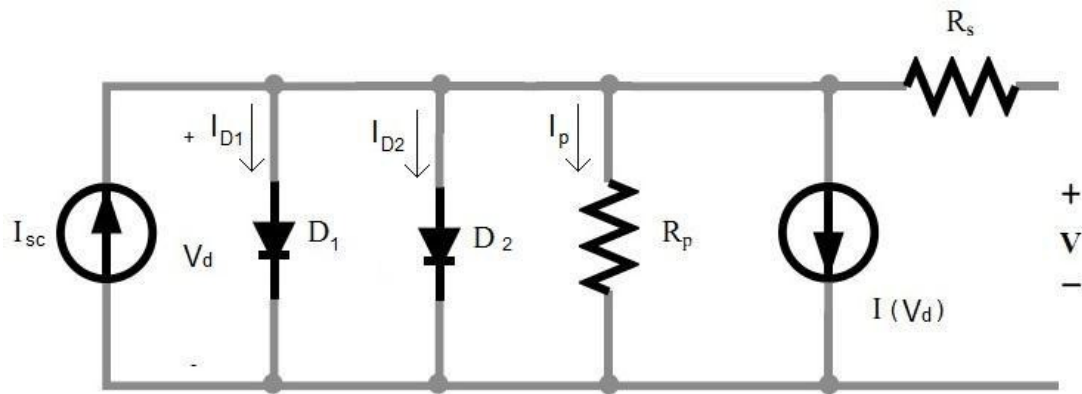


Fig. 2.5 - Modelo Elétrico do PV mais preciso

A equação (2.3) tem assim que ser alterada de modo a conter a nova corrente que circula no novo díodo, como se pode ver de seguida.

$$I_{PV} = I_{SC} - I_{D1} - I_{D2} \quad (2.5)$$

2.1.3 - Influência do Ambiente

Como dito anteriormente os parâmetros que influenciam mais significativamente a curva I-V são a temperatura e a radiação. A radiação tem um impacto mais acentuado na corrente de curto-circuito, ou seja na amplitude da parte superior da curva I-V, enquanto o efeito na tensão de circuito aberto se mantém constante. Em relação à temperatura, o aumento desta causa uma redução da tensão de circuito aberta. A célula nesta região apresenta uma redução de potência, com o aumento de temperatura. Tal representa um problema grave no aproveitamento energético, uma vez que a célula deve funcionar sempre no ponto de potência máximo. O efeito da temperatura na corrente de curto-circuito é ligeiro mas aumenta com o aumento da radiação.

Na Fig. 2.6 é possível ver a influência da temperatura e radiação na curva I-V.

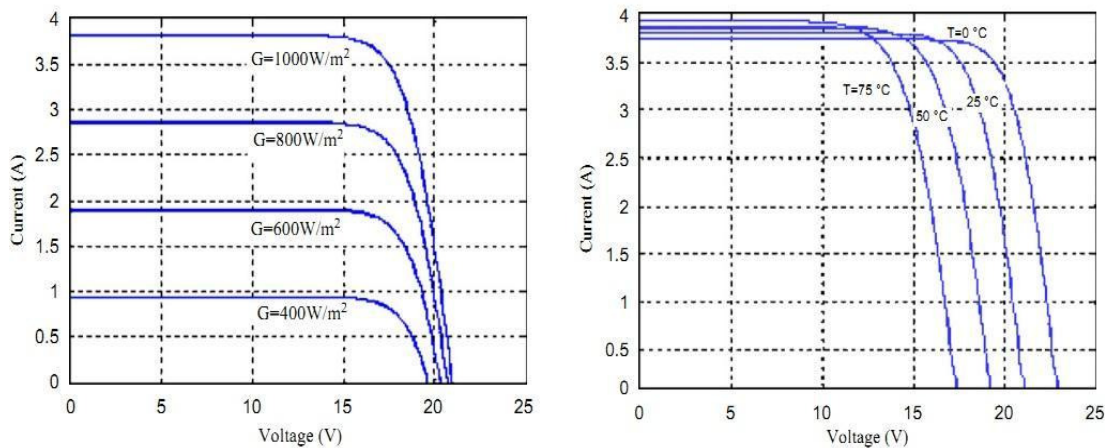


Fig. 2.6 - Influência da radiação e temperatura na curva I-V

2.2 - Sistemas Fotovoltaicos

O aumento na procura de energias renováveis fez com que a comunidade científica investisse para que a energia fotovoltaica, entre outras, se tornasse economicamente mais competitiva e para que o rendimento dos painéis fotovoltaicos fosse melhor, bem como nos restantes sistemas a eles ligados.

Foram estudadas e desenvolvidas novas configurações de ligação cujo objetivo é a adaptação do sistema ao local onde vai ser instalado. Embora a energia irradiada pelo sol seja gratuita, o motivo pelo qual não é ainda muito usual este tipo de sistemas reside no facto de o custo da tecnologia e em particular dos módulos fotovoltaicos serem caros e a sua eficiência não ultrapassar, normalmente, os 15%. [9]

Os sistemas fotovoltaicos mais usuais são:

- Sistemas ligados à rede
- Sistemas isolados/independentes da rede

2.2.1 - Sistemas ligados à Rede Elétrica

Nestes sistemas, os painéis fotovoltaicos são ligados à rede por meio de um inversor e não é necessário armazenamento de energia uma vez que toda a eletricidade produzida durante o dia é consumida. Quando falamos de sistemas ligados à rede, podemos falar de sistemas distribuídos ou centralizados. Ambos têm por objetivo injetar energia na rede, diferenciam-se pela potência e local de instalação. O Sistema distribuído é normalmente utilizado em habitações domésticas e, por isso, de potência inferior uma vez que são mais pequenos, servindo para alimentar a casa, consumo no local e, quando a energia não for toda consumida, injetar potência na rede. O segundo é mais utilizado, por exemplo para centrais

fotovoltaicas, em que a potência pode atingir vários megawatts e pode ser injetada diretamente na rede de média ou alta tensão por meio de um centro de transformação usualmente constituído por um inversor. Esta energia é posteriormente consumida pelos utilizadores da rede elétrica. Pode também existir armazenamento de energia para o caso da energia não ser necessária no momento de produção.

2.2.2 - Sistemas independentes da Rede

Muitas vezes, é mais vantajoso usar sistemas fotovoltaicos para alimentar cargas do que fazer uma ligação à rede elétrica, pelo custo da energia, pela portabilidade do sistema ou pelos benefícios ambientais, mesmo que o consumidor esteja perto de um ponto com ligação à rede. Há também casos de pequenas aplicações como calculadoras ou relógios em que apenas é necessário uma ou duas células fotovoltaicas. São sistemas autónomos e autossuficientes.

O armazenamento de energia é por vezes necessário em caso de não existir irradiação suficiente uma vez que a carga pode necessitar de ser alimentada constantemente. São normalmente usadas baterias. É também usado um controlador para carregar as baterias de modo a que o processo de carga seja o adequado ao tipo de bateria.

São normalmente utilizados para telefones de emergência nas autoestradas, em meios rurais, em países em vias de desenvolvimento, para substituir o uso de candeeiros alimentados a petróleo, ou em sistemas mais robustos como os usados em habitações domésticas. [9]

2.3 - Conversor CC/CC

Trata-se de um circuito elétrico que converte uma tensão, ou corrente contínua, com uma determinada amplitude, em outra tensão, ou corrente contínua, com amplitude diferente. Estes circuitos realizam a conversão aplicando tensão contínua pulsada num componente indutivo como bobina ou transformador, com uma determinada frequência, fazendo com que o fluxo de corrente seja armazenado e mais tarde libertado para uma saída. Existem dois grupos distintos de conversores, os isolados e os não isolados, pelo que a principal diferença se prende com o uso de transformadores de alta frequência nos conversores isolados.

Distinguem-se assim de seguida na Tabela 2.2 as várias topologias de Conversores CC/CC.

Tabela 2.2 - Topologias de conversores mais comuns

Conversores	Interruptores	Característica	Complexidade de Controlo
Isolados			
<i>Flyback</i>	1	<i>Step-up/down</i>	Baixa
<i>Forward</i>	1	<i>Step-down</i>	Baixa
<i>Full-Bridge</i>	4	<i>Step-up/down</i>	Média
Não Isolados			
<i>Buck</i>	1	<i>Step-down</i>	Baixa
<i>Boost</i>	1	<i>Step-up</i>	Baixa
<i>Buck-Boost</i>	1	<i>Step-up/down</i>	Baixa

2.3.1 - Conversores Isolados

Flyback

Existem diversas variantes da topologia *flyback*, nomeadamente com um ou dois transístores, contudo apresentar-se-á apenas a mais básica com apenas um transístor. Como pode ser visto na Fig. 2.7 o interruptor fornece ao sistema dois estados distintos, quando está fechado e quando está aberto. Quando fechado a tensão de entrada magnetiza o primário do transformador aumentando o seu fluxo. Quando aberto a energia armazenada no transformador é libertada para a saída.

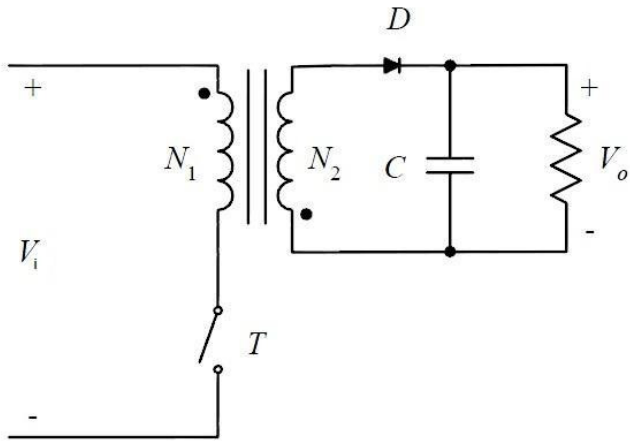


Fig. 2.7 - Conversor *Flyback*

Forward

Este conversor possui também um interruptor que criará dois estados diferentes. Quando fechado, o diodo D1 encontra-se em condução e o diodo D2 em não condução fazendo assim

aumentar a corrente na bobina uma vez que se dá uma transferência direta da entrada para a bobina. Quando o interruptor abre D_2 começa a conduzir e D_1 não, fazendo a corrente na bobina diminuir, pois a energia previamente armazenada será agora conduzida para a saída.

Na Fig. 2.8 é possível ver a topologia do conversor *forward* assim como a relação entrada-saída.

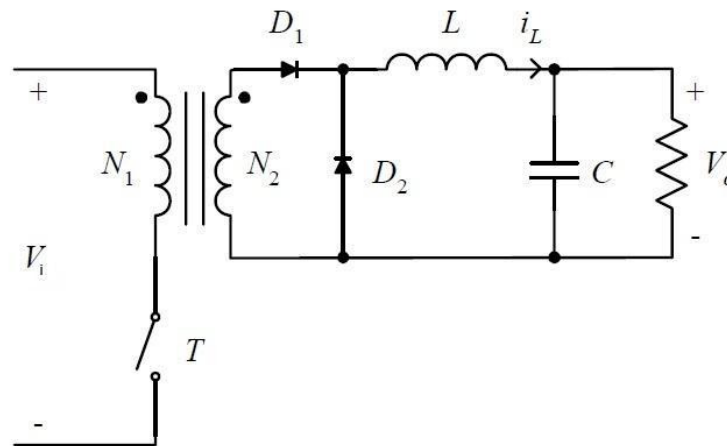


Fig. 2.8 - Conversor *Forward*

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2.6)$$

Full-Bridge

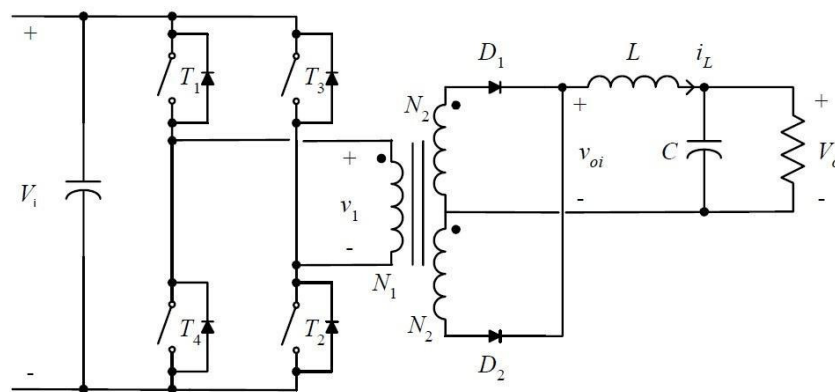


Fig. 2.9 - Conversor Full-Bridge

Neste caso, os interruptores conduzem aos pares. T_1 e T_2 conduzem em simultâneo, assim como T_3 e T_4 . Quando T_1 e T_2 conduzem, D_1 também conduz ficando D_2 contrapolarizado. Entre a comutação entre pares de transístores existe um intervalo de

tempo em que os interruptores ficam em aberto, fazendo com que os díodos D1 e D2 conduzam ao mesmo tempo. Os díodos em antiparalelo com os interruptores são necessários para fornecer um percurso à corrente associada ao fluxo de fugas do transformador. A relação entrada-saída é dada pela seguinte equação.

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad (2.7)$$

2.3.2 - Conversores não Isolados

Buck

Neste conversor, Fig. 2.10, o valor de tensão de saída é sempre menor que o valor de entrada. Quando interruptor está fechado é transferida energia da fonte para a bobina, fazendo aumentar a corrente de saída, e para o condensador quando $i_o > V_o/R$. Quando o interruptor abre, o díodo conduz dando continuidade à corrente na bobina. A energia armazenada na bobina é entregue ao condensador e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente na bobina for maior do que a corrente na carga, a diferença carrega o condensador. Quando a corrente for menos o condensador descarrega, eliminando a diferença de modo a manter a corrente constante na carga.

Se a corrente na bobina não vai a zero durante a condução do díodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo, caso contrário tem-se o modo descontínuo. Em qualquer caso é sempre preferível operar no modo contínuo pois existe uma relação mais estável entre a largura do impulso e a tensão média de saída.

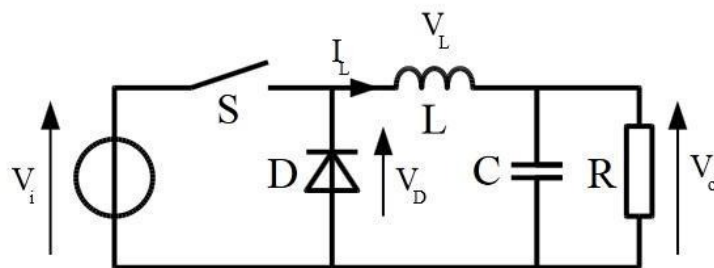


Fig. 2.10 - Conversor *Buck*

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.8)$$

Boost

Nesta topologia a tensão de saída será sempre maior que a tensão de entrada. Quando o interruptor está fechado, a tensão de entrada é aplicada à bobina e o diodo fica reversamente polarizado. A energia é armazenada na bobina, e posteriormente enviada ao condensador e carga quando o interruptor abrir. É possível ver a topologia deste conversor na seguinte figura e respetiva relação entrada-saída.

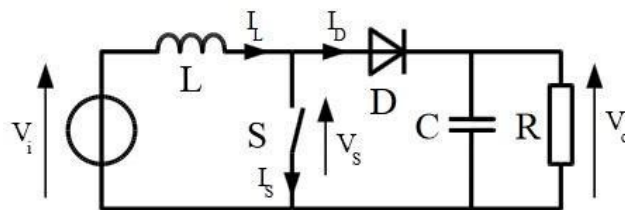


Fig. 2.11 - Conversor *Boost*

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

Buck-Boost

A tensão de saída destes conversores pode ser igual, maior ou menor que na entrada. Este tipo de conversor pode ser obtido juntando em cascata os dois conversores básicos: *buck* e *boost*. Estes dois conversores podem ser combinados em apenas um: um conversor *buck-boost* como apresentado na Fig. 2.12.

Com o interruptor em condução, a entrada fornece energia a bobina e o diodo encontra-se inversamente polarizado. Com o interruptor aberto e energia armazenada na bobina é passada para a carga. Durante este intervalo a entrada não fornece energia à carga.

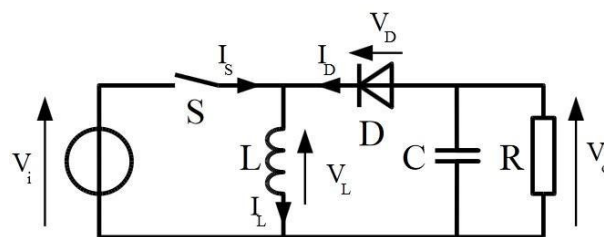


Fig. 2.12 - Conversor *Buck-Boost*

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (2.10)$$

2.4 - Algoritmos Maximum Power Point Tracking, MPPT

Como visto anteriormente, num módulo fotovoltaico, a potência máxima está dependente do nível de tensão e corrente, conforme a temperatura e radiação existente. Qualquer ponto de funcionamento que não seja o MPP faz diminuir a eficiência do sistema. O nível de potência da carga deve ser ajustado de acordo com a curva de eficiência fotovoltaica para aumentar o rendimento do sistema. Tal pode ser implementado recorrendo a controladores que seguem o ponto de potência máximo (MPPT). Estas implementações têm como base controlar a potência da carga a partir da tensão de saída ou abertura/fecho de interruptores de grupos de carga.[10]

Existem diversas técnicas de controladores MPPT. As seguintes são as mais utilizadas e portanto aquelas que serão expostas nesta dissertação: [11]

- Perturbação e Observação
- Condutância Incremental
- Tensão Constante
- Lógica Difusa
- Rede Neuronal

2.4.1 - Perturbação e Observação

A grande vantagem deste método é que a procura pelo ponto de potência máxima será feita independentemente das condições ambientais, no entanto esta abordagem requiere a medição de tensão e corrente.

A potência de saída é calculada a partir do produto da tensão e corrente de saída, adquiridas por sensores, e de seguida é causada uma perturbação no *duty-cycle*² D. A potência de saída é novamente calculada e comparada com o valor anterior, se menor então a direção da perturbação é mantida, caso contrário a direção é invertida. Obviamente que o passo da perturbação irá ditar a velocidade com que o ponto de potência máxima é atingido e a quantidade de oscilação à sua volta como se pode ver na Fig. 2.13. [11]

² Define a parcela de tempo em que um sistema ou componente está no estado ativo

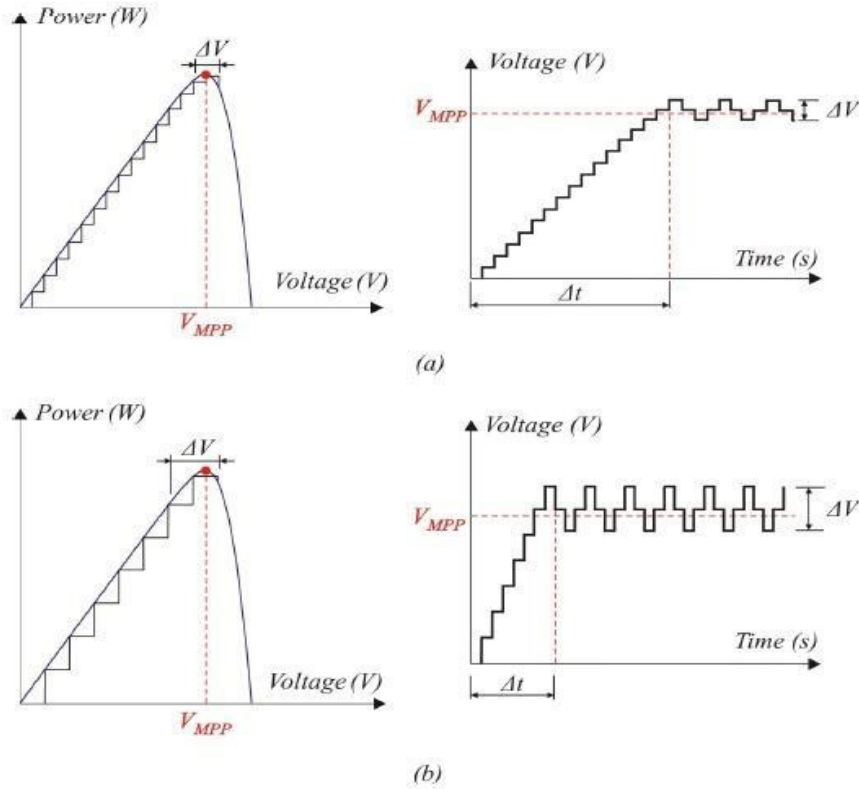


Fig. 2.13 - Controle MPPT do tipo Perturbação e Observação: (a) procura com passo pequeno; (b) procura com passo grande.

Trata-se de um método instável, uma vez que funciona em constante perturbação, daí as oscilações, além do mais existe a possibilidade de procurar o ponto de potência errado perante variações rápidas das condições atmosféricas.[11]

2.4.2 - Condutância Incremental

Tal como o método anterior também são medidas a tensão e corrente, sendo calculada a potência de saída e respetiva derivada em função da tensão, dP/dV . A derivada é normalmente calculada do seguinte modo:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + \frac{dI}{dV} = I_n + \frac{I_{n-1} - I_n}{V_{n-1} - V_n} \quad (2.11)$$

Conforme o valor da derivada o *duty-cycle* D será aumentado, diminuído ou mantido, Fig. 2.14. Quando a derivada for positiva significa que o sistema está a funcionar na parte esquerda da curva P-V, antes de atingir o MPP e como tal o *duty-cycle* deverá ser aumentado. Quando o valor da derivada for negativa significa que o sistema já ultrapassou o MPP e portanto está a funcionar na parte direita do MPP, e o *duty-cycle* deverá ser reduzido. Se a

derivada for igual a zero ou muito próxima de zero conforme uma tolerância previamente especificada, então o sistema está a operar no MPP e o valor do *duty-cycle* deverá ser mantido. [12]

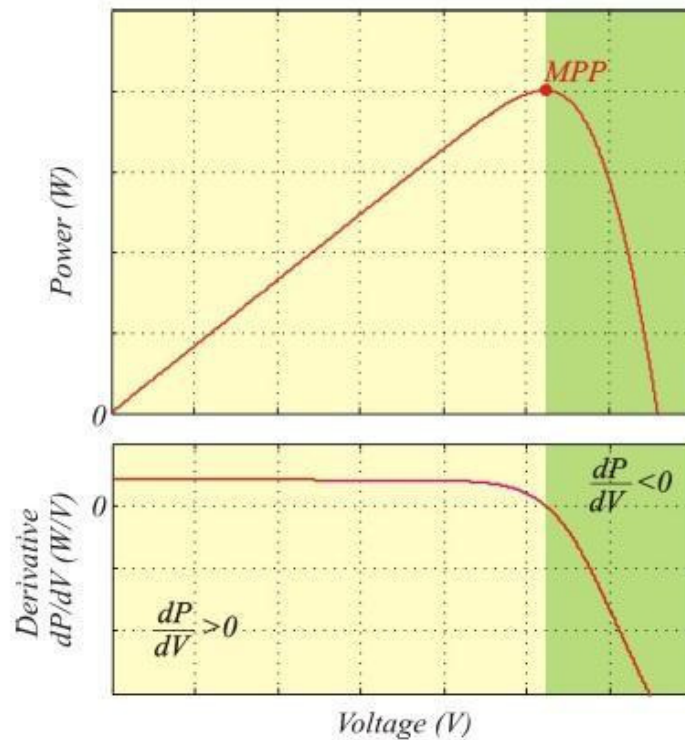


Fig. 2.14 - Potência de saída do painel e respetiva derivada em relação à tensão de saída do painel.

Trata-se de uma abordagem que mantém o mesmo número de sensores que a anterior, porém possui uma resposta mais rápida e dinâmica uma vez que não depende das condições climáticas. Embora se trata de um método mais complexo apresenta também oscilações menores em torno do MPP. [11]

2.4.3 - Tensão Constante

Para este método apenas um sensor é usado. A tensão é adquirida de modo a alterar o *duty-cycle* D do conversor para que este fixe uma tensão específica na saída do painel. Sabe-se que a variação de radiação para temperatura constante resulta num MPP cuja tensão é sempre constante independentemente da radiação, como mostra a Fig. 2.15. Deste modo é possível efetuar a pesquisa do MPP quando a temperatura é constante, porém quando esta varia a relação deixa de ser linear e para cada valor de radiação existe uma tensão diferente fazendo com que este método não seja aplicado. [11]

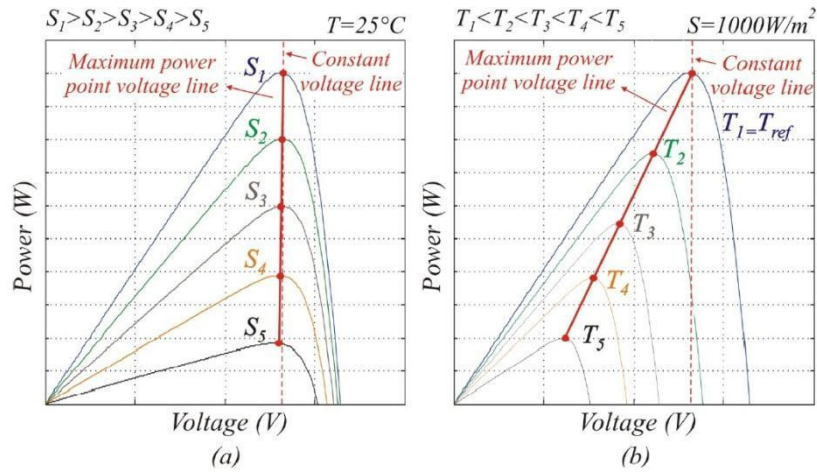


Fig. 2.15 - MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável.

A grande vantagem deste modo é usar apenas um sensor e a sua fácil implementação, contudo apresenta uma dependência da temperatura do PV.[11]

2.4.4 - Lógica Difusa

Consiste em três fases distintas, fuzzificação, tabela de regras e desfuzzificação. Durante a primeira o conjunto de variáveis de entrada é convertido numa gama linguística diferente, baseada em funções de pertença semelhantes Fig. 2.16. [13]

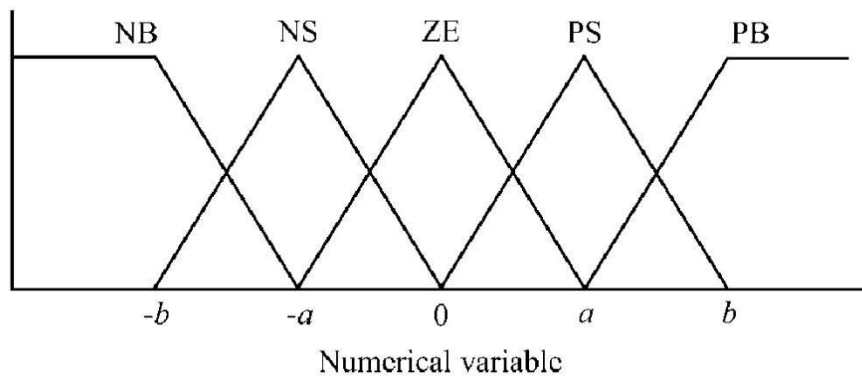


Fig. 2.16 - Funções pertença das entradas e saídas do controlador

Neste caso foram usados cinco níveis *fuzzy* contudo o aumento do número de níveis usados levará, normalmente a uma melhor precisão. Por vezes os níveis são menos simétricos, principalmente quando se pretende dar ênfase a um determinado nível. Usualmente as entradas dos controladores *fuzzy* são o erro E e a variação do erro ΔE . No caso particular de um controlador MPPT sabe-se que a derivada da potência quando se atinge a potência

máxima é nula, portanto o erro poderá tomar essa grandeza e como tal a seguinte aproximação poderá ser usada para o erro e respetiva variação.[13]

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.12)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.13)$$

Após fuzzificação a tabela de regras é aplicada resultando numa saída que corresponde a um nível *fuzzy*. No último estágio, a desfuzzificação, o valor linguístico da saída é convertido para um valor real, que neste caso do MPPT será o valor do *duty-cycle* D.

Este método torna-se útil pois comporta-se bem para variações atmosféricas, contudo a sua eficiência depende em muito do conhecimento do utilizador que definiu a variável erro e respetiva tabela de regras. Uma alternativa a esta técnica que tem como base também a lógica difusa é um controlador difuso adaptável, onde as funções pertença e tabela de regras são calibradas constantemente de modo a obter máxima performance.[13]

2.4.5 - Redes Neurais

As redes neurais estão normalmente divididas em três camadas, a de entrada, a de saída e a escondida como se pode ver na Fig. 2.17. As entradas são os parâmetros do painel como a tensão de circuito-aberto, a corrente em curto-circuito, a radiação ou a temperatura. A saída é o valor de *duty-cycle* D a usar de modo a colocar o sistema mais perto do ponto de potência máximo. [13]

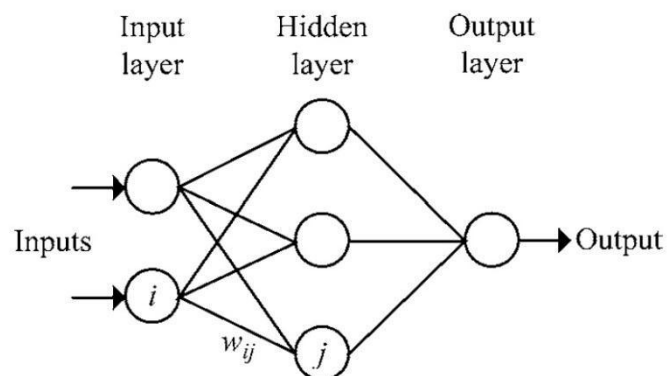


Fig. 2.17 - Exemplo de uma rede neuronal

A velocidade com que a rede atinge o ponto de potência máximo depende do algoritmo usado na camada escondida e na maneira como a rede é treinada. Todas as ligações têm um determinado peso, e o peso das ligações entre a camada de entrada e a camada escondida deve ser ponderado com cuidado a partir de um processo de treino, que envolva as características do painel a ser usado.[13]

2.5 - Plataformas de Controle

Existem três plataformas de *hardware*, disponíveis em laboratório, que podem ser usadas para implementar o controle deste tipo de sistema, são elas, o microcontrolador, normalmente integrado em kits de desenvolvimento como o Arduino ou o MSP430 da Texas Instruments®, um DSP como o Piccolo C2000 da Texas Instruments® e um FPGA como a Xilinx.

Em relação aos requisitos do sistema, sabe-se que será necessário adquirir grandezas como a tensão e/ou corrente com uma boa resolução e portanto um conversor ADC de 10 bit será em princípio suficiente.

A nível de capacidade de saídas, será essencial existirem saídas PWM com uma resolução adequada de modo a que os respetivos drivers³ possam ser configurados corretamente. A capacidade de processamento não é muito exigente uma vez que o controle consistirá em computações básicas. Porém a velocidade de processamento deverá ser elevada de modo a dar resposta o mais próximo possível em tempo real. Esta necessidade advém da frequência de comutação dos semicondutores que sendo na ordem dos 100 kHz obrigam a uma frequência de *clock* na casa do MHz.

O Arduino é uma plataforma baseada no microcontrolador Atmega328, possui 14 entradas/saídas digitais nas quais 6 podem ser usadas como saída PWM, 6 entradas analógicas, um cristal oscilador de 16 MHz. Opera com 5 V de tensão com uma corrente máxima de 50 mA e tem uma memória SRAM de 2 kb e EEPROM de 1 kb.

O DSP trata-se de um microprocessador especializado, com funções específicas para processamento de operações matemáticas, tipicamente programado em C, tal como o Arduino, contudo devido a avanços recentes da MathWorks é já possível gerar código C, para ambos, a partir de diagramas Simulink. É uma tecnologia empregue em tarefas matemáticas com alguma complexidade, e com processamento condicional. Está limitada normalmente pelo *clock* e pelo número de operações úteis que se podem fazer num ciclo de *clock*. O Piccolo C2000 com processador TMS320F28035 possui uma frequência de *clock* de 60 MHz, com uma RAM de 12 kb e ROM de 2kb. Dispõe de 12 canais PWM e 16 canais de ADC com 12

³ Circuito integrado responsável por ativar o semiconductor a partir de um sinal de comando

bits de resolução e com um tempo de conversão de cerca de 500 ns. Possui também comunicação I²C, CAN e SPI e uma tensão de alimentação de 3.3 V

O FPGA trata-se de um conjunto de *gates*, totalmente configurável. O dispositivo é programado ligando as *gates* e formando multiplicadores, registos, entre outros. Usando um núcleo gerador este processo pode ser efetuado a um nível de diagrama de blocos, onde vários blocos podem ser de alto nível permitindo um processamento paralelo. A performance desta tecnologia é fortemente limitada pelo número de *gates* e pelo *clock*. O comportamento deste dispositivo é controlado por uma linguagem descritiva de *hardware* (HDL) como o VHDL e o Verilog. Mais recentemente os FPGA's têm incluindo multiplicadores de modo a conseguir fazer tarefas como os DSP, obtendo MMACS muito maiores que os convencionais DSP.

A XC3S50AN da Xilinx, da série SPARTAN-3AN, possui cinquenta mil *gates*, 3 multiplicadores dedicados e 3 blocos RAM com 54 kbits e com 11 kbits distribuídos. Possui ainda 26 entradas/saídas, opera a 3.3 V e tem uma frequência de *clock* de 50 MHz.

Na Fig. 2.18 é possível ver em detalhe as 3 diferentes plataformas mencionadas.

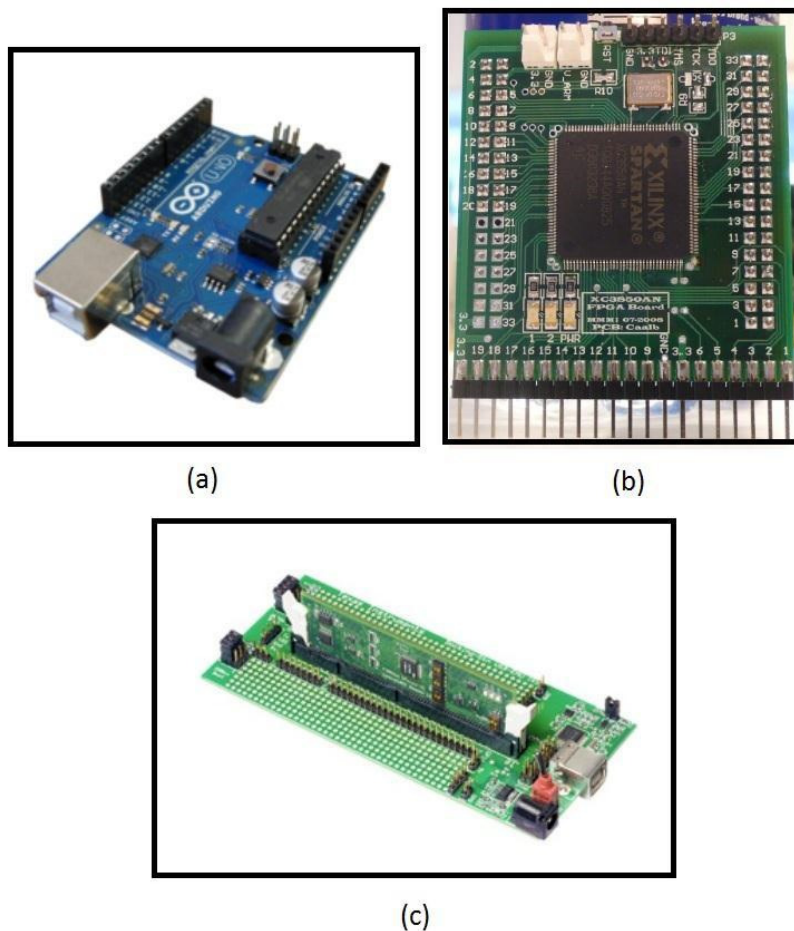


Fig. 2.18 - Plataformas de *hardware* estudadas: (a) Arduino; (b) FPGA Xilinx Spartan 3AN; (c) DSP Piccolo C2000 28035.

2.6 - Conclusões

Neste capítulo foi efetuado um levantamento em torno do tema desta dissertação, pelo que se pode observar no início do mesmo uma visão geral à evolução desta tecnologia e os principais países e marcas impulsionadoras. Na Fig. 2.19 é possível observar os países líderes nesta área no ano de 2008 com uma produção anual superior a 14 500 MW. [2]

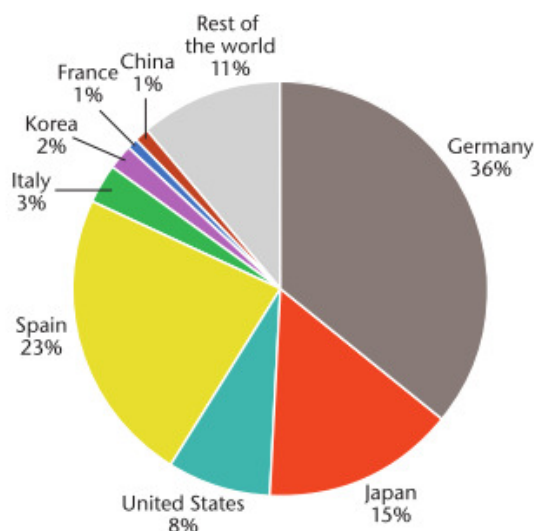


Fig. 2.19 - Capacidade Solar instalada em 2008. [2]

Concluiu-se acerca dos vários modelos elétricos que representam o painel fotovoltaico. Nos capítulos seguintes será justificado a escolha de um dos modelos para respetiva simulação. Também foi estudado o modo como a temperatura e radiação influenciam a performance do Painel Solar.

Uma análise aos conversores CC/CC existentes também foi efetuada, explicando o principal mecanismo de funcionamento de modo a possibilitar uma escolha clara e objetiva.

Como se trata de um sistema cujo objetivo principal é extrair a potência máxima, realizou-se um estudo acerca dos algoritmos existentes mais usados. Esta análise é importante pois permite *à priori* prever de forma aproximada o comportamento do controlador. A Tabela 2.3 permite resumir as principais características dos algoritmos estudados.[13]

Tabela 2.3 - Estudo comparativo dos diversos algoritmos MPPT estudados

MPPT	Depende do Pannel?	Alcança o MPP?	Velocidade de Convergência	Complexidade de Implementação	Grandezas Medidas
Perturbar e Observar	Não	Sim	Varia	Baixa	Tensão Corrente
Condutância Incremental	Não	Sim	Varia	Média	Tensão Corrente
Tensão Constante	Sim	Não	Média	Baixa	Tensão
Fuzzy	Sim	Sim	Rápido	Alta	Varia
Rede Neuronal	Sim	Sim	Rápido	Alta	Varia

Por fim, fez-se um levantamento das principais plataformas usadas atualmente para implementar o controlo deste sistema.

Com este capítulo é possível efetuar assim opções no decorrer do trabalho a nível de simulação e implementação com maior detalhe e simplicidade.

Capítulo 3

Dimensionamento do Sistema

Resumo

Este capítulo está organizado em seis partes distintas. A secção 3.1 fornece informação sobre os requisitos do sistema propostos. De seguida a secção 3.2 mostra as características principais e comportamento do painel solar que será usado neste projeto. A secção 3.3 apresenta a topologia do conversor CC/CC escolhido, explicando o seu modo de funcionamento e dimensionamento dos vários componentes do sistema. Na secção 3.4 descreve-se o método de controlo MPPT usado, com especial ênfase às dificuldades que enfrentará.

Por fim a secção 3.5 mostra o método usado para colocar uma carga variável no sistema e a secção 3.6 evidencia as principais conclusões deste capítulo.

3.1 - Introdução

O sistema a implementar é constituído por um painel fotovoltaico e por um conversor CC/CC. Este sistema faz interface direta com um barramento CC que, perante a aplicação em questão, é seguido de um inversor, que regulará a tensão nesse mesmo barramento, e posteriormente a rede elétrica alternada, como se pode ver na Fig. 3.1.

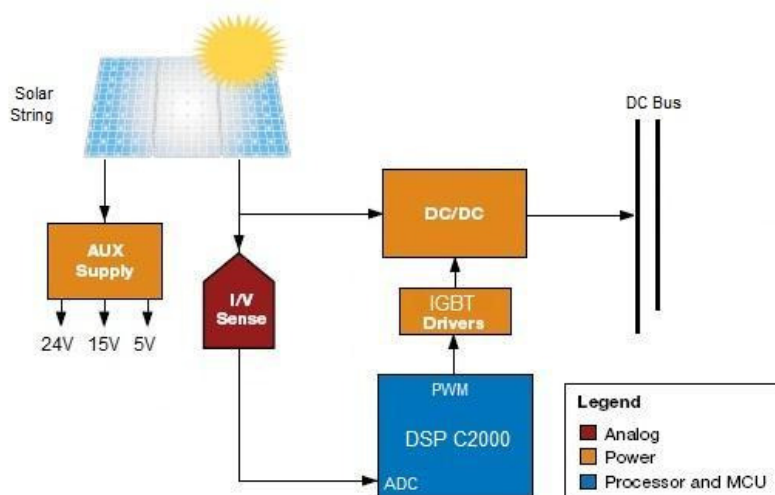


Fig. 3.1- Sistema de interface com Pannel Fotovoltaico para rede elétrica

O sistema a implementar centra-se na parte do conversor CC/CC, fazendo com que este extraia a máxima potência do painel usando um algoritmo MPPT. Os requisitos iniciais do sistema são os mostrados na seguinte tabela.

Tabela 3.1 - Requisitos do Sistema

Sistema		
Potência por string ⁴	3.3	kW
Corrente máxima por string	11	A
Rendimento (europeu)	98	%
Gama de tensão de entrada	350-518	V
Tensão na saída	770	V
Ripple de corrente (bobinas)	10 % I _o	A
Ripple de tensão na saída	5 % V _o	V

3.2- Pannel Fotovoltaico

O Pannel usado neste projeto é um modelo do fabricante SHARP, da série NU com 235 W de potência nominal. Como tal para se atingir uma potência que vá de encontro aos requisitos é necessário utilizar 14 painéis em serie, formando uma *string*. As características principais desse pannel podem ser vistas na Tabela 3.2.

⁴ Termo usado no documento para fazer referência a um conjunto de painéis ligados em serie

Tabela 3.2 - Caraterísticas do Painei SHARP NU 235

Painei fotovoltaico		
Potência	235	W
V _{OC}	37	V
I _{SC}	8.6	A
V _{mpp}	30	V
I _{mpp}	7,84	A

As Fig. 3.2 e Fig. 3.3 ilustram o comportamento do respetivo Painei para variações de radiação e temperatura. Estas foram processadas via *script* em Matlab® utilizando as características do painei.

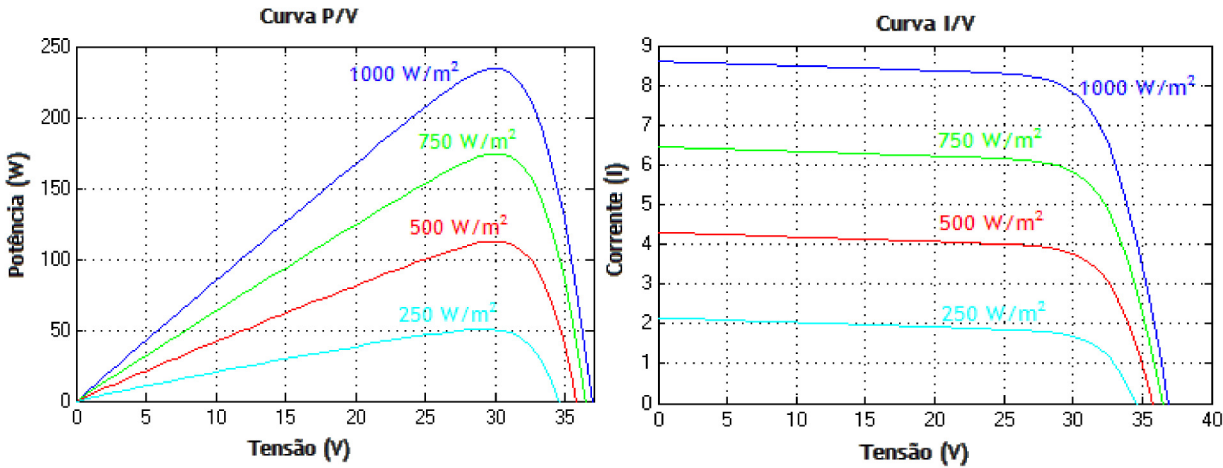


Fig. 3.2 - Influência da variação da radiação solar nas curvas I/V e P/V do Painei SHARP NU 235

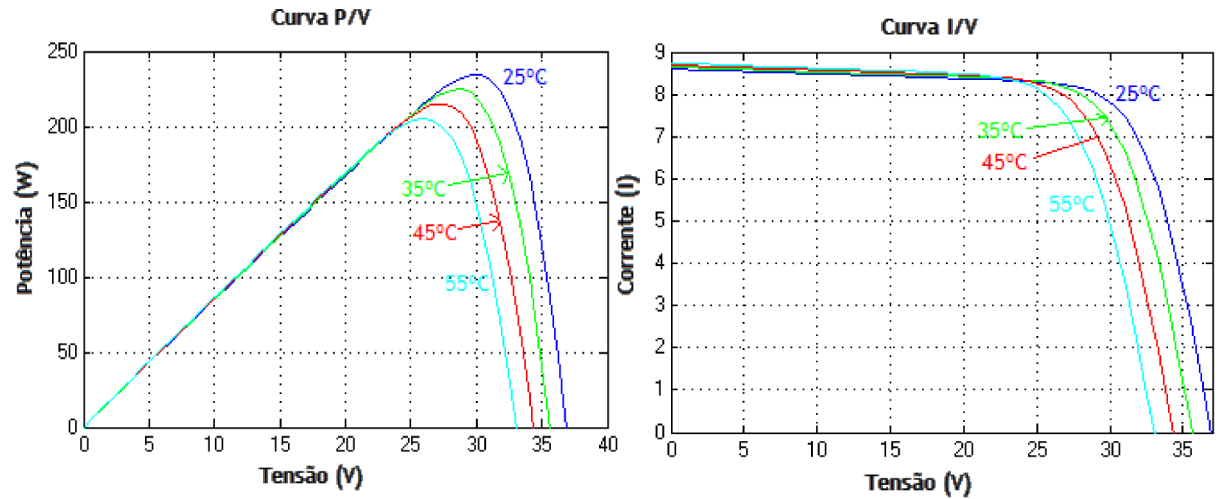


Fig. 3.3 - Influência da variação da radiação solar nas curvas I/V e P/V do Painei SHARP NU 235

3.3 - Conversor CC/CC

Perante os requisitos apresentados o conversor mais indicado a ser usado será um conversor que eleve a tensão de entrada. Entre conversores isolados e não isolados a escolha efetuada será para os conversores não isolados uma vez que não há nenhum interesse nem requisito em implementar um andar de isolamento neste caso prático. Sendo assim a escolha será o conversor *Boost* convencional. Porém os requisitos do sistema são bastante exigentes no que diz respeito ao *ripple*⁵ de corrente e tensão na saída. O que normalmente é feito para solucionar este problema é aumentar a frequência de comutação, contudo tal abordagem aumenta também as suas perdas.

Assim é proposto o conversor *Interleaved Boost* com 2 fases, cuja principal vantagem é reduzir o *ripple* sem a necessidade de aumentar a frequência de comutação. O seu controlo exige assim um desfasamento entre fases de $360^\circ/N$, onde N representa o número de fases. A corrente de entrada do conversor, proveniente da *string* de painéis, é assim dividida pelas duas fases, fazendo com que os requisitos de corrente dos componentes de cada fase sejam menores que o conversor *boost* tradicional.[14]

3.3.1 - Funcionamento em Regime Permanente

Como dito anteriormente este conversor faz uso de duas fases, portanto será necessário controlar dois interruptores. Assim, este conversor pode ser dividido em quatro estados de funcionamento distintos.

Na Fig. 3.4 é possível ver o esquema elétrico do conversor *Interleaved Boost* de duas fases.

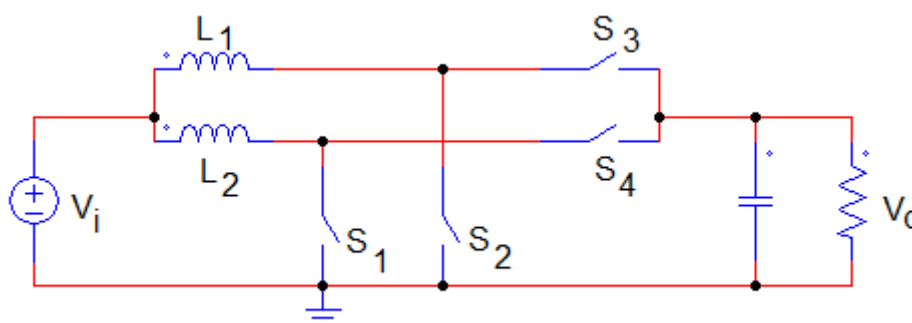


Fig. 3.4 - Conversor Boost Interleaved de duas fases

⁵ Conceito também usado para expressar a ondulação de um sinal

O conversor proposto funciona em 4 modos diferentes dependendo do estado dos seus interruptores. Os interruptores S1 e S2 são transístores enquanto os interruptores S3 e S4 são díodos. São ilustrados os vários estados de funcionamento nas Fig. 3.5, Fig. 3.6, Fig. 3.7 e Fig. 3.8.

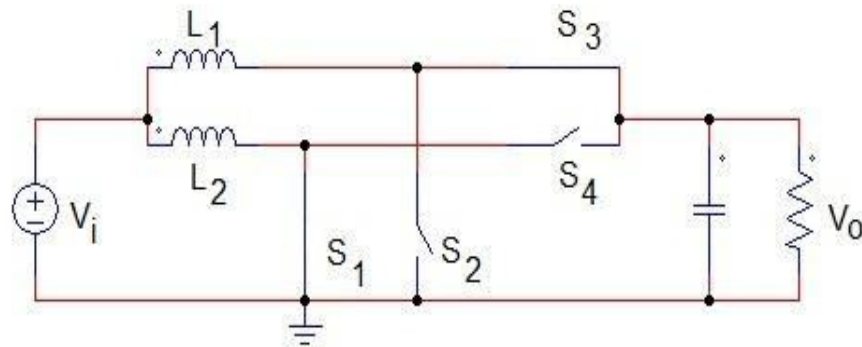


Fig. 3.5 - Modo 1 com S1 e S3 em condução e S2 e S4 abertos

Neste modo o interruptor S1 está em condução, a tensão nos terminais da bobina L2 é V_i permitindo armazenar energia e aumentando linearmente a corrente na mesma. A tensão em diodo S4 é $-V_o$ e por isso este comporta-se como um interruptor aberto.

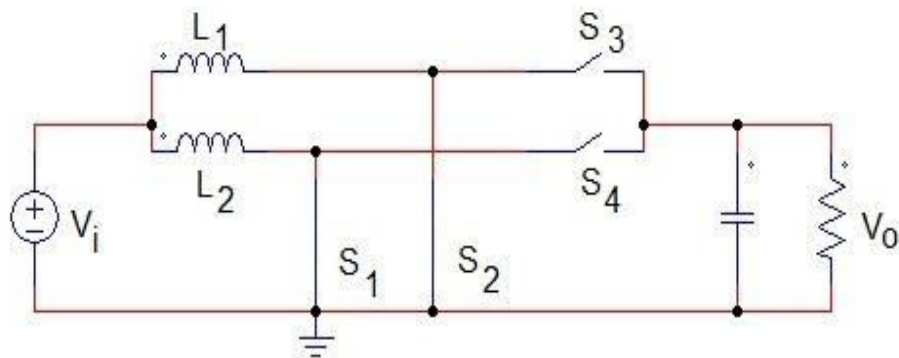


Fig. 3.6 - Modo 2 com S1 e S2 em condução e S3 e S4 abertos

O interruptor S2 entra em condução fazendo com que a tensão na bobina L1 seja V_i . Neste modo ambas as bobinas estão a armazenar energia, a corrente de entrada sobe e o condensador na saída está a ser descarregado. Os díodos S3 e S4 não estão a conduzir.

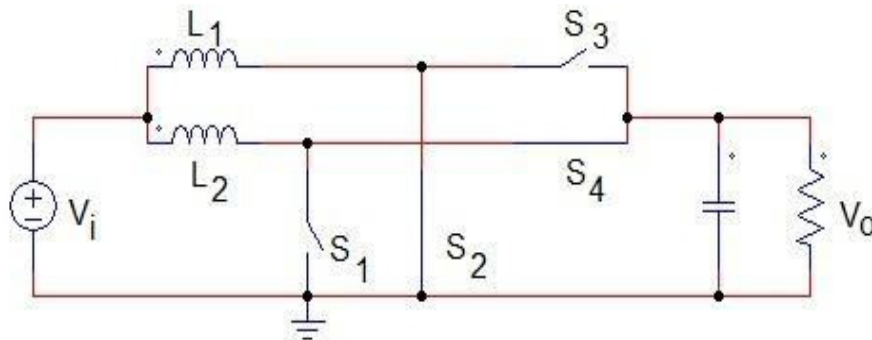


Fig. 3.7 - Modo 3 com S1 e S3 abertos e S2 e S4 em condução

O interruptor S1 abre, fazendo com que L2 entregue a energia armazenada à carga. A corrente de entrada começa a decrescer a partir deste momento, ao contrário da tensão no condensador de saída, que começa a aumentar. S4 começa a conduzir.

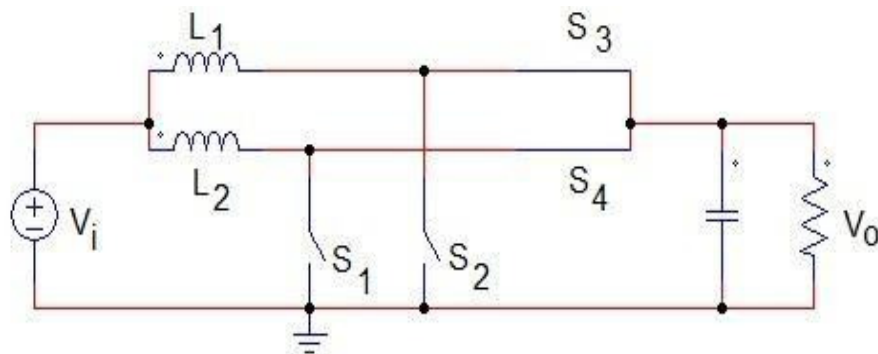


Fig. 3.8 - Modo 4 com S1 e S2 abertos e S3 e S4 em condução.

Ambos os interruptores S1 e S2 estão abertos fazendo com que as bobinas L1 e L2 entreguem a energia armazenada à carga. Os díodos S3 e S4 estão em condução. A corrente na entrada está a descer linearmente enquanto a tensão no condensador de saída está a subir.

Para ilustrar o funcionamento deste conversor CC/CC a Fig. 3.9 apresenta as formas de onda principais: comando dos interruptores, as correntes nas bobinas, corrente de entrada e tensão no condensador de saída.

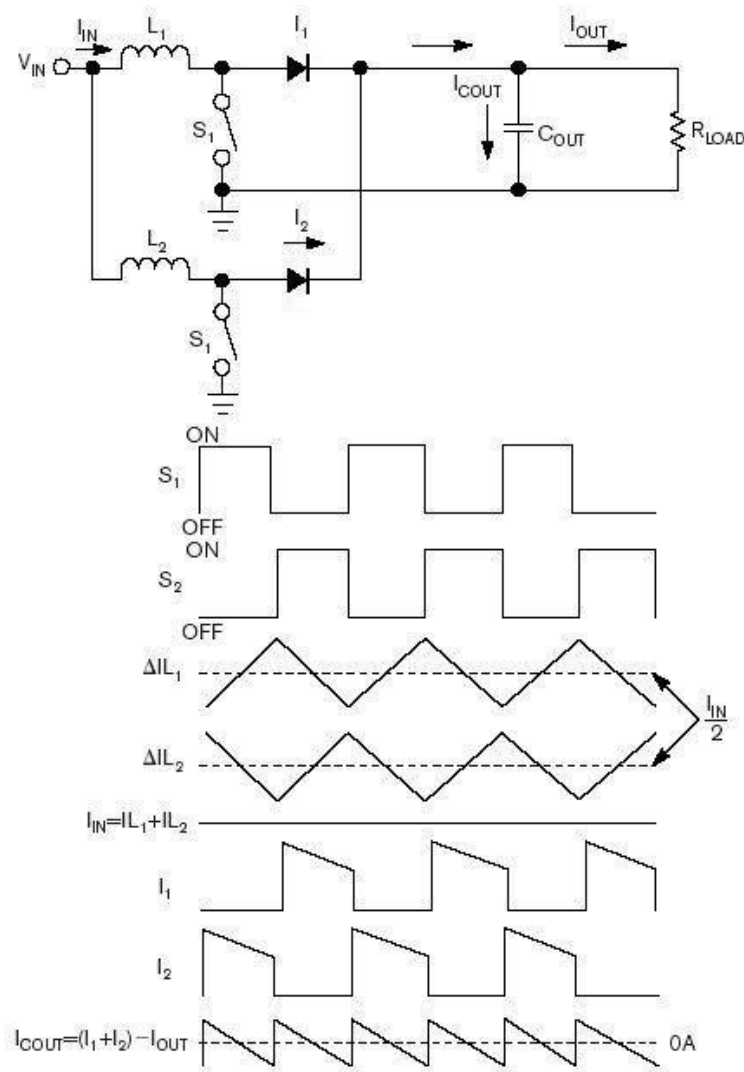


Fig. 3.9 - Formas de onda genéricas do conversor interleaved de duas fases.

O conversor anterior, deriva diretamente da topologia *boost* e como tal o seu dimensionamento é muito semelhante. Assume-se que o conversor trabalha no modo contínuo, que todos os semi-condutores (interruptores e díodos) do conversor deverão ter o mínimo de perdas possíveis tal como as bobinas que a par do *ripple* também deverão ser menores.

3.3.2 - Modelo Matemático do Conversor

O uso deste tipo de conversores cria um problema da divisão não balanceada de corrente de entrada nas várias fases do conversor. O que se tem usado para evitar este problema é o uso de malhas individuais de corrente para cada fase. Essa abordagem não foi usada neste caso. Independentemente do tipo de controlo que seja feito, a malha de realimentação é baseada num modelo de pequenos sinais. No caso do *boost* esse modelo não é linear e

portanto equações de estado são linearizadas pela média. Este método é usado pois permite ignorar alguns detalhes do modelo como o desfaseamento das fases.

O modelo para pequenos sinais é baseado no facto de um sistema com N conversores pode ser modelado como um único conversor com uma bobina de valor igual às N bobinas em paralelo e com um condensador de saída de valor igual à capacidade de saída total partilhada pelos N conversores, Fig. 3.10.

Para um modo de condução contínua, as equações de estado que representam o modelo médio de um conversor *boost* podem ser observadas de seguida.[15]

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{D \cdot v_{IN}}{L} - \frac{(1-D) \cdot v_C}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{(1-D) \cdot i_L}{C} - \frac{v_C}{R_L \cdot C} \end{cases} \quad (3.1)$$

Para um conversor com N fases usa-se a seguinte forma de espaço de estados para cada fase

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u \quad (3.2)$$

$$y = E \cdot x + F \cdot u \quad (3.3)$$

Onde,

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_L \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} v_{IN} \\ D \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_L \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

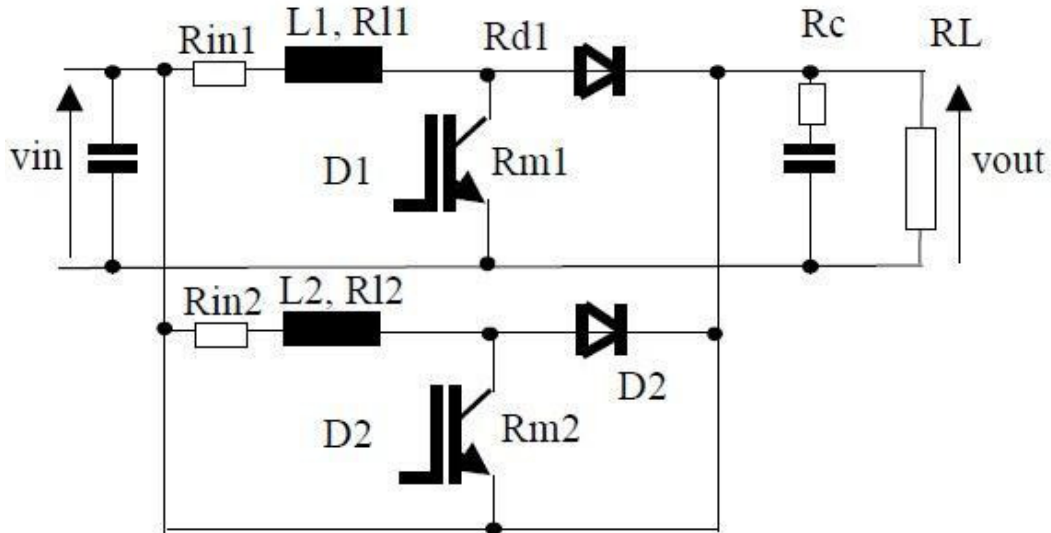


Fig. 3.10 - Conversor *Interleaved* de duas fases com parametros reais

Usando elementos reais como se vê na Fig. 3.10, a equação (3.5) transmite o espaço de estados do conversor *boost interleaved* de duas fases

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & A_{12} \\ 0 & A_{22} & A_{22} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & 0 \\ B_{21} & 0 & B_{23} \\ 0 & B_{32} & B_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{IN} \\ D_1 \\ D_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Onde,

$$A_{kk} = \left[-\frac{1}{L_k} \right] \cdot \left[D_k \cdot (R_{ink} + R_{mk}) + (1 - D_k) \left(R_{ink} + R_{dk} + \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} \right) \right] \quad (3.6)$$

$$A_{k,N+1} = \left[-\frac{1}{L_k} \right] \cdot \left[(1 - D_k) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_C} \right] \quad (3.7)$$

$$A_{N+1,k} = \frac{R_L \cdot (1 - D_k)}{C \cdot (R_L + R_C)} \quad (3.8)$$

$$B_{k,1} = \frac{1}{L_1} \quad (3.9)$$

$$B_{k,k+1} = -\frac{1}{L_k} \left[R_{mk} - \left[R_{dk} + \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} \right] \cdot I_{Lk} + \left[\frac{V_C}{L_k} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_C} \right] \right] \quad (3.10)$$

$$B_{N,k+1} = -\frac{R_L \cdot I_{Lk}}{C \cdot (R_C + R_L)} \quad (3.11)$$

Embora este modelo esteja tenha como pressuposto que para diferentes fases existem diferentes *duty-cycle*, na realidade os seus valores são iguais e portanto $D_1 = D_2$.

Simplificando as equações de estado e usando o mesmo *duty-cycle* surge a função transferência, que relaciona a corrente na bobina com o *duty-cycle* atual.

$$\frac{i_{LN}(s)}{\delta_N(s)} = \frac{V_{out}}{s \cdot L_N} \cdot \frac{s^2 + \frac{1}{C} \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1 - D_N}{V_{out}} \cdot I_L \right] \cdot s + \frac{(1 - D_1)^2}{L_N \cdot C} \cdot (N - 1)}{s^2 + \frac{1}{C \cdot R_L} \cdot s + \frac{(1 - D_1)^2}{L_1 \cdot C} \cdot N} \quad (3.12)$$

3.3.3 - Dimensionamento

Na Tabela 3.3 encontram-se as especificações para o conversor.

Tabela 3.3 - Especificações do conversor *Interleaved boost*.

Características do conversor interleaved boost		
Tensão de entrada (V_i)	350-518	V
Tensão de saída (V_o)	770	V
Potência (P)	3300	W
Frequência de comutação (f_s)	50	kHz
Ripple de corrente nas bobinas (ΔI_L)	10	%Io
Ripple de tensão na saída (ΔV_C)	5	%Vo
Número de fases do interleaved	2	

O *duty cycle* D pode ser calculado como:

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (3.13)$$

- Cálculo do *duty cycle* máximo:

$$D = \frac{770 - 350}{770} = 0.545 \quad (3.14)$$

- Cálculo do *duty cycle* mínimo:

$$D = \frac{770 - 518}{770} = 0.327 \quad (3.15)$$

O facto de o *duty-cycle* variar entre 0.545 e 0.327 é bastante vantajoso, pois existe uma relação entre o *ripple* de corrente na entrada e o *duty-cycle* usado. O *ripple* é zero para um *duty-cycle* com valor múltiplo do número de fases usado. Portanto usando duas fases obter-se-á um valor de *ripple* mínimo quando o *duty-cycle* for de 50%. Na Fig. 3.11 é possível ver essa proporção para conversores com várias fases.[14]

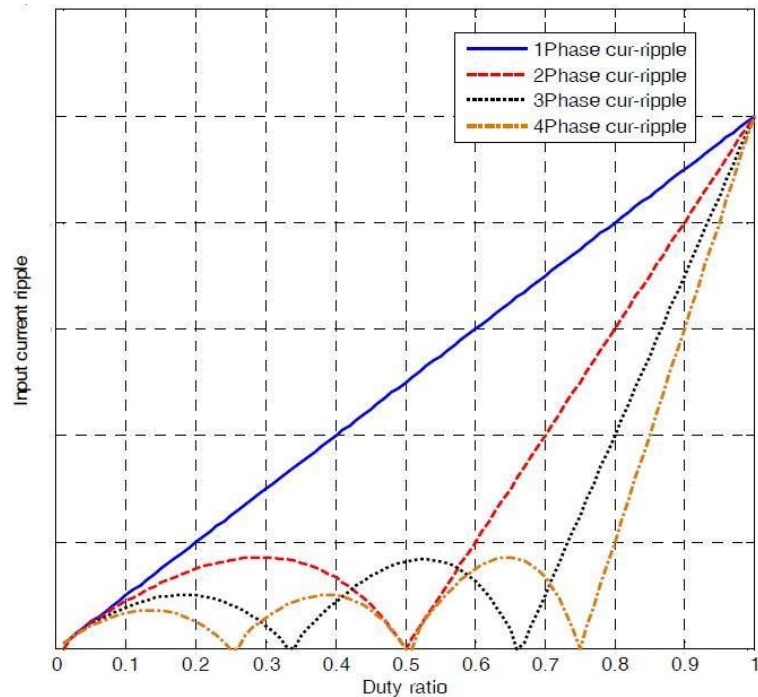


Fig. 3.11 - Ripple da corrente de entrada versus o duty-cycle para conversores Boost de várias fases

É importante salientar que o facto de o *ripple* ser fortemente reduzido usando mais do que uma fase foi umas das principais características que permitiu a escolha desta topologia e o mesmo sucede alterando grandezas como a frequência de trabalho e o valor das bobinas.

Os conversores CC/CC podem operar em dois modos distintos relativamente à corrente na bobine, I_L . Se esta corrente nunca chega a zero o conversor encontra-se no modo de funcionamento contínuo (CCM). Por outro lado, se a corrente de saída for baixa, (R_c elevado) ou se a frequência de trabalho for reduzida, a corrente na bobina será zero durante parte do período (funcionamento descontinuo - DCM). O modo de funcionamento contínuo é preferível como meio de maximizar o seu rendimento e utilização dos semicondutores e componentes passivos, daí ser este o modo usado.

Componentes passivos [16]:

➤ Cálculo da bobina:

Através de um balanço de energia é possível calcular o valor de L_1 e L_2 . A corrente na bobina é dada pela equação (3.16)

$$\Delta I_L = \frac{V_i(V_o - V_i)}{f_s \cdot L \cdot V_o} \quad (3.16)$$

A variação da corrente é um requisito do sistema visto na Tabela 3.3. $L_1 = L_2 = L$, logo substituindo a equação (3.15) em (3.16) pode-se retirar o valor de L como

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (3.17)$$

$$L = \frac{350 \cdot 0.545}{0.1 \cdot 4.29 \cdot 50000} = 10 \text{ mH} \quad (3.18)$$

As perdas na Bobina possuem duas componentes fundamentais, as perdas de enrolamento (também conhecidas como perdas no cobre) e as perdas no núcleo.

$$P_{Total} = P_{cu} + P_{core} \quad (3.19)$$

Estas últimas são normalmente na ordem dos mW e portanto muitas vezes desprezáveis.

As perdas no enrolamento são dadas pela seguinte expressão.

$$P_{cu} = (I_{avg})^2 R_{tot} = (4.29)^2 R_{tot} \cong 3 \text{ W} \quad (3.20)$$

Como não se realizou nenhum projeto físico da bobina não se dispõe de meios suficientes para calcular com exatidão o valor da resistência presente em (3.20), como tal recorreu-se a uma aproximação, usando o valor em [17] que usa requisitos de sistema próximos a este.

➤ Cálculo do condensador:

Da mesma forma que a bobina o condensador é dimensionado tendo em conta a seguinte equação:

$$C = \frac{I_o \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_C} \quad (3.21)$$

$$C = \frac{4.29 \cdot 0.545}{50000 \cdot 0.05 \cdot 770} = 1.22 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.22)$$

- Semi-Condutores

- Dimensionamento do Transistor

$$V_{ds} = 2 * V_{max} = 2 * 770 = 1540 \text{ V} \quad (3.23)$$

$$I_{d(max)} = \frac{P_o}{V_i} = 9,43 \text{ A} \quad (3.24)$$

Dado a gama de potência e frequência de comutação que estes semicondutores serão sujeitos concluiu-se que o IGBT será o semicondutor a usar. Tal escolha foi suportada tendo em conta o estudo visto na Fig. 3.12.

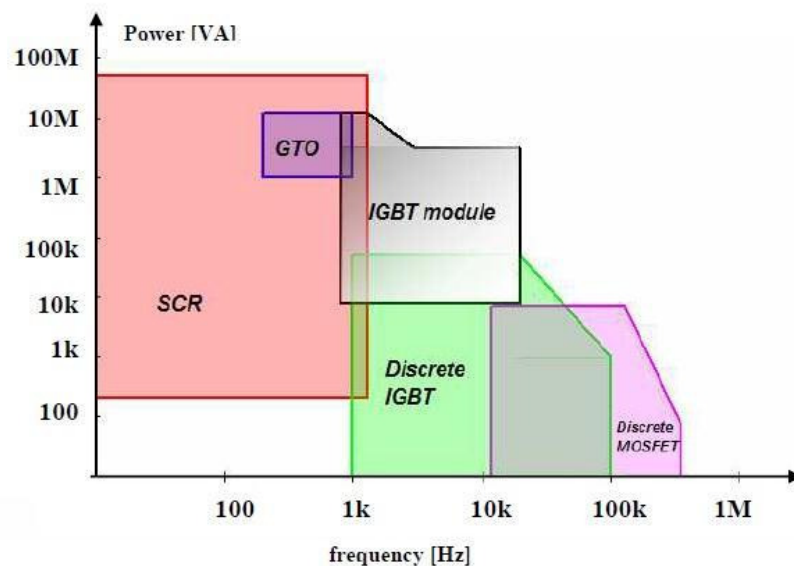


Fig. 3.12 - Comparação entre os vários semi-condutores de Potência consoante a frequência, tensão e corrente feito pelo fabricante de módulos IGBT SEMIKRON

Como tal, de modo a ser escolhido o IGBT mais indicado, utilizou-se como critério de escolha o mínimo de perdas de potência possível. Foram selecionados 7 IGBT de diferentes fabricantes e foram calculadas as perdas de cada um deles.

As seguintes equações representam as perdas de potência nos IGBT e a Fig. 3.13 as perdas associadas aos IGBT selecionados.

Perdas na condução:

$$P_{on} = V_{on(max)} I_{av} D_{max} \quad (3.25)$$

Perdas na comutação:

$$P_c = \frac{1}{2} V_o I_{av} f_s (t_{RISE} + t_{FALL}) \quad (3.26)$$

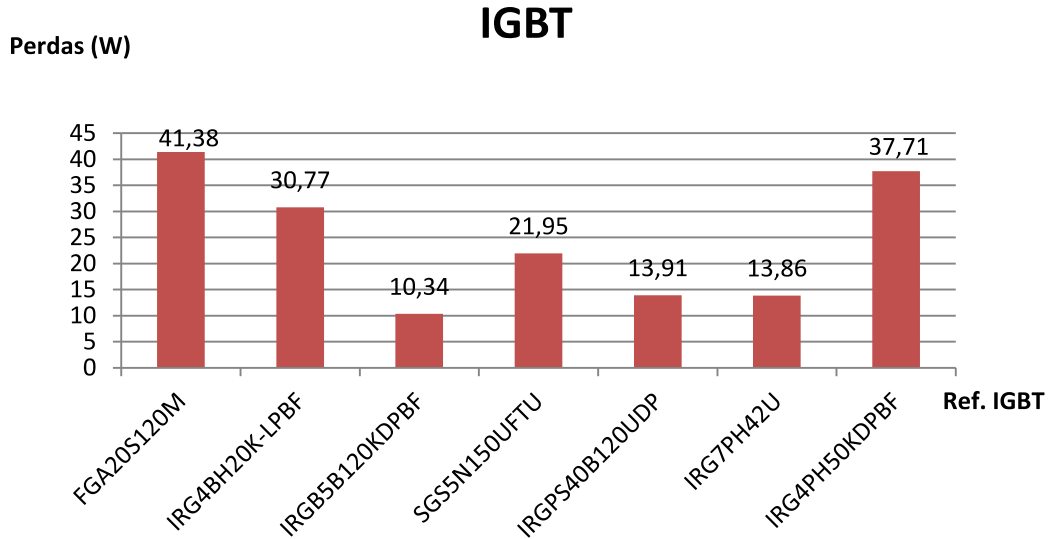


Fig. 3.13 - Análise das perdas dos IGBT selecionados

Como se pode observar no gráfico, o 3º IGBT será a escolha mais indicada, uma vez que possui menor perdas.

➤ Dimensionamento do diodo

$$V_{r(max)} = 2 * V_{max} = 2 * 770 = 1540 \text{ V} \quad (3.27)$$

$$I_{d(rms)} = \frac{I_{d(max)}}{\sqrt{3}} = 4,72 \text{ A}_{rms} \quad (3.28)$$

$$I_{avg} = I_o = \frac{3300}{770} = 4,29 \text{ A} \quad (3.29)$$

Tal como o IGBT, com o diodo também foram selecionados vários diodos, calculadas as respetivas perdas e selecionado aquele que apresenta menor valor.

As perdas por condução são dadas pela seguinte expressão:

$$P_{on} = V_{F(max)} I_{av} D_{max} \quad (3.30)$$

E as perdas por comutação são dadas por:

$$P_c = \frac{1}{2} V_o I_{RR(pk)} f_c t_{rr2} \quad (3.31)$$

Onde as grandezas intervenientes podem ser vistos na Fig. 3.14:

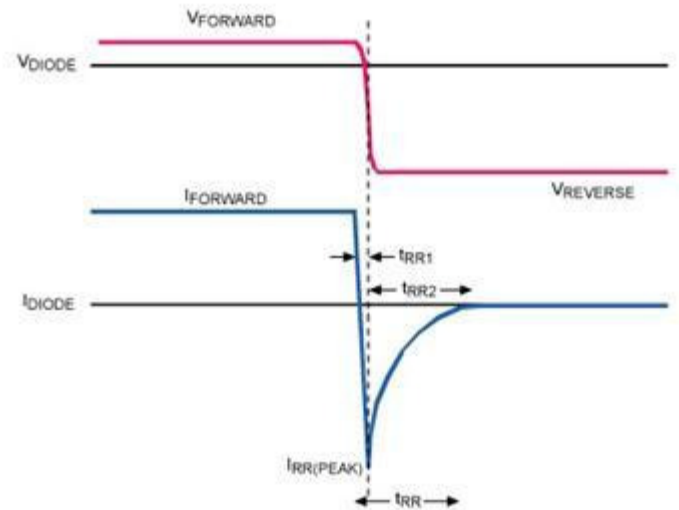


Fig. 3.14 - Tensão e corrente no díodo na fase de comutação

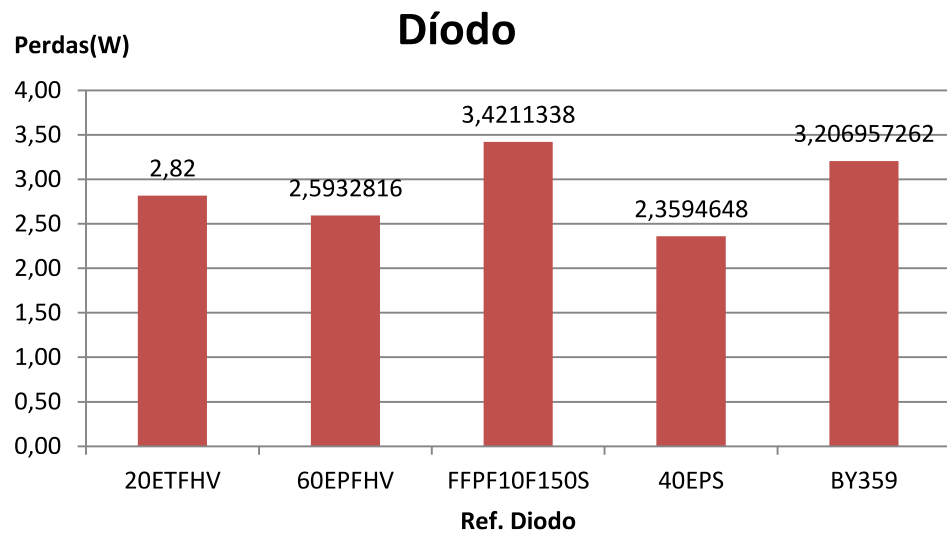


Fig. 3.15 - Análise das perdas dos Díodos seleccionados

Como se pode observar na Fig. 3.15 o díodo escolhido será o 40EPS por apresentar menor perdas de potência.

- Dissipador para os semicondutores

Em projetos com interruptores transistorizados é necessário ter em consideração a extensão das ligações devido aos instantes de comutação, onde a corrente sofre grande variação. Por isso é importante reduzir a cablagem em volta dos semicondutores. Assim decidiu-se usar um único dissipador para os quatro semicondutores chave. Os dois IGBT são colocados numa face do dissipador e os dois Díodos na outra. Para os semicondutores escolhidos anteriormente, as perdas de cada IGBT são de 10,34 W e de cada diodo 2,36 W.

É possível ver na Fig. 3.16 o circuito térmico de dimensionamento do dissipador onde foram consideradas temperaturas de junção de 150 °C e ambiente de 40 °C.

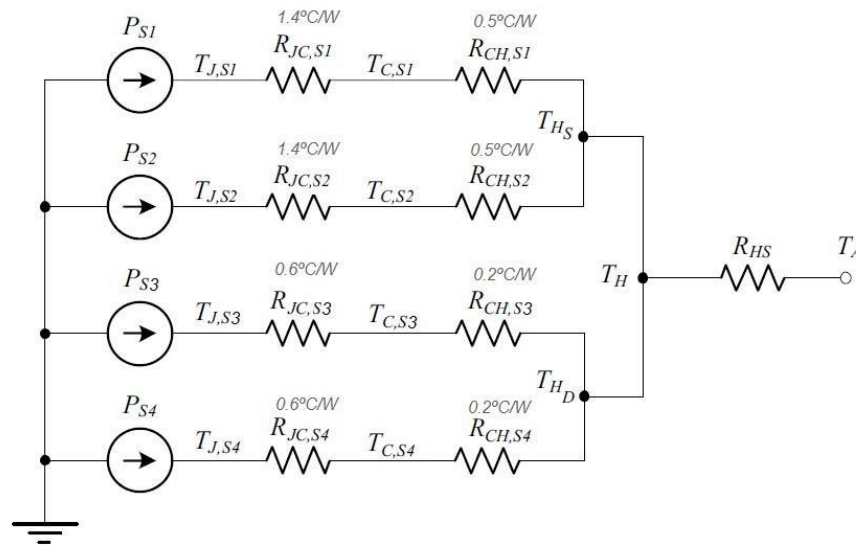


Fig. 3.16 - Circuito térmico do dissipador

$$\begin{cases} T_{c,S3} = T_{c,S4} = T_J - 2,36 * 0,6 \\ T_{c,S1} = T_{c,S2} = T_J - 10,34 * 1,4 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} T_{c,S3} = T_{c,S4} = 135,524 \text{ } ^\circ\text{C} \\ T_{c,S1} = T_{c,S2} = 148,584 \text{ } ^\circ\text{C} \end{cases} \quad (3.32)$$

$$\begin{cases} T_{H,S} = T_c - 0,5 * (2 * 10,34) \\ T_{H,D} = T_c - 0,2 * (2 * 2,36) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} T_{H,S} = 125,164 \text{ } ^\circ\text{C} \\ T_{H,D} = 147,640 \text{ } ^\circ\text{C} \end{cases} \quad (3.33)$$

$$R_{HS} = \frac{T_H - T_A}{2 * 10,34 + 2 * 2,36} \Leftrightarrow R_{HS} = 3,353 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.34)$$

A equação 3.32 é útil para calcular as temperaturas da case que é usada em 3.33 para calcular a temperatura em cada um dos lados do dissipador. Para calcular a resistência final é

usado o menor valor de temperatura do dissipador que é $125.164\text{ }^{\circ}\text{C}$. Assim o dissipador escolhido deverá ter uma resistência nunca inferior a $3.353\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. A seguinte figura mostra um possível dissipador a aplicar a este sistema com ventilação natural.

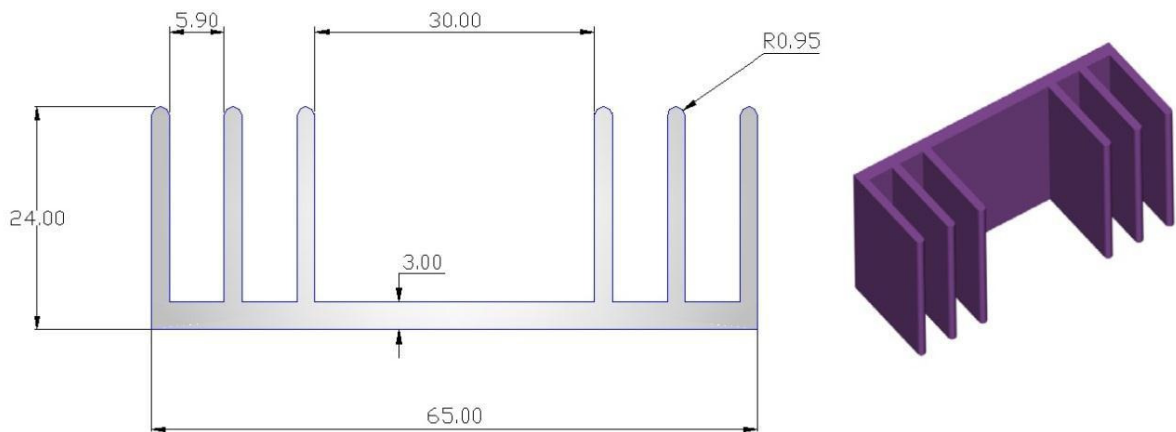


Fig. 3.17 - Ilustração de um possível dissipador a aplicar fabricado em Alumínio com uma resistência de $4.02\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

3.4 - Controlo

Conforme visto no capítulo 2 existem vários métodos de extração de potência máxima de um painel. Conforme os vistos seleccionou-se o algoritmo de condutância incremental por se tratar de um algoritmo estável, com um grau de complexidade moderado e que usa um número de grandezas reduzido (tensão e corrente dos painéis) poupando como tal nos custos de sensorização.

Como forma de comparação implementou-se também o algoritmo Pertubar e Observar mais tarde. Em relação ao algoritmo principal, condutância incremental, foi necessário modifica-lo uma vez que neste sistema se pretende um valor de *duty-cycle* como output e não uma tensão referência como é tradicional. Assim é possível observar o fluxograma do algoritmo modificado na Fig. 3.18.

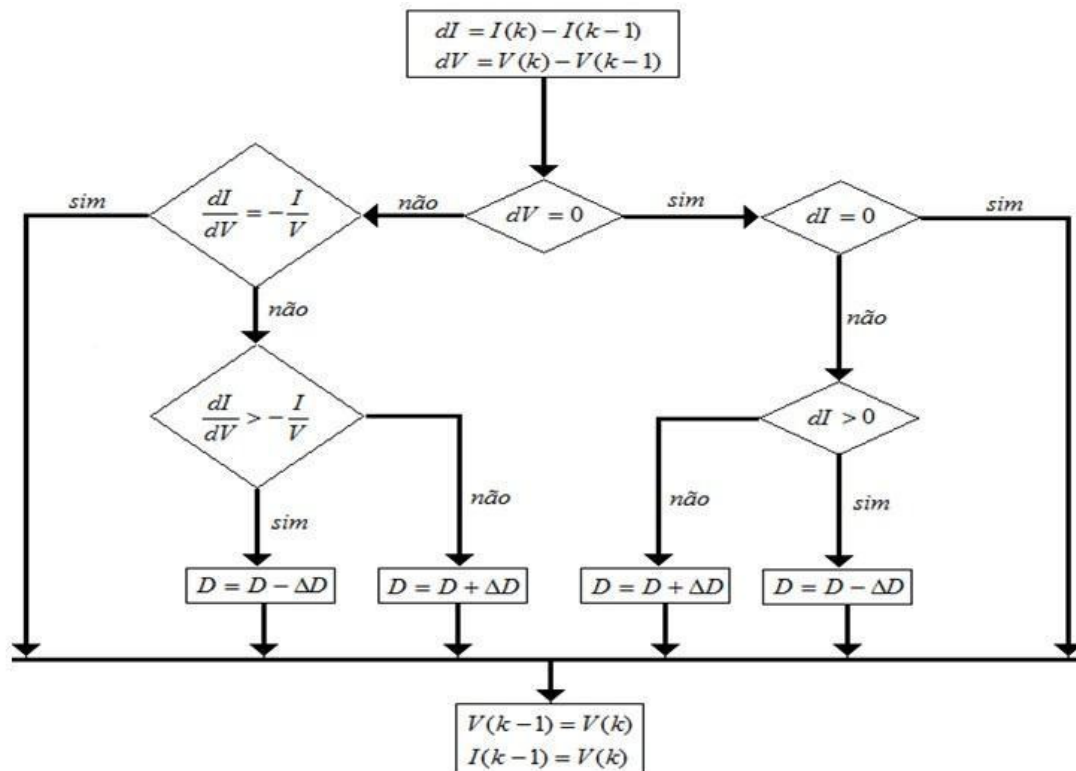


Fig. 3.18 - Fluxograma do Algoritmo de Condutância Incremental modificado

Em relação à plataforma de controlo decidiu-se usar um DSP, da fabricante Texas Instruments®, da serie C2000, com processador TMS28035. Optou-se por esse *hardware* uma vez que existe a facilidade de gerar código C via Simulink e estando as simulações efetuadas em Simulink torna-se mais acessível usar tal plataforma. A nível de requisitos temporais, este algoritmo não possui requisitos elevados pelo que o uso de uma plataforma Arduino também seria viável. O uso de uma plataforma FPGA seria apenas útil caso se fizesse uso de ações paralelas, o que não é o caso.

3.5 - Carga

Por se tratar de um sistema que faz interface com um barramento CC, e de seguida com um eventual inversor e carga é necessário simular estes componentes. Como tal o conversor em si pode ser testado com uma carga R fixa inicialmente Fig. 3.19a, de modo a validar apenas a conversão de tensão. De seguida testa-se as variações de carga que permitem testar variações drásticas no painel (degrau) Fig. 3.19b. Numa fase mais avançada é necessário

simular o comportamento do inversor e respetiva carga. Como não existe tal material a solução que se adotou foi a construção de uma carga eletrónica, constituída por um R, um L, um diodo e um IGBT, Fig. 3.19c.

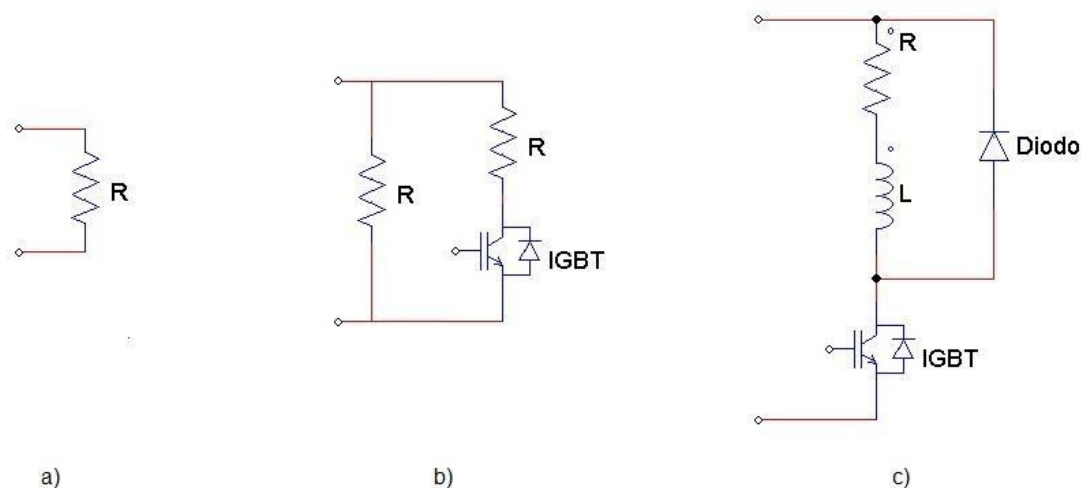


Fig. 3.19 - Cargas usadas

Criou-se assim uma malha auxiliar de controlo que produz um valor *duty-cycle* conforme o erro de tensão de saída.

A referência de tensão é de 770 V, que vai de encontro aos requisitos do projeto e deste modo é possível regular a tensão na saída consumindo mais ou menos corrente conforme a tensão se encontra mais ou menos regulada. A bobina tem assim um papel importante na sobrelevação da corrente, assim como o diodo na sua desmagnetização.

3.6 - Conclusões

Neste capítulo foram dimensionados os componentes do sistema, com especial ênfase à redução das perdas. Em análise a estas, a nível dos semicondutores pode-se concluir um total de 25.4 W em perdas, para condições nominais, o que representa 0.76% de perdas numa potência de 3300 W.

É ainda necessário contabilizar as perdas existentes na bobina e a potência desaproveitada que o algoritmo poderá ter.

A alimentação dos circuitos auxiliares também será feita a partir do Painel e como tal também existirão perdas que deverão ser calculadas.

No total o sistema deverá possuir um rendimento alto, sempre acima dos 98%, prevendo portanto uma margem de 2% (66 W em condições nominais) cujo objetivo é sempre reduzir.

Capítulo 4

Simulação do Sistema

Resumo

Este capítulo está organizado em cinco partes distintas. A secção 4.1 fornece informação sobre a interação entre os dois programas de simulação usados. A secção 4.2 explica aquilo que foi realizado no PSIM®.

A secção 4.3 apresenta a simulação em Matlab®: Simulink.

Por último a secção 4.4 expõe os resultados da simulação do sistema perante várias condições de radiação e temperatura e a secção 4.5 apresenta as conclusões gerais deste capítulo.

4.1 - Introdução

Neste projeto foram usados dois programas de simulação que interagiram entre si. Esta necessidade proveio da possibilidade de integrar as vantagens que ambos os programas possuem num só. Em PSIM® implementou-se a parte de potência como o conversor e carga, assim como o modelo da *string* de Painéis. O outro programa utilizado foi o Matlab® onde se implementou o controlo dos interruptores. A ligação entre os dois programas foi possível graças a uma aplicação mutua denominada SimCoupler. Utilizou-se esta estratégia mais pelo facto de o Matlab® possuir um amplo conjunto de ferramentas computacionais que tornariam a simulação mais simples. Outro fator, foi o fato de se poder dividir a parte de controlo da parte potência, uma vez que usando uma plataforma de *hardware* como DSP seria possível gerar código C através do Simulink.

4.2 - Diagrama PSIM®

Tendo em conta os modelos de painéis mencionados no capítulo 2, utilizou-se o modelo com duas resistências, série e paralelo, e um díodo como se pode ver na Fig. 4.1.

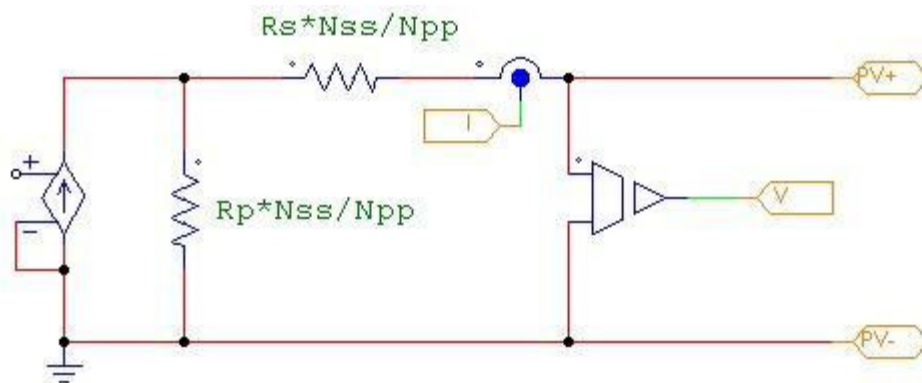


Fig. 4.1 - Modelo da String de Paineis usada em Simulação PSIM®

Trata-se de um modelo bastante real e por isso as variações de radiação e temperatura tornam este modelo muito próximo daquilo que sucede na realidade. O efeito das resistências serie e paralela condiciona bastante o comportamento dos painéis.

Quanto maior for o valor da resistência em serie menor a potência da *string* de painéis e quanto maior a resistência em paralelo maior a potência disponibilizada. De modo a determinar os valores ótimos de R_s e R_p utilizou-se um método iterativo que se inicia com R_s em zero e se vai determinando R_p e calculando com esses valores a potência máxima. Quando o erro de potência atingir um valor inferior à nossa tolerância então encontrou-se os valores de R_s e R_p ótimos. Esse algoritmo pode ser visto na Fig. 4.2 e foi baseado em [18].

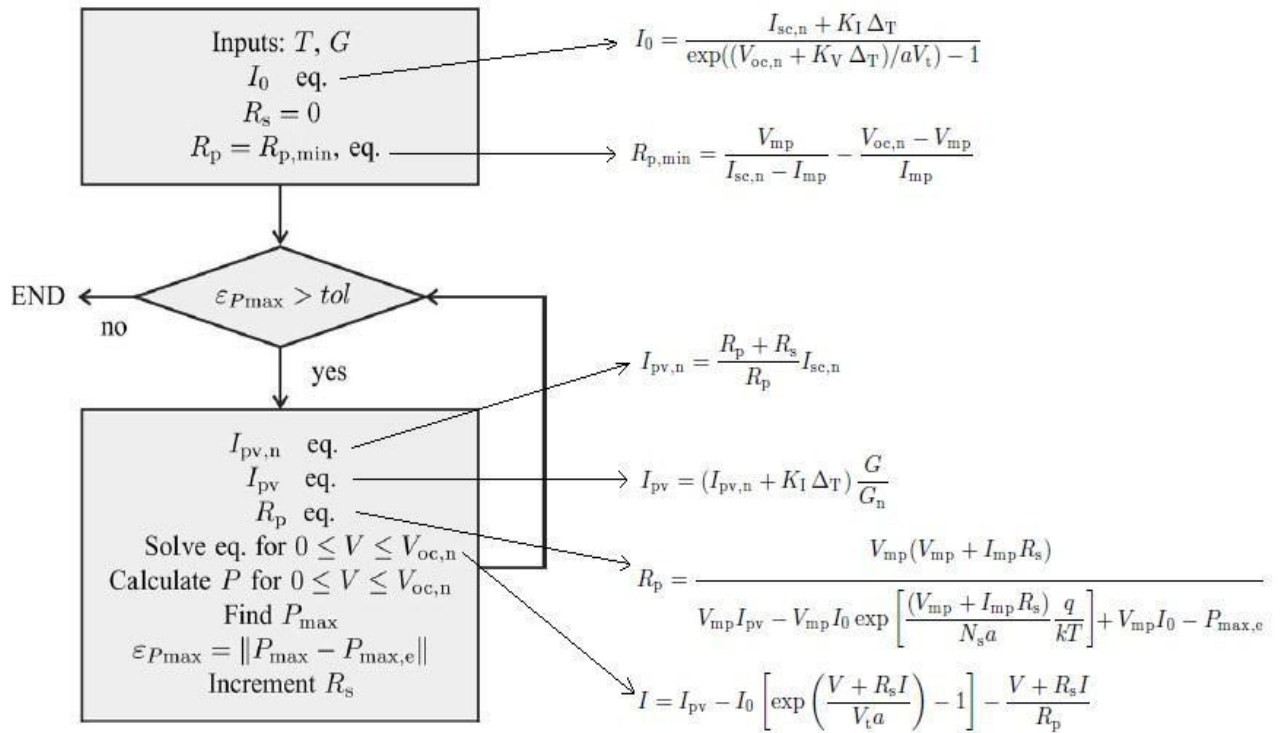


Fig. 4.2 - Algoritmo usado no cálculo das resistências serie e paralelo que simulam o comportamento da string de painéis

Depois de algumas iterações o algoritmo convergiu para uma solução onde R_s toma o valor de $0,02056\Omega$ e R_p o valor de $83,9654\Omega$. Assim o modelo usado faz uso desses valores de resistências, de um díodo e de uma fonte de corrente cujo valor é calculado conforme a temperatura e radiação presentes a partir da fórmula final usada na Fig. 4.2.

Inicialmente utilizou-se um modelo próprio, construído num subsistema em PSIM®, porém não respondia com rapidez suficiente e como tal, utilizou-se o modelo físico de painel que o programa disponibiliza. Este modelo efetua o cálculo dos parâmetros internos do modelo, como resistências, de forma automática fornecendo valores mais precisos que aqueles calculados pelo algoritmo usado, como se pode ver na Fig. 4.3.

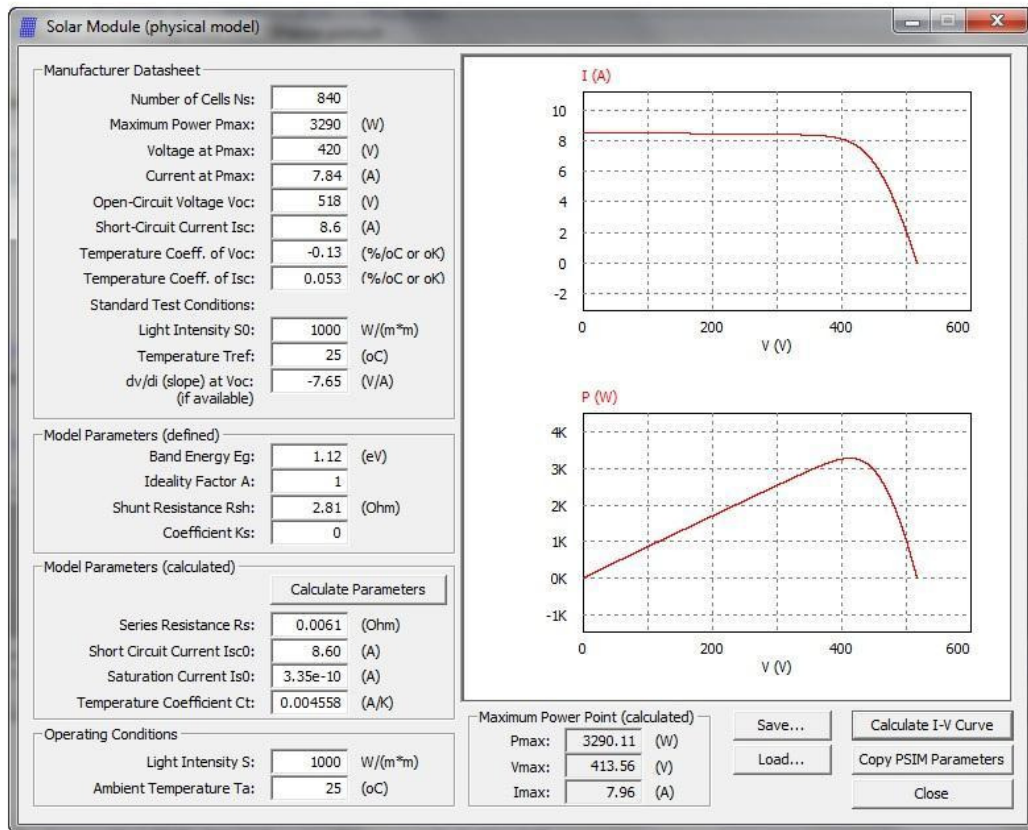
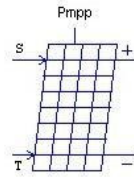


Fig. 4.3 - Modelo físico da string de painéis

Este modelo tem duas entradas principais, e três saídas. As duas entradas representam a radiação e temperatura. Uma das saídas representa a potência no MPP e as outras duas representam os terminais de saída da *string* de painéis.

Para além desta, o conversor e a carga também são implementados em PSIM®. De modo a tornar o diagrama mais intuitivo, criou-se dois subsistemas. Um que engloba a *string* de painéis, cujas entradas são a temperatura e radiação enviadas do Matlab® e quatro saídas, duas enviadas para o Matlab® como medidas, a tensão e corrente dos painéis, e outras duas que seguem diretamente para o conversor. Outro subsistema é o conversor que recebe duas entradas dos painéis, duas do Matlab® que representam o comando dos dois IGBT, e uma outra entrada do Matlab® caso se esteja a utilizar como carga uma chave eletrónica. Como saída, existem quatro, duas representam as correntes nas bobinas e as restantes a tensão e corrente na carga. É possível ver com mais detalhe o sistema em PSIM® na Fig. 4.4.

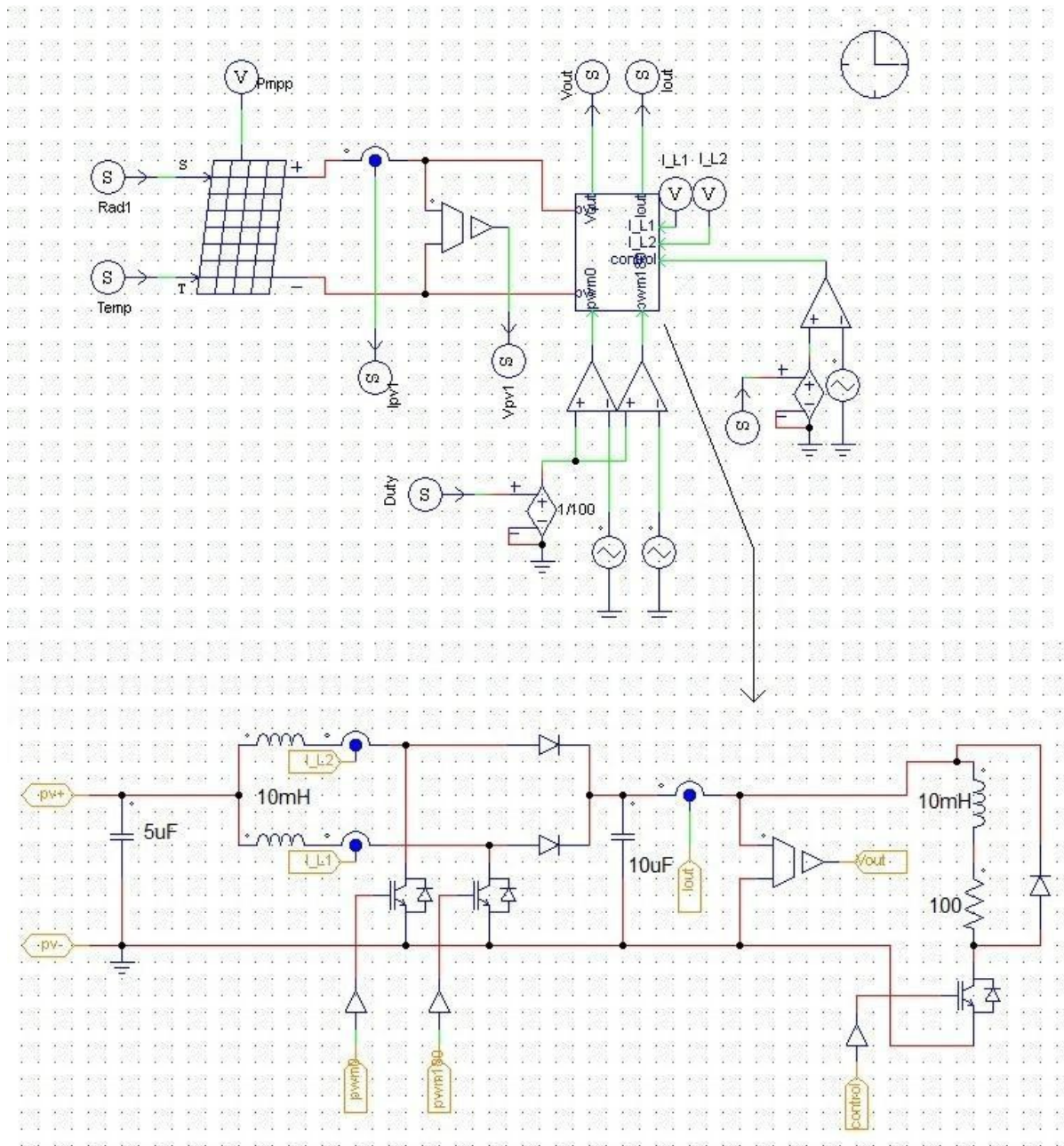


Fig. 4.4 - Circuito geral respetivos subcircuitos PSIM® usados no projeto

4.3 - Diagrama Matlab®: Simulink

Como dito no início do capítulo, este programa foi usado para implementar a parte de controlo do sistema, nomeadamente o comando dos interruptores. O solver deste programa utilizou um passo fixo discreto de $1e-4$ segundos, assim como em PSIM®. Optou-se por usar o solver nesse modo uma vez que a geração de código a partir do Simulink para DSP o requiere e como se pretende usar essa funcionalidade é importante essa configuração

Na Fig. 4.5 é possível ver o diagrama Simulink usado.

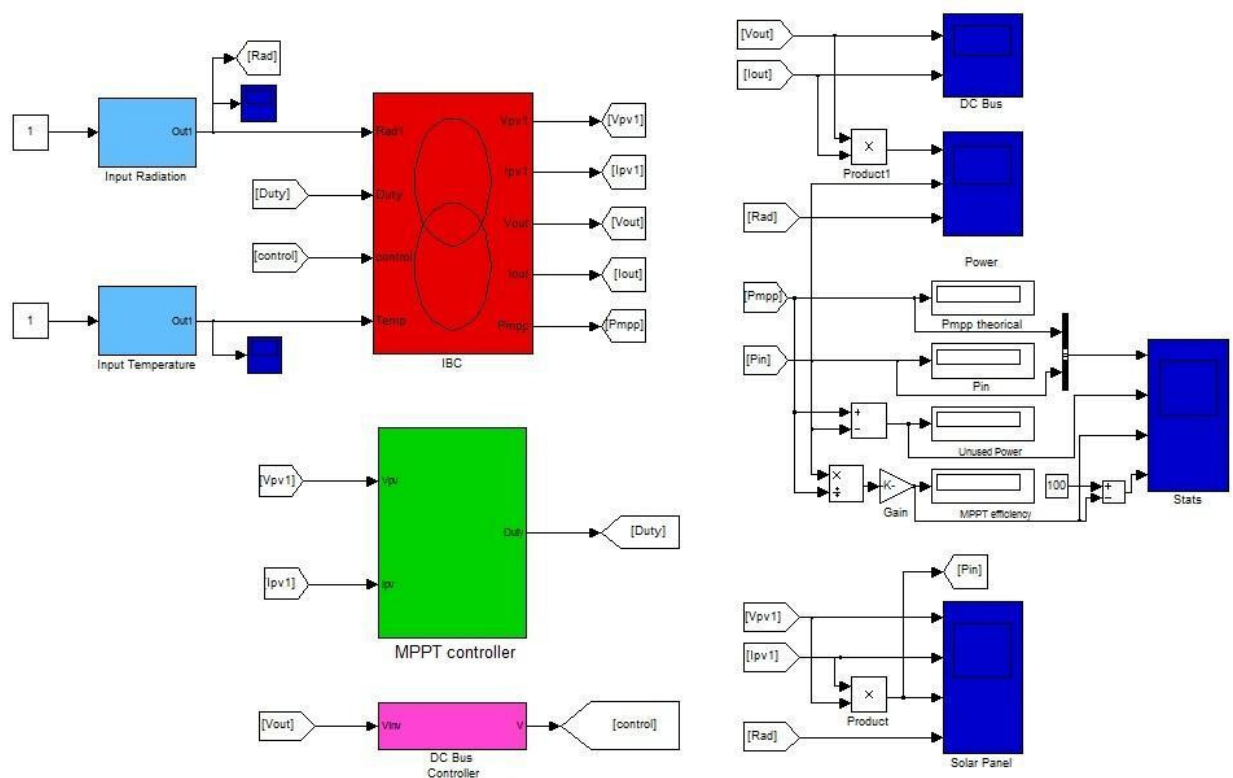


Fig. 4.5 - Diagrama Simulink da parte de controlo do sistema

Este diagrama é constituído por seis partes individuais, a primeira e principal, o bloco a vermelho. Trata-se do bloco SimCoupler responsável por fazer a ligação ao programa PSIM® e como tal ao conversor, carga e *string* de Painéis. O segundo bloco é o bloco a verde que consiste no controlador MPPT, possui como entradas principais a tensão e corrente dos painéis que provem do SimCoupler. Na Fig. 4.6 é possível ver o que este bloco contém com mais detalhe.

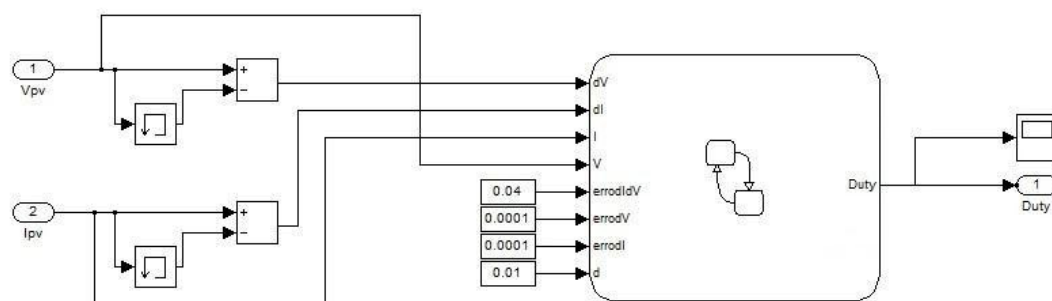


Fig. 4.6 - Controlador MPPT em maior detalhe

No bloco principal encontra-se uma máquina de estados que implementa o algoritmo de Condutância Incremental modificado, tendo como output um valor de *Duty-Cycle* de 0 a 100.

As constantes associadas a este bloco representam as tolerâncias nos estados em que a derivada da corrente e tensão são comparadas com zero, e de modo a convergir o sistema é necessário efetuar aproximações.

As derivadas são asseguradas pelos blocos *memory* e subtração.

Na Fig. 4.7 é possível ver o algoritmo implementado tendo em conta as tolerâncias observadas na figura anterior.

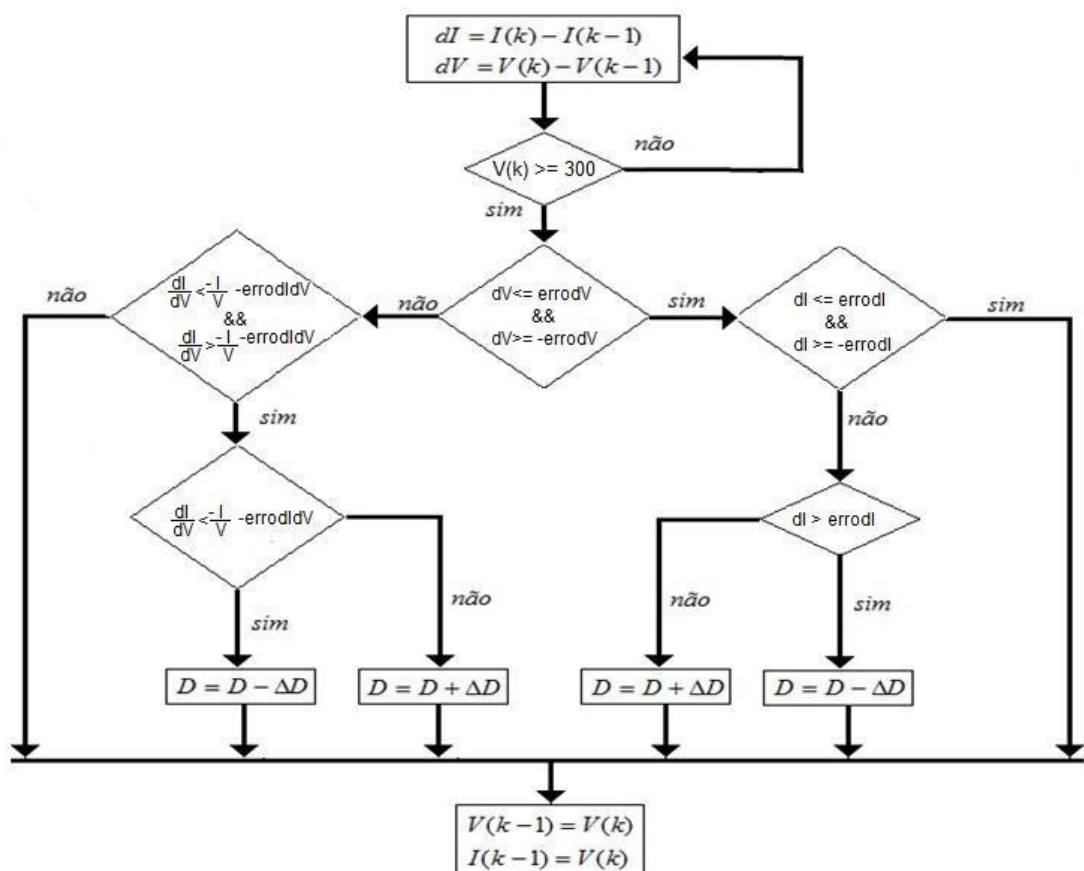


Fig. 4.7 - Controlador MPPT em maior detalhe

No bloco correspondente à máquina de estados existe ainda um mecanismo que permite limitar o *duty-cycle* entre 1 e 95%, de modo que cada vez que este atinge tais limites o *Duty* é enviado para o valor de 50%, sendo este o valor *default* quando o sistema é iniciado.

A cor-de-rosa encontra-se um bloco responsável pela regulação da tensão na carga, que consiste num controlador PI, que recebe um erro de tensão e calcula o *duty-cycle* a enviar ao gerador de PWM em PSIM®. Este cria uma onda que comuta o IGBT da carga, consumindo mais ou menos corrente e regulando portanto a tensão nesse ponto de valor de referência. Na Fig. 4.8 pode-se ver com mais detalhe esse bloco.

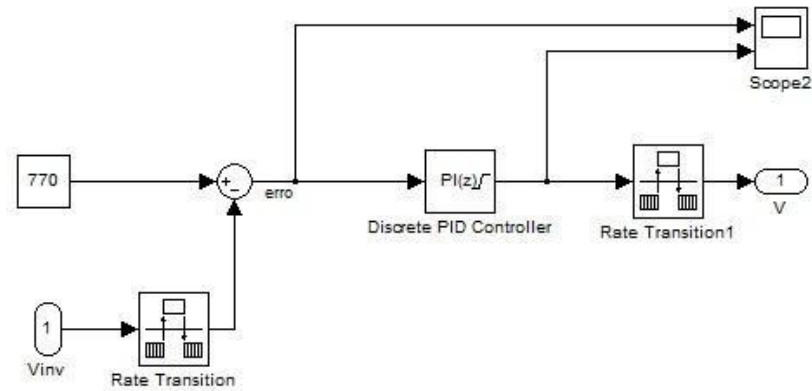


Fig. 4.8 - Controlador da Tensão na carga

Os blocos *Rate transition* foram usados como um requisito que o Matlab® exigia na geração de código para o DSP.

Este PI foi calibrado usando uma ferramenta do Simulink chamada *Signal Constraint*. Trata-se de um bloco que foi conectado à entrada V_{inv} deste subsistema que altera iterativamente as constantes do PI (que são iniciadas num valor *default* definido pelo projetista) até a sua resposta dinâmica se enquadrar nos requisitos especificados inicialmente, como *overshoot*, *rise time* e erro em regime permanente.

A alteração das constantes do PI a cada iteração é realizada de acordo com um algoritmo próprio. Existem três métodos, gradiente descendente, busca por padrão e busca *simplex*. [19]

Neste caso em particular foi usado o gradiente descendente cujo funcionamento já era conhecido. Trata-se de um algoritmo de otimização de primeira ordem que utiliza um passo proporcional ao gradiente negativo da função no ponto atual. Esse passo é usado no valor anterior para encontrar um novo valor. Esse método é usado para encontrar um mínimo local numa dada função. É assim importante selecionar valores iniciais que não se encontrem longe da solução e tolerâncias não muito grandes de modo a tornar a convergência rápida. Os outros dois métodos não foram usados por apresentar grande probabilidade de convergir para pontos não estacionários. Pode se observar na Fig. 4.9 a calibração do PI já em fase final, pelo que os seus valores finais foram de -0.03 para a constante proporcional e -25 para a constante integral.

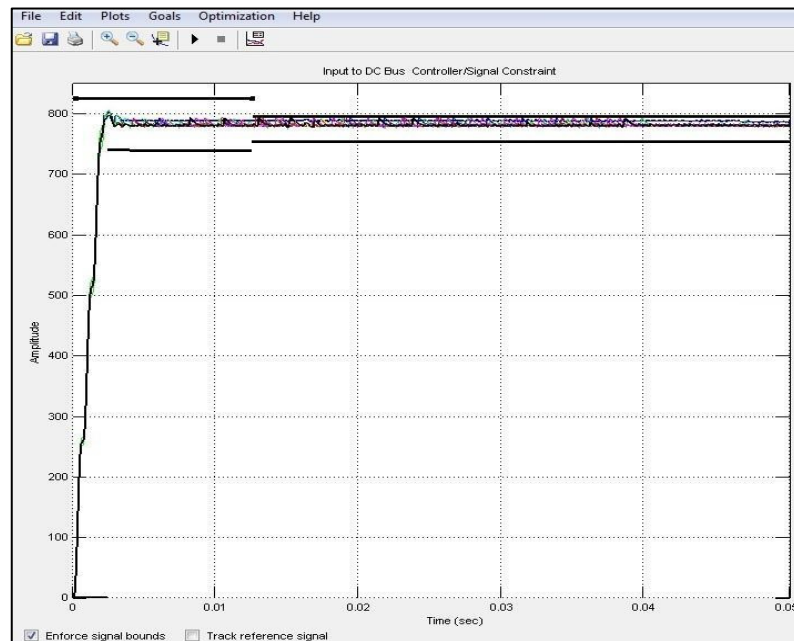


Fig. 4.9 - Calibração do PI regulador da tensão no barramento DC de 770V

De seguida, tem-se os blocos a azul claro, *Input Radiation* e *Input Temperature*, que possui uma serie de variações de radiação e temperatura de modo a testar a resposta do controlador. Selecionando um número de 0 a 10 é possível escolher um sinal que varia de forma diferente.

Por fim, o último grupo consiste nos mostradores da lateral direita da imagem, cuja função é analisar o comportamento do sistema. É observado as tensões, correntes e Potências na carga e na entrada do sistema assim como é calculada a eficiência do algoritmo, colocando ao dispor o desaproveitamento de potência a cada momento.

4.4 - Resultados

Inicialmente foi testado o conversor *boost* de duas fases em malha aberta com fonte de 770V na saída e posteriormente com carga resistiva. Como tal utilizou-se a radiação e temperatura nominal (1000 W/m^2 e $25 \text{ }^\circ\text{C}$) fornecendo um comando em PWM com *duty-cycle* de 45% e verificou-se que o sistema atingia uma potência de 3290 W, como esperado. Numa fase seguinte procedeu-se à implementação do algoritmo de condutância incremental. Após calibração do controlador criou-se uma malha externa com controlador PI responsável pela regulação da tensão do barramento.

Deste modo temos uma carga eletrónica que será comutada com uma determinada frequência de modo a manter a tensão em 770 V e um controlador MPPT que extrai da *string* de painéis a potência máxima.

Por fim testou-se diferentes variações de radiação e temperatura na *string* de painéis de modo a tirar conclusões acerca do comportamento do conversor e seu controle.

Nesta fase final, utilizando já o algoritmo MPPT e carga eletrônica comutada, fixou-se a radiação nos 1000 W/m² e temperatura nos 25 °C. É possível ver as tensões e correntes na entrada e saída do conversor na Fig. 4.11.

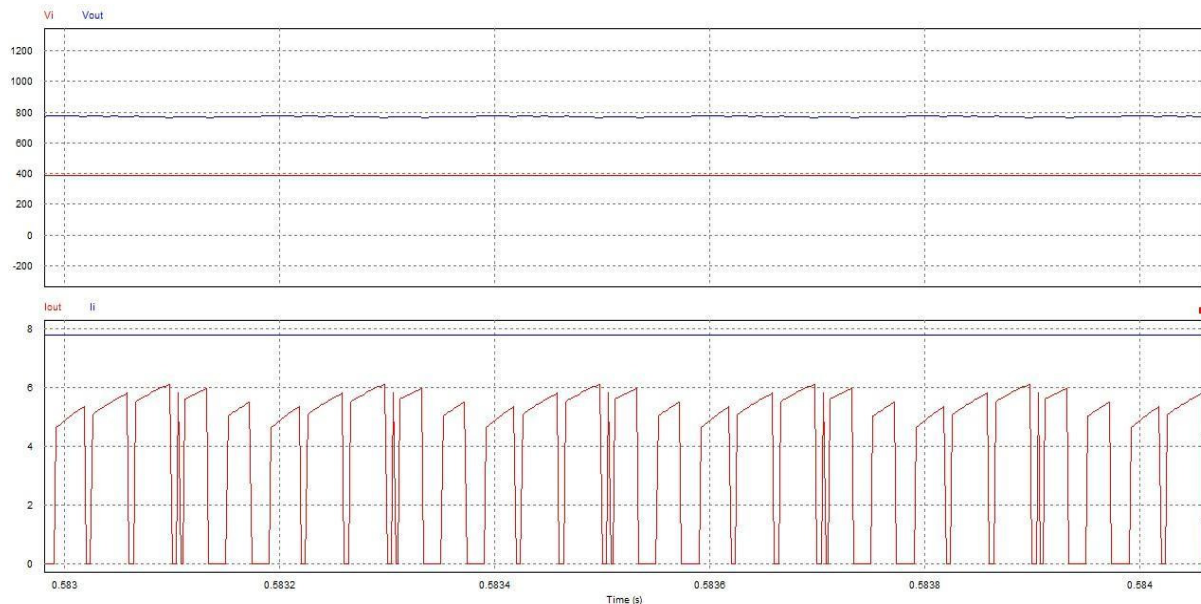


Fig. 4.11 - Tensões entrada e saída no primeiro gráfico e corrente de entrada e saída no segundo.

A corrente nas bobinas também foi observada assim como a tensão nos IGBT, tendo o comportamento que se esperava, como pode ser visto na Fig. 4.10 e na Fig. 4.12

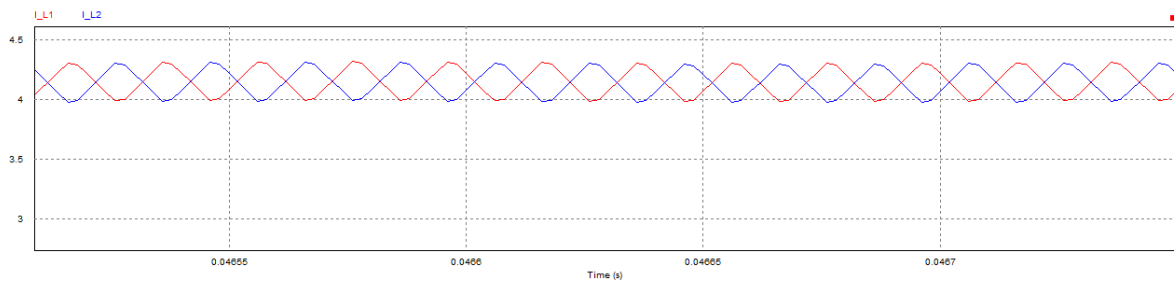


Fig. 4.10 - Forma de onda da corrente nas bobinas

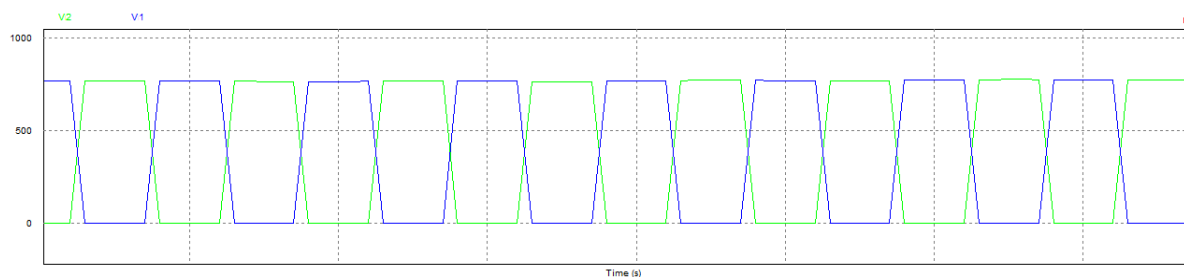


Fig. 4.12- Tensão nos IGBT

Como se pode observar na Fig. 4.11~~Error! Reference source not found.~~, a tensão encontra-se regulada no valor esperado e a corrente de saída esta a ser consumida conforme a necessidade de regulação.

Não foram encontrados dados suficientes que pudessem descrever o modo como a radiação solar varia num dado momento. Pela análise da Fig. 4.13 utilizou-se duas possibilidades, a variação em rampa e em degrau, o pior cenário.

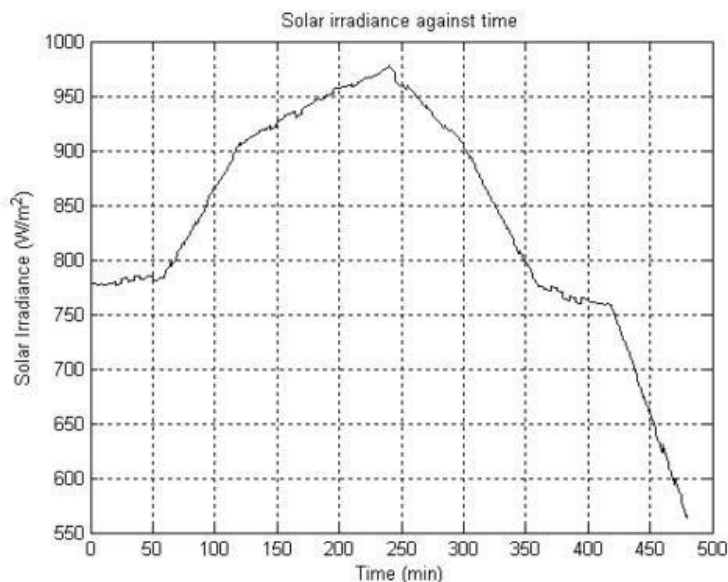


Fig. 4.13 - Radiação Solar ao longo de oito horas[21]

De seguida efetuou-se um teste de variação da radiação em degrau, fixando a temperatura. Fixou-se a temperatura em 25 °C e forneceu-se um degrau de radiação inicial de 500 W/m² e radiação final de 1000 W/m². Pode-se observar na Fig. 4.14 a potência atingida, assim como a potência que deveria ter sido atingida, sendo fácil notar uma eficiência na ordem dos 97%.



Fig. 4.14 -Potência de entrada(azul) versus MPP para temperatura de 25°C e radiação em degrau de 500 W/m² para 1000 W/m².

Deve salientar-se a variação inicial na potência de entrada devido à inicialização do sistema, e estando o sistema em repouso torna o *tracking* de potência mais demorado.

Pode-se também observar que o sistema responde de uma forma rápida a uma variação de radiação em degrau, conseguindo fazer o *tracking* em cerca de 0.005 s. Procedeu-se então ao mesmo teste mas com vários degraus de radiação e mantendo sempre a temperatura em 25°C. A partir da Fig. 4.15 é possível observar tal teste onde a eficiência do algoritmo ronda os 96,7%.

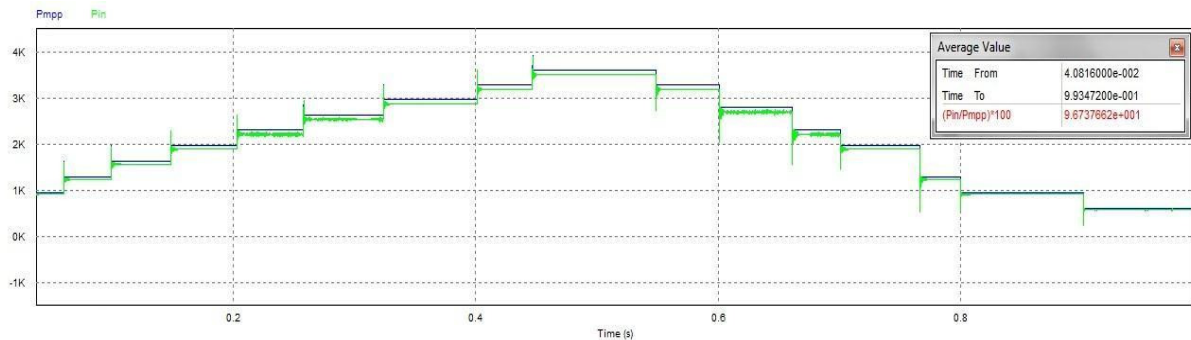


Fig. 4.15 -Potência de entrada(azul) versus MPP para temperatura de 25 °C e radiação em vários degraus.

Para as condições de teste presentes na Fig. 4.15 é possível observar a variação do *duty-cycle* na Fig. 4.16.

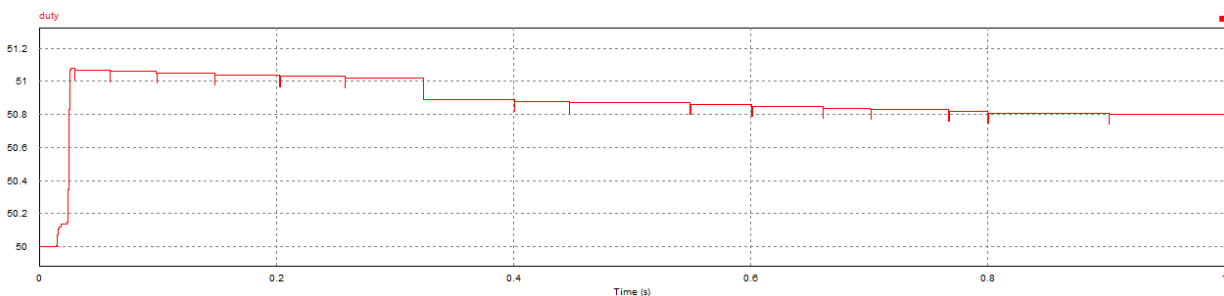


Fig. 4.16 - Variação do Dut-cycle para uma variação de radiação em degrau a uma temperatura de 25 °C

O sistema possui algumas oscilações, maioritariamente nas transições de radiação, devido a tratar-se de uma variação abrupta e ocorrer descontinuidade em certos pontos de simulação. O mesmo teste foi realizado mas considerando a radiação constante (1000 W/m²) e variando a temperatura. Os resultados podem ser vistos na Fig. 4.17.

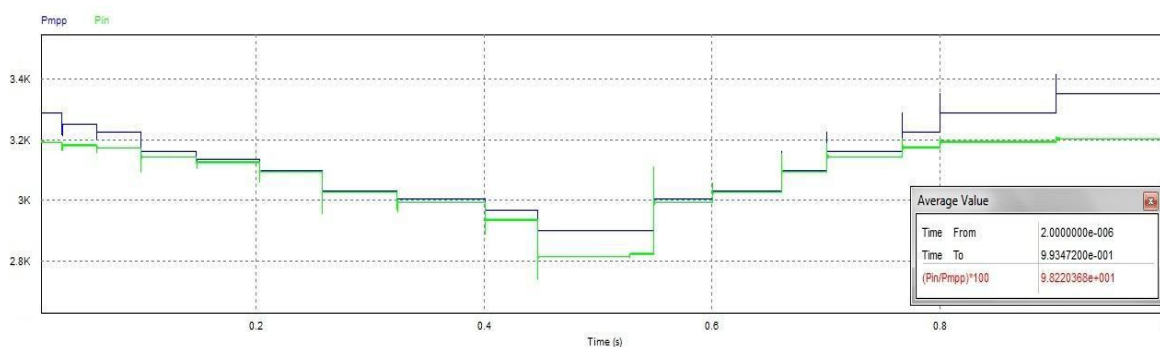


Fig. 4.17 -Potência de entrada(azul) versus MPP para variações de temperatura em degrau e radiação constante de 1000W/m^2 .

É possível observar que o sistema consegue fazer um *tracking* mais eficiente quando se varia a temperatura do que quando se varia a radiação. Isto deve-se ao facto que a variação de temperatura altera a muito mais a tensão que a variação de radiação e portanto é mais fácil para o algoritmo MPPT notar essa diferença e ajustar o *duty-cycle*.

De modo a validar o comportamento do sistema perante variações tanto de temperatura como de radiação, utilizou-se variações em degrau em ambos os casos e observou-se que o sistema consegue seguir a potência máxima em cerca de 98% do tempo, como se pode ver na Fig. 4.18.

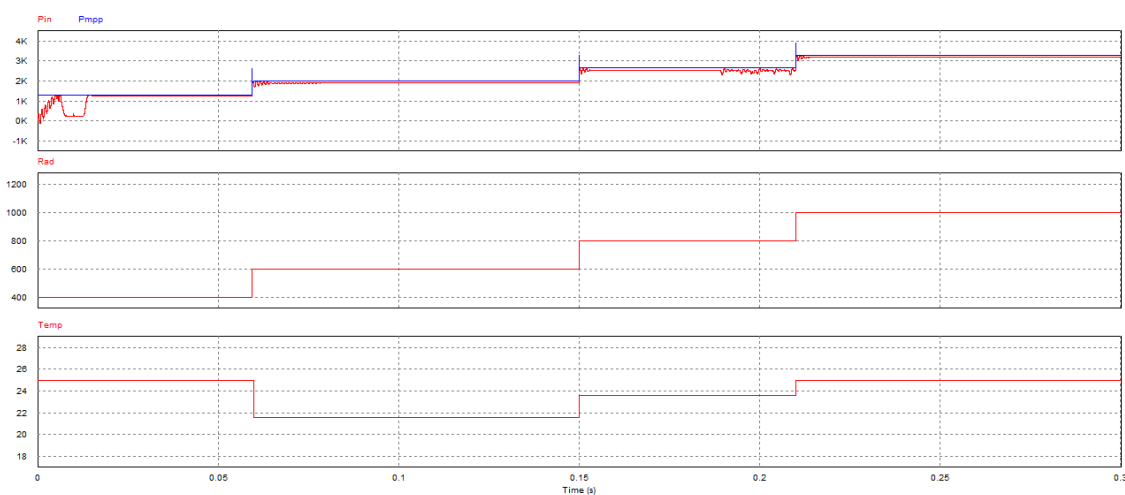


Fig. 4.18 -Potência de entrada(vermelho) versus MPP(azul) para variações de temperatura em degrau(3ºgráfico) e radiação em degrau(2ºgráfico).

Contudo, na realidade as transições de temperatura e radiação não serão em degrau, daí se efetuar testes onde a variação em degrau é substituída por uma variação em rampa. Realizou-se o mesmo teste anterior mas com uma rampa em vez de degrau. Os resultados podem ser vistos na Fig. 4.19.

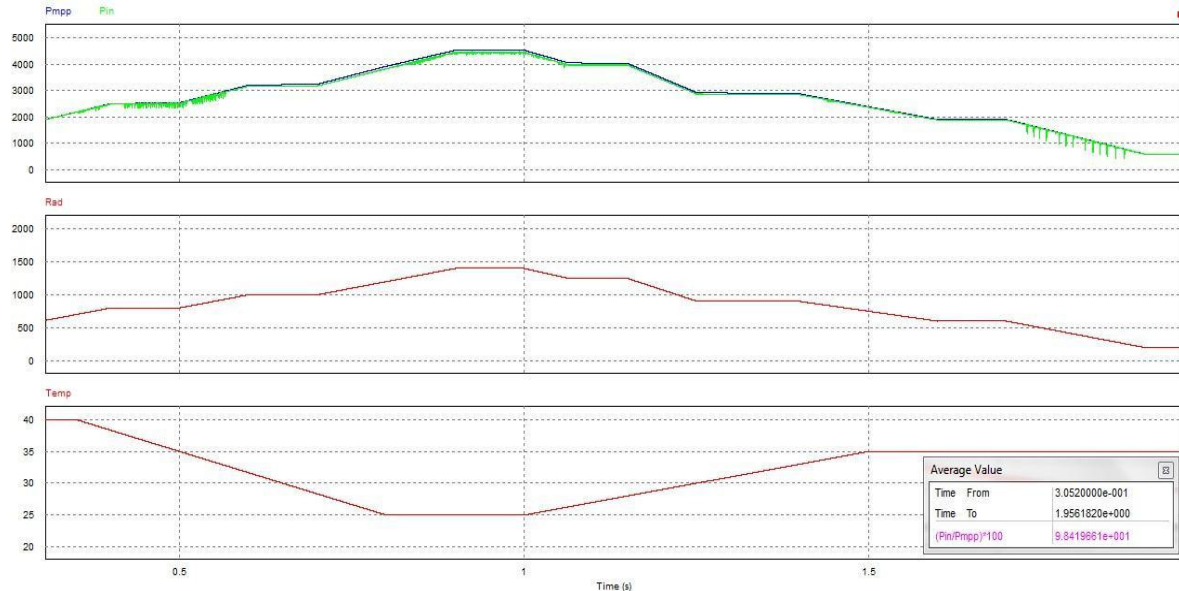


Fig. 4.19 -Potência de entrada(azul) versus MPP para variações de temperatura em rampa(3ºgráfico) e radiação em rampa(2ºgráfico).

Numa perspectiva de comparação, desenvolveu-se um outro controlo baseado no algoritmo Perturbar e Observar.

Fixou-se a Temperatura e variou-se a radiação em degrau como realizado previamente. Na Fig. 4.20 é possível observar que o algoritmo P&O é um algoritmo instável. O ponto de potência máxima não é atingido de forma contínua, contudo o sistema oscila em torno desse ponto o que produz também resultados com alguma precisão.

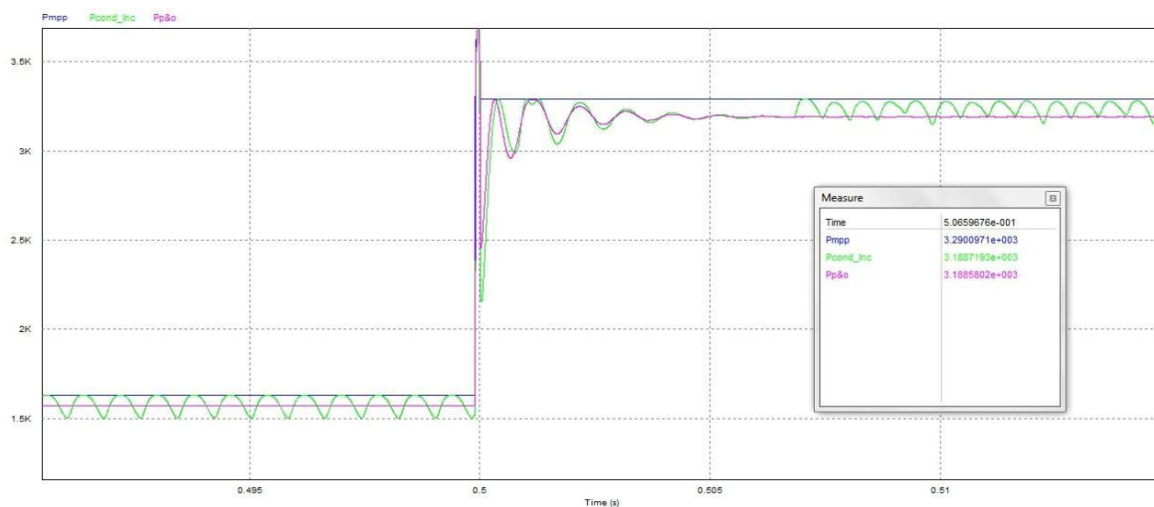


Fig. 4.20 - Resposta da Potência ao degrau de radiação para os dois algoritmos implementados

O mesmo processo foi realizado novamente mas usando vários degraus de radiação e temperatura. Nesta análise é fácil notar a grande oscilação do algoritmo perturbar e observar e a imprecisão que este possui em atingir o MPP na maior parte dos casos. Na Fig. 4.21 pode-se observar que o algoritmo de condutância incremental esteve sempre bastante perto do MPP enquanto o *tracking* do segundo algoritmo esteve sempre abaixo deste e de forma bastante oscilante na maioria dos casos. Existiu apenas um caso ($t = 0.5$ s, 55 °C e 1100 W/m²), entre aqueles presentes na figura, em que a potência da string de painéis usando o algoritmo de perturbar e observar foi mais exato que o algoritmo de condutância incremental.

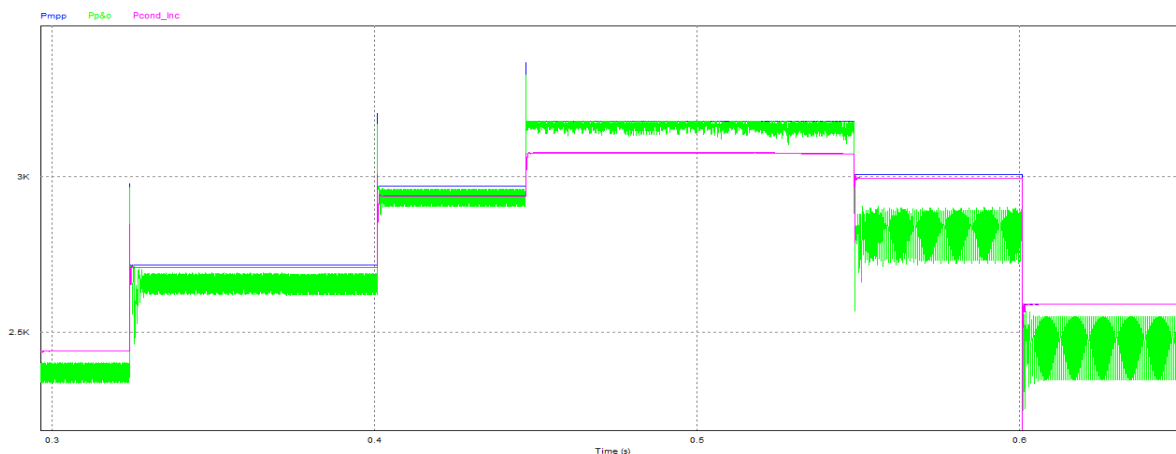


Fig. 4.21 - Comparação entre algoritmos P&O e CondInc perante vários degraus de temperatura e radiação.

De seguida, Fig. 4.22, realizou-se o mesmo método mas usando uma transição em rampa em vez de degrau e observou-se que a oscilação não só permanecia como também afetava o *tracking* do MPP. Tal sucede, possivelmente devido ao facto de o controlador ser obrigado a responder mais rapidamente, pois as transições em rampa são bastante acentuadas e como tal podem não representar o que na realidade pode acontecer.

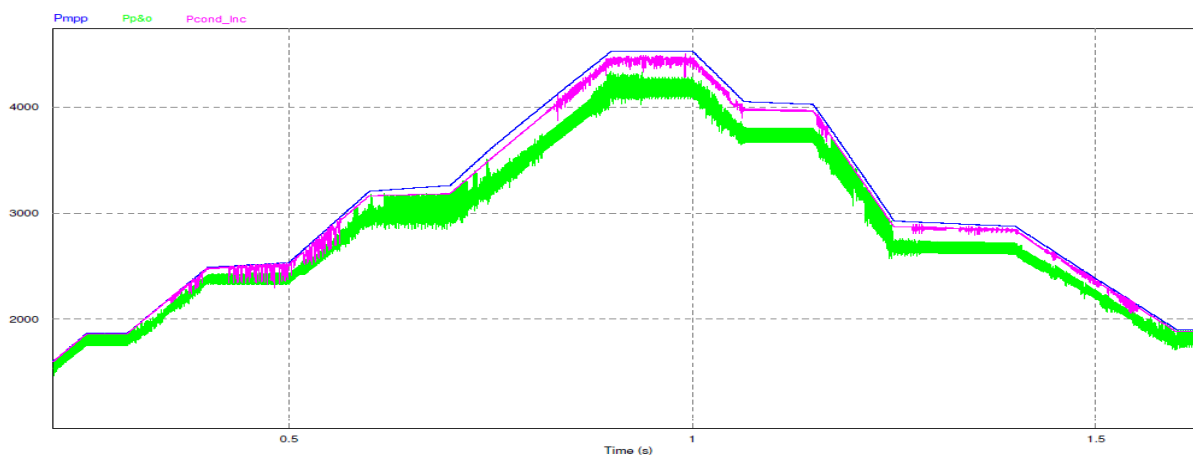


Fig. 4.22 - Comparação entre algoritmos P&O e CondInc com transições em rampa

4.5 - Conclusões

O principal objetivo das simulações efetuadas foi conceber um controlador MPPT com o máximo eficiência possível e prever de certo modo o comportamento do sistema de potência para aquele tipo de controle. Deste modo a implementação prática poderá ultrapassar obstáculos que sem a simulação necessitavam de bastante tempo para serem ultrapassados.

Como tal, é importante fazer uma avaliação à eficiência dos algoritmos analisados.

Para o algoritmo de Condutância Incremental é possível verificar a sua eficiência fixando a temperatura e variando a radiação, repetindo este procedimento para várias temperaturas, Fig. 4.23.

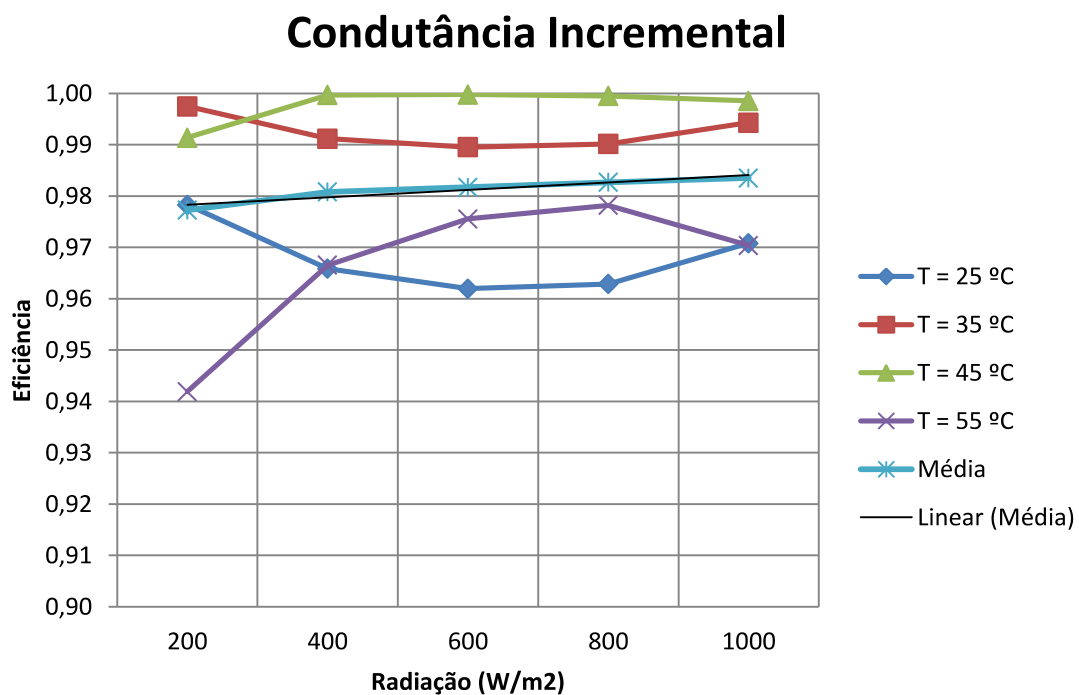


Fig. 4.23 - Eficiência do algoritmo Condutância Incremental

Calculou-se a média da eficiência fixando a radiação e produziu-se um novo traçado que traduz a eficiência média do algoritmo. Esse traçado tem um comportamento próximo do linear e portanto efetuou-se a linearização dessa reta concluindo que este algoritmo possui uma eficiência média de 98%

E o mesmo se fez para o algoritmo Perturbar e Observar, como se pode ver na Fig. 4.24

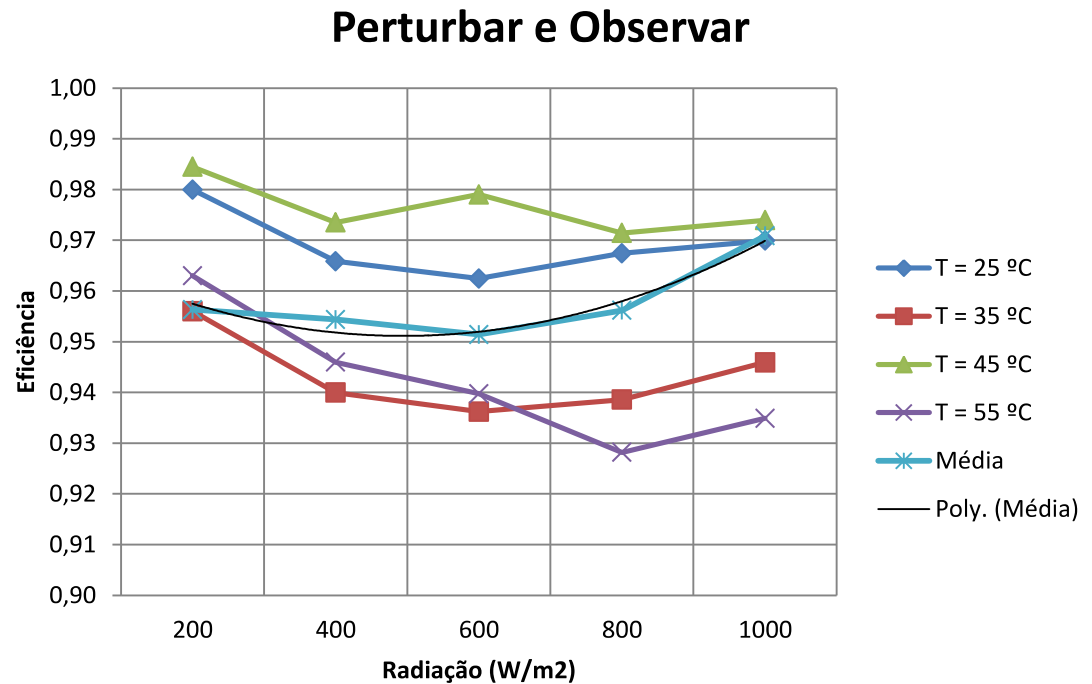


Fig. 4.24 - Eficiência do algoritmo Perturbar e Observar para várias

Este algoritmo possui uma eficiência média de 95.5%. Como foi visto nos resultados, secção 4.3, o algoritmo perturbar e observar tem um comportamento bastante oscilante. Embora faça de facto o *tracking* com uma eficiente quase tão boa como a do algoritmo de Condutância incremental, é menos eficiente e portanto a sua aplicação não será considerada e portanto o algoritmo de condutância incremental será o escolhido para se implementar o sistema a nível prático. Uma outra possível abordagem seria a combinação destes dois algoritmos. A vantagem do algoritmo perturbar e observar é que este atinge com bastante precisão o MPP, contudo não consegue manter esse ponto de funcionamento permanente, tendendo a oscilar. Seria bastante interessante combinar estes dois algoritmos de modo a atingir o MPP de modo preciso e sem oscilar, aumentando assim a eficiência, e como tal aproveitando mais a potência da *string* de painéis.

Assim, após analisar o rendimento do algoritmo MPPT é possível fazer uma previsão do rendimento total do sistema.

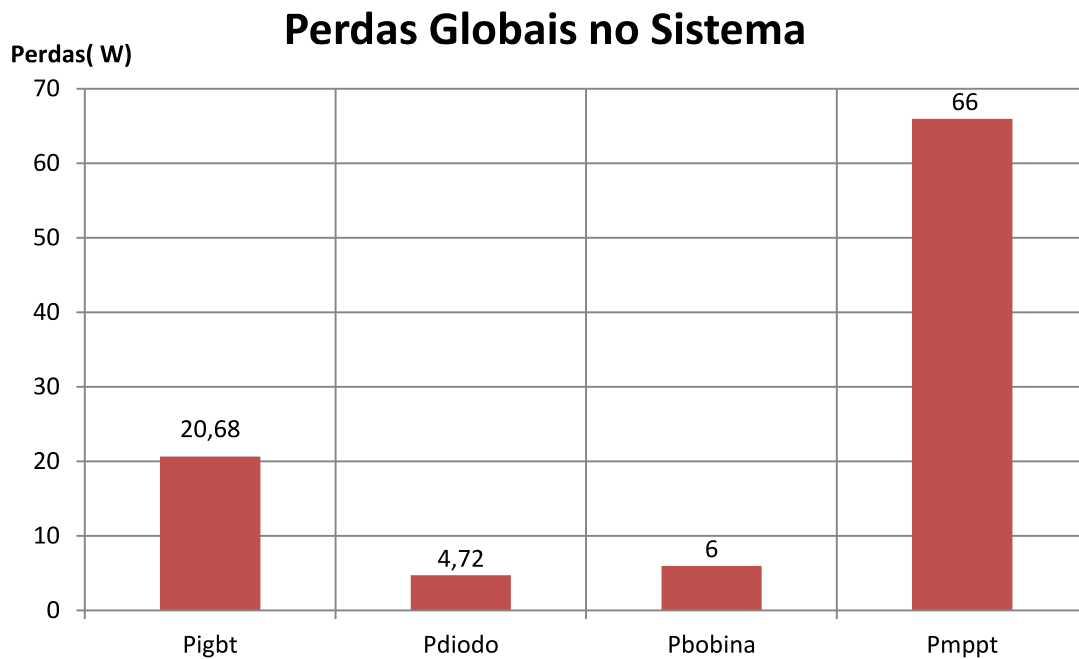


Fig. 4.25 - Gráfico ilustrativo de uma previsão das perdas em jogo no sistema

Juntando as perdas dos semi-condutores e da bobina calculados no capítulo 3, secção 3.3.3 foi traçado um gráfico, Fig. 4.25, que permite ilustrar um balanço de perdas no sistema de modo a identificar os componentes com mais perdas e sofrer portanto nova projeção.

O sistema de 3300 W passa assim a ter um rendimento próximo dos 97% como pode ser visto nas seguintes expressões.

$$P_{real} = P_{teórica} - P_{igt} - P_{diado} - P_{bobina} - P_{não aproveitada MPPT} \quad (4.1)$$

$$P_{real} = 3300 - 20.68 - 4.72 - 6 - 66 = 3202.6 \text{ W} \quad (4.2)$$

$$\eta = \frac{3202.6}{3300} \cong 97\% \quad (4.3)$$

Capítulo 5

Implementação em Protótipo

Resumo

Este capítulo está organizado em sete partes distintas. A secção 5.1 faz uma breve introdução às adaptações realizadas nos requisitos do projeto. A secção 5.2 explica como foi implementado o conversor e seus componentes principais. A secção 5.3 revela a parte de aquisição. A secção 5.4 apresenta o método usado para comandar os IGBT.

De seguida, na secção 5.5 é explicado o controlo implementado em DSP e na secção 5.6 é possível perceber os testes realizados ao sistema e respetivos resultados.

Por fim, na secção 5.5 apresenta-se as conclusões gerais deste capítulo.

5.1 - Introdução

O sistema foi projetado tendo como base as etapas presentes na seguinte figura.

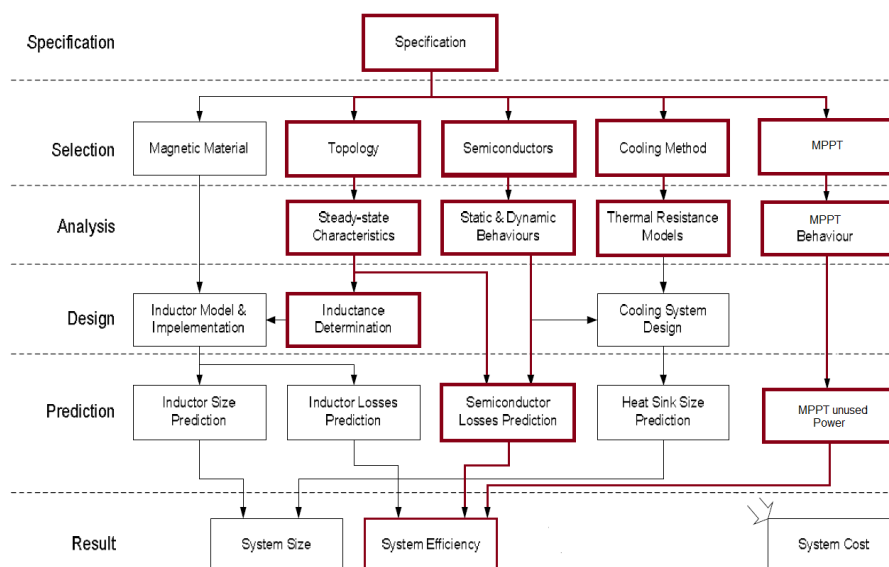


Fig. 5.1 - Diagrama de Etapas usado para o projetar o prototipo

O objetivo principal deste protótipo é validar o trabalho desenvolvido em simulação numa dimensão reduzida, de modo que numa fase posterior se possa avançar para requisitos mais exigentes.

As fases assinaladas a vermelho na Fig. 5.1, foram as seguidas ao longo do projeto, começando pela primeira etapa, as especificações, Tabela 5.1

Tabela 5.1 - Requisitos do Protótipo

Sistema		
Potência (P)	170	W
Corrente máxima	6	A
Tensão de entrada (V_i)	20-40	V
Tensão de saída (V_o)	60	V
Frequência de comutação (f_s)	50	kHz
Ripple de corrente nas bobinas (ΔI_L)	10	%Io
Ripple de tensão na saída (ΔV_C)	5	%Vo

Como os requisitos iniciais, Tabela , retratam um projeto com uma potência elevada optou-se por produzir um protótipo com menor potência. Inicialmente usou-se uma fonte de 60 V máximos, 10 A máximos, para simular o comportamento da *string* de painéis. Em fase de testes foi utilizada uma tensão de entrada de 30 V. Mais tarde usou-se para testes mais precisos um painel fotovoltaico disponível na faculdade, o BP7170, com as características presentes na Tabela 5.2, onde é possível ver as principais diferenças entre este painel e o SHARP NU235 usado em simulação.

Tabela 5.2 - Características do Painel usado na prática

	BP 7170	SHARP NU235	
Potência	170	235	W
V_{OC}	44,2	37	V
I_{SC}	5,2	8.6	A
V_{mpp}	35,8	30	V
I_{mpp}	4,8	7,84	A
η	13,5	14,3	%

Trata-se de um painel que possui cerca de 30% menos de potência que o simulado (SHARP NU235), e como tal tem uma corrente de MPP menor. Ambos os painéis possuem 60 células e têm dimensões e pesos semelhantes

5.2 - Conversor CC/CC

A topologia do conversor *boost* de duas fases foi usada na íntegra, contudo o valor das bobinas usadas foi reduzido para metade, cerca de 4.7 mH. Valor este que se encontrava no laboratório em duplicado e visa satisfazer o requisito de *ripple* de corrente de 10%.

Na Fig. 5.2 pode-se observar o circuito de potência implementado na prática.

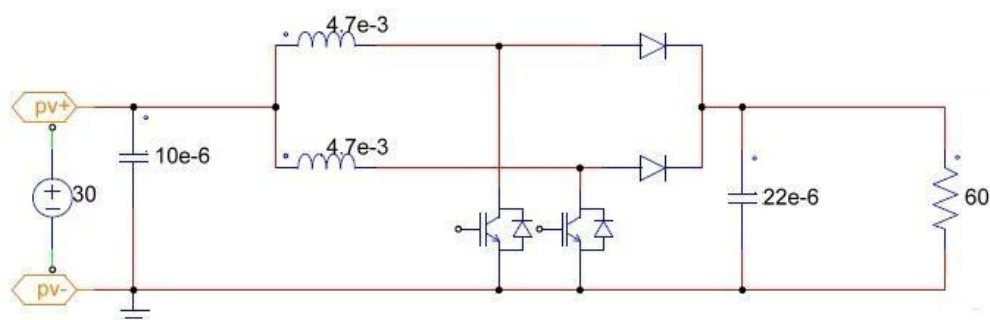


Fig. 5.2 - Circuito de Potência implementado na prática

Foi bastante importante encurtar as ligações sobretudo perto dos interruptores, uma vez que durante comutação o fluxo de corrente pode criar enormes perdas (elevados di/dt) e isso é importante evitar. A partir da Fig. 5.3 é possível observar-se o protótipo numa fase inicial, com uma carga resistiva. As ligações nos semicondutores são relativamente pequenas e isso foi conseguido usando o mesmo dissipador para os quatro semicondutores do circuito, como dimensionado na secção 3.3.3, reduzindo cablagem e espaço no sistema.

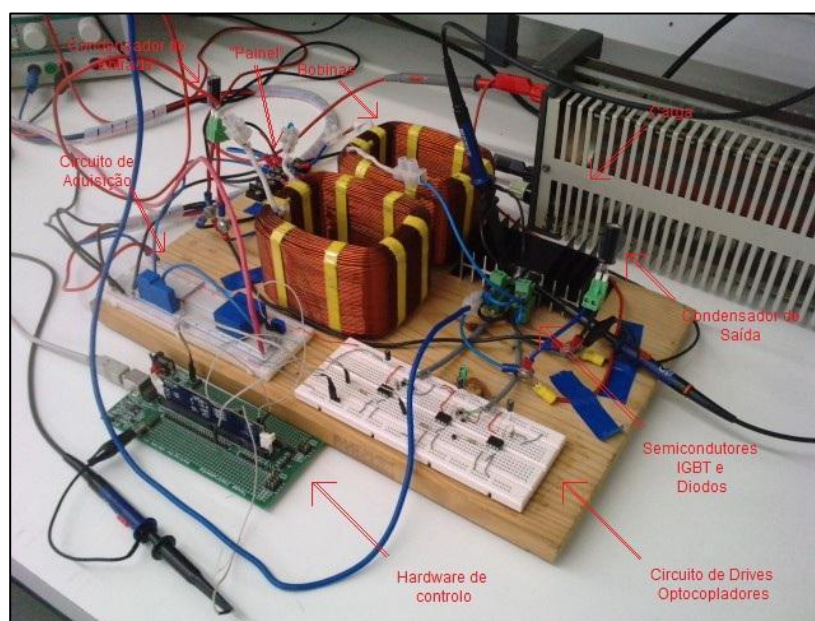


Fig. 5.3 - Ilustração da fase inicial do Protótipo implementado

Como tem vindo a ser explicado, uma das principais preocupações da montagem foi de facto os semicondutores, quer por serem um componente essencial a este sistema quer por serem componentes com características muito específicas.

Como tal foi usado o IGBT IRG4PH50KDPbF, por ser um semiconductor que respeita os níveis de tensão e corrente que o circuito estará sujeito (60 V para a tensão e 6 A para a corrente) e disponível em laboratório. O diódo usado foi da fabricante ST, o STTH812. As características principais de ambos os semicondutores podem ser observadas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Características principais dos semi-condutores usados na prática

IGBT IRG4PH50KDPbF		
$V_{CES} \text{ (max)}$	1200	V
$V_{CE(on)typ}$	2,77	V
$I_C @ V_{GE} = 15V$	24	A
t_{rise}	187	ns
t_{fall}	340	ns
Díodo STTH812		
$I_{F(av)}$	8	A
V_{rrm}	1200	V
$V_{F(typ)}$	1,25	V
$t_{rr(typ)}$	50	ns

5.3 - Sensorização

O algoritmo usado (Condutância Incremental) fará uso de duas medidas, a tensão e corrente da *string* de painéis. Como tal será necessário dois sensores para adquirir esses valores. Dado a necessidade de isolamento entre o circuito de potência e de controlo optou-se por usar sensores que se baseiam no efeito de *Hall*. Este efeito consiste em criar na saída do sensor uma corrente proporcional à corrente de entrada e como tal colocando uma resistência na saída é possível converter esta corrente em tensão e enviar para a plataforma de controlo.

5.3.1 - Sensor Tensão

O circuito usado para a implementação deste sensor é o mesmo disponibilizado no seu *datasheet*, da fabricante LEM e que se pode ver na Fig. 5.4.

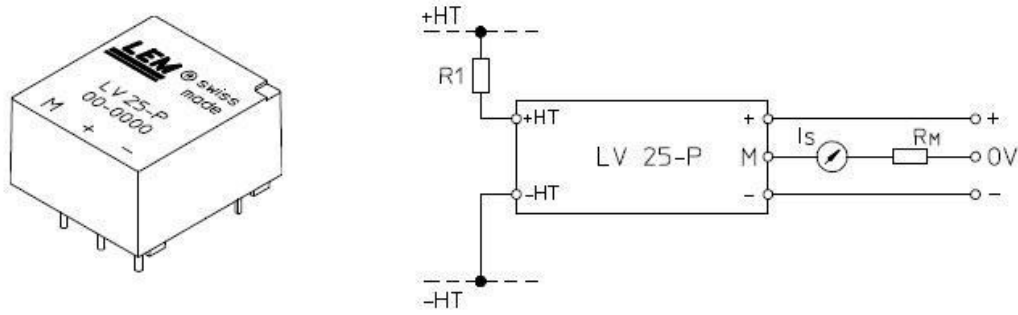


Fig. 5.4 - Circuito de Aquisição da tensão de entrada do Conversor

Os terminais +HT e -HT representam os terminais onde se pretende medir a tensão. A resistência R_1 é uma resistência que deve ser calibrada para a gama de tensões que se pretende adquirir, que neste caso foi calibrada para a tensão máxima da *string* de painéis, a tensão em circuito aberto, 518 V. Na saída do sensor, no pino M da figura acima, irá surgir uma corrente proporcional à corrente transformada pela resistência R_1 sobre um fator de 2.5, fator intrínseco ao sensor. As seguintes equações traduzem o dimensionamento exato das resistências R_1 e R_M .

$$I_s = I_p * k \Leftrightarrow I_s = \frac{518}{R_1} * 2.5 \quad (5.1)$$

$$V_{out} = R_M * I_s \Leftrightarrow 3.3 = R_M * \frac{518}{R_1} * 2.5 \quad (5.2)$$

Para uma alimentação de +/-15V, R_M deverá estar entre 100 e 190 Ω , logo fazendo $R_M=100\Omega$, vem

$$R_1 = 100 * \frac{518}{3.3} * 2.5 = 40k\Omega \quad (5.3)$$

No caso prático, protótipo, em vez de 518 V de entrada tem-se 30 V e como tal a resistência R_1 terá o valor de 6 k Ω .

5.3.2 - Sensor Corrente

Para medir a corrente de entrada também se fez uso de um sensor com efeito *Hall*, o sensor HY-15P da fabricante LEM, contudo este sensor já dispõe de uma saída em tensão.

Pela Fig. 5.5 é possível ver a configuração deste sensor.

Como visto na figura, a corrente da *string* de painéis entrará no pin 5 e sairá no pin 6.

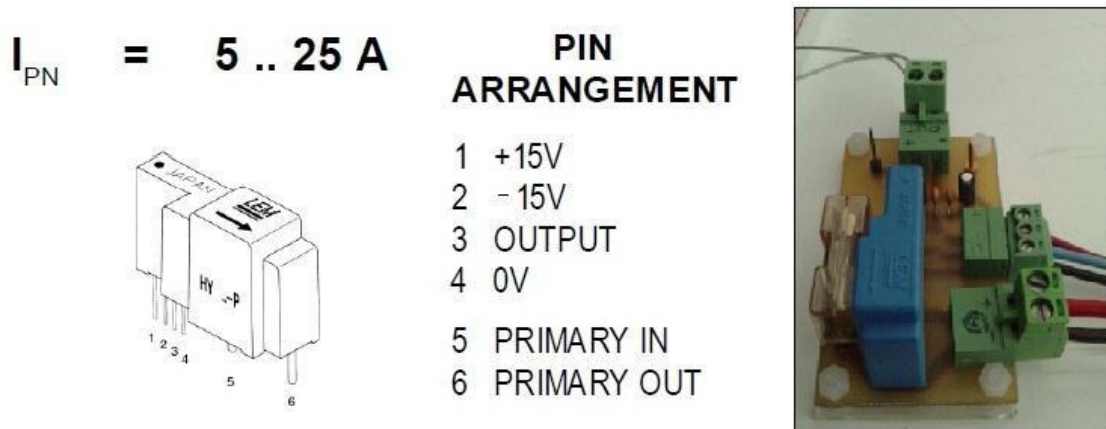


Fig. 5.5 - Configuração do Sensor de Corrente HY-15P

Interiormente esta passagem de corrente cria uma corrente proporcional a esta com uma razão de aproximadamente 0,133. Para que esta razão seja utilizada é necessário colocar uma resistência de 10 k Ω na saída, pin 3. A saída é já em tensão e referenciada aos 0 V, pin 4, pelo que o sinal de saída segue para a plataforma de controlo, o DSP. Tanto neste sensor como no sensor de tensão foi colocado um diodo Zener à sua saída (paralelo) de valor 3.3 V uma vez que o DSP é sensível a valores superiores a essa tensão.

5.4 - Drives

De modo a proteger o DSP de qualquer anomalia criada pelo circuito de potência foi necessário isolar a parte de potência da parte de controlo. A abordagem usada foi utilizar optocopladores. Utilizou-se um total de três optocopladores individuais. O integrado usado foi o HCPL-3180 da Agilent®, tem uma resposta rápida, cerca de 200ns e suporta uma frequência máxima de 250kHz. É um integrado bastante usado no *drive* de IGBT e conversores CC/CC de alta performance.

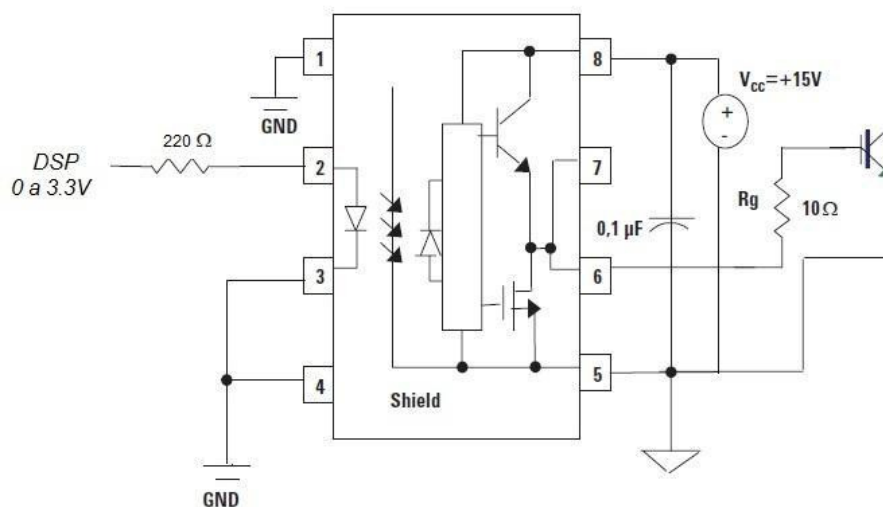


Fig. 5.6 - Circuito do *drive* optocoplador usado na prática

Na Fig. 5.6 é possível ver o circuito implementado para o *drive* optocoplador HCPL-3180 e respetivo cálculo de resistência de gate efetuado.

$$R_g \geq \frac{V_{cc} - V_{OL}}{I_{OL(PK)}} \quad (5.4)$$

$$R_g \geq \frac{15-3}{2} \geq 6 \Omega \quad (5.5)$$

A resistência entre DSP e o optocoplador, é dimensionada da forma abaixo indicada, tendo em conta que a corrente necessária para o envio de um impulso são 10 mA e que a corrente máxima do DSP são 20 mA

$$R = \frac{3.3-0.7}{10mA} = 260 \Omega \quad (5.6)$$

5.5 - Controlo DSP

O programa final que opera o sistema é constituído por cinco blocos principais, como se pode ver na Fig. 5.7.

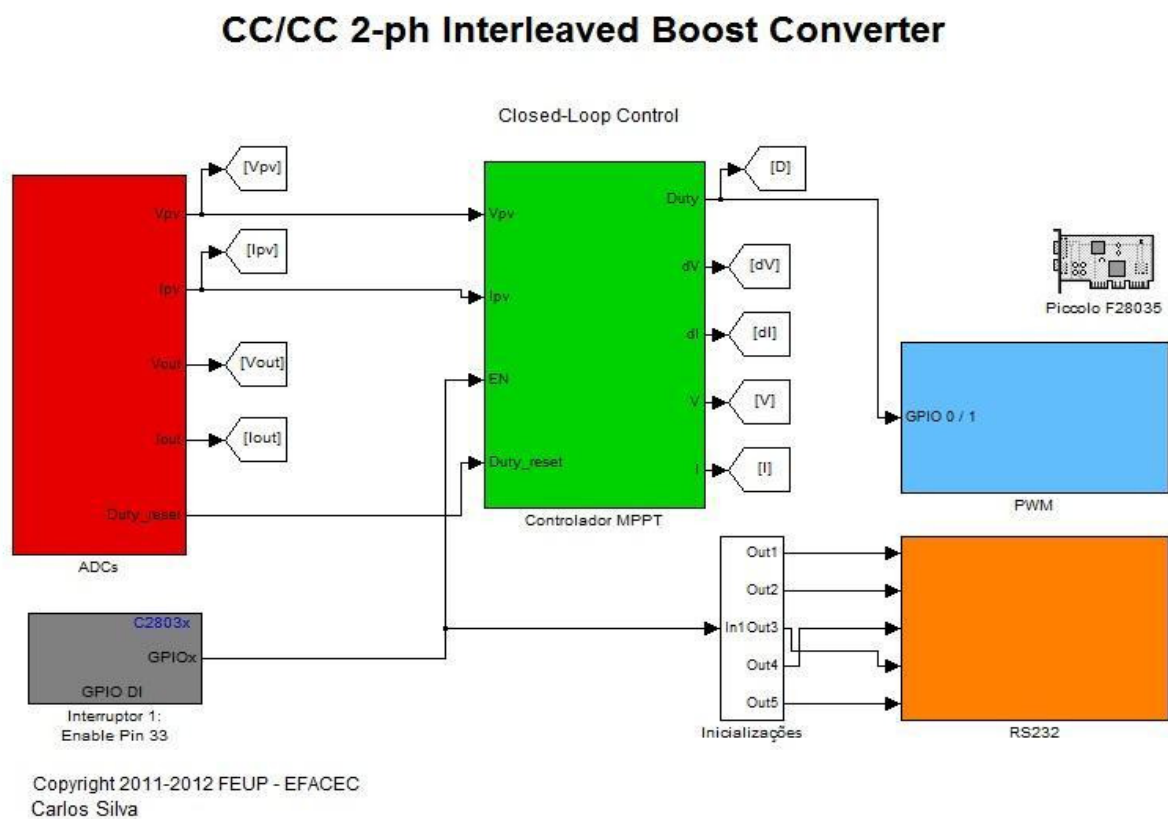


Fig. 5.7 - Programa principal do sistema

O bloco a vermelho representa o bloco de aquisição de medidas, isto é, os ADCs.

O sinal elétrico do ADC está compreendido entre 0 e 3 V, contudo, digitalmente, este varia entre 0 e 4096 (2^{12} = ADC com 12 bits). Como tal é necessário adicionar um ganho a este sinal para converter o sinal digital para elétrico e posteriormente para o sinal elétrico de potência a partir das razões de transformação dos transdutores. Após ter o sinal medido há que fazer o sinal passar por um filtro FIR de 10 amostras de modo a retirar eventuais oscilações. Todo este processo pode ser visto na Fig. 5.8, que mostra o conteúdo do bloco a vermelho ADC.

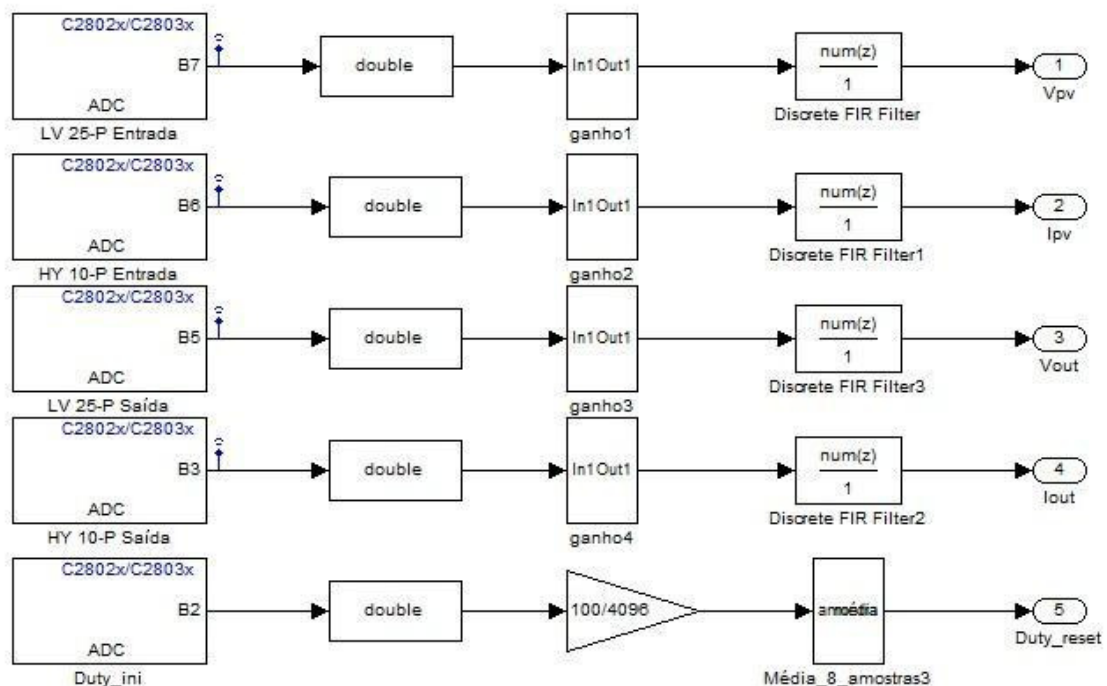


Fig. 5.8 - Bloco ADCs

O bloco a cinzento é uma parte bastante importante neste sistema, uma vez que é o bloco responsável pelo arranque do algoritmo. Este bloco é um simples ADC que lê a tensão num interruptor, de modo a saber quando o interruptor foi acionado. Este Bloco representa a *Enable* do circuito.

A azul observa-se o bloco de PWM responsável pela criação de dois PWM desfasados 180° com um *Duty-cycle* especificado pelo sinal de entrada.

O bloco a laranja é o bloco de comunicações. Trata-se de um subsistema responsável pelo envio de medidas de tensão e corrente no sistema para o computador, via porta serie. O seu conteúdo é possível ser observado na Fig. 5.9.

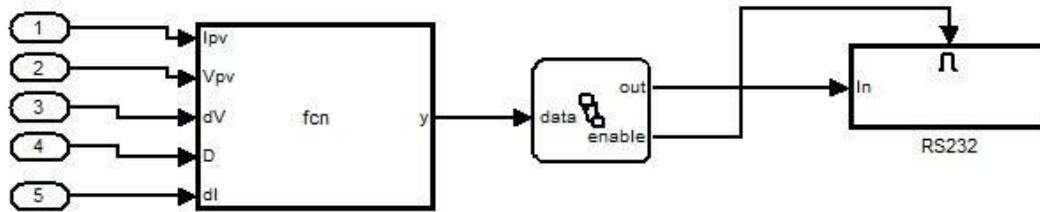


Fig. 5.9 - Bloco de Comunicação RS232

Este bloco é constituído por três blocos principais. O primeiro, *fcn*, trata-se de uma função que constrói uma trama de 47 caracteres com as medidas que se pretendem enviar. O segundo bloco, é um bloco *Chart*, ou seja uma máquina de estados, que envia a trama de 47 caracteres a uma frequência de 1 segundo, ativando assim o terceiro bloco de um em um segundo para transmitir a trama.

Por último e o mais importante, é o bloco a verde que representa o controlador MPPT, ou seja o cérebro do sistema. Dentro deste bloco são efetuadas três operações importantes.

A primeira operação consiste em efetuar a soma de dez amostras a uma frequência de 0.5 segundos. Este processo é feito duas vezes, e portanto durante um segundo é realizado a média de 2 pares de dez amostras. Esses dois resultados representam a média atual e anterior quer de tensão quer de corrente no painel e portanto serão subtraídas de forma a se obter a variação de corrente e tensão do sistema. Seguidamente, esses sinais são enviados para uma máquina de estados que implementa o algoritmo de condutância incremental como visto na secção 4.2. Na Fig. 5.10 é possível observar o conteúdo do bloco a verde em mais detalhe, o controlador, onde as tolerâncias estão visíveis como constantes, de modo a um fácil *debugging*.

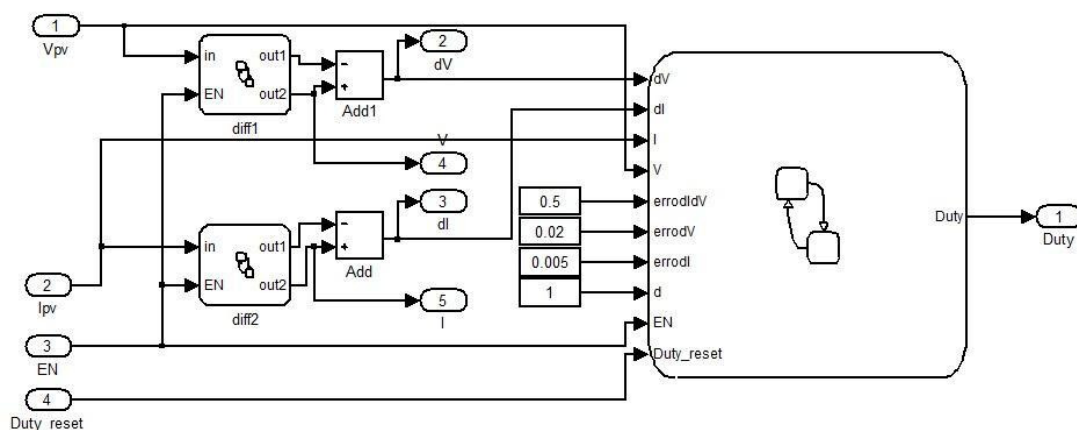


Fig. 5.10 - Controlador MPPT implementado em DSP

5.6 - Testes e Resultados

5.6.1 - Com Fonte de Potência

Numa primeira fase usou-se uma resistência como carga (reóstato de 100Ω) que em paralelo com uma outra resistência comutada por IGBT irá reduzir o seu valor. Este mecanismo é importante para alterar o regime de carga do sistema e portanto analisar o comportamento do controlador. Alterou-se assim a carga para a visualizada na Fig. 5.11

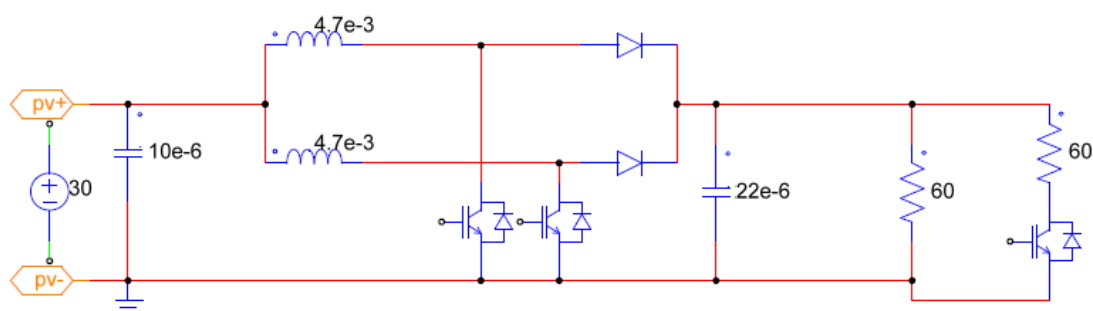


Fig. 5.11 - Carga de 30Ω accionada pela comutação do IGBT a partir de duas cargas resistivas de 60Ω

O primeiro teste realizado permitiu observar a boa resposta do sistema a uma variação brusca de carga. Usando a fonte limitada em corrente com uma certa margem (3 A, 1.5 V o equivalente em tensão à saída do transdutor), comutou-se a carga e observou-se a variação de corrente criada, Fig. 5.12.

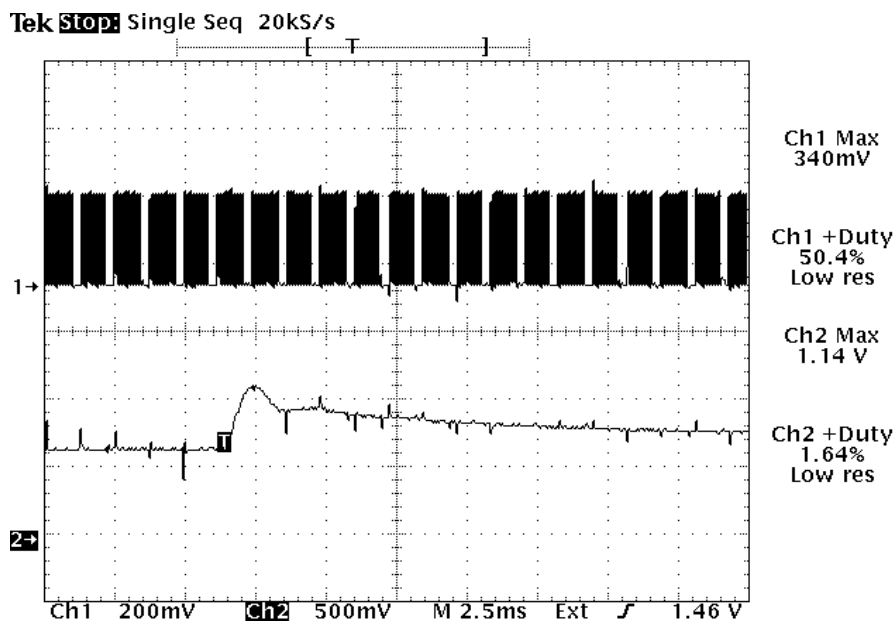


Fig. 5.12 - Resposta da corrente de entrada a uma variação abrupta de carga

De seguida, observou-se os sinais em todo o circuito em especial nos IGBT. Analisando a tensão aos seus terminais verificou-se um correto desfasamento de 180° efetuado pelo DSP, Fig. 5.13.

Embora se tenha notado alguma oscilação nos momentos de comutação, Fig. 5.14, não se trata de transitórios significativos e portanto conclui-se o bom funcionamento dos IGBT.

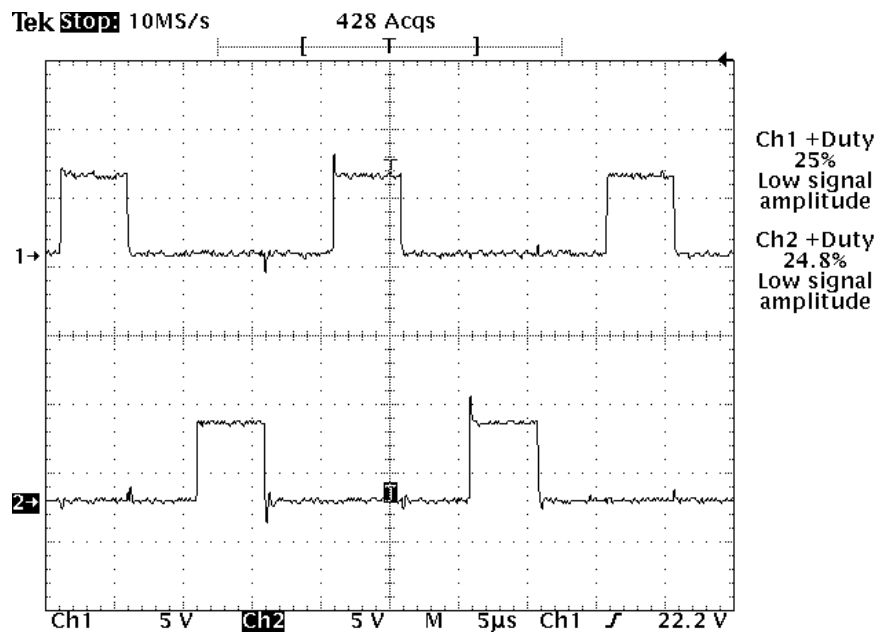


Fig. 5.13 - Tensão nos IGBT com um *duty-cycle* de 25%

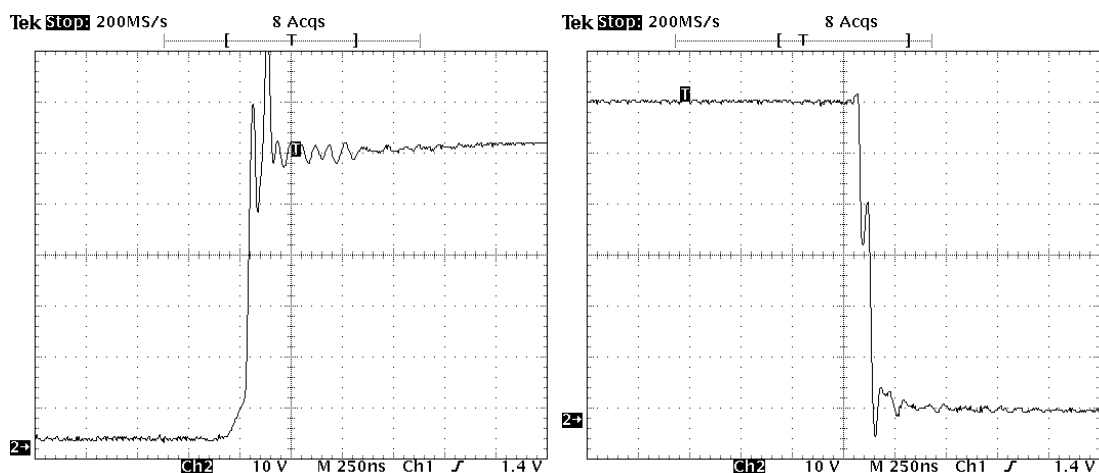


Fig. 5.14 - Oscilação observada na comutação dos IGBT

De seguida, de forma a testar o *tracking* de potência limitou-se a corrente na fonte de modo que ao comutar a carga a corrente permanece-se igual e comutou-se o IGBT da carga

(usando interruptor manual), teste baseado em [20]. Deste modo a carga passou a $30\ \Omega$ exigindo mais corrente da fonte. Contudo como a fonte estava limitada a corrente manteve-se e a tensão aos seus terminais desceu. Neste momento o controlo começou a funcionar e alterou o *duty-cycle* de forma à potência se ajustar à máxima até ao momento, ou seja a potência inicial, antes de a comutação ser feita. Este processo pode ser observado na Fig. 5.15, onde o *tracking* é ainda bastante lento, devido ao facto de o incremento do *duty-cycle* ser pequeno e as tolerâncias do algoritmo se encontrarem desajustadas às variações reais das grandezas adquiridas.

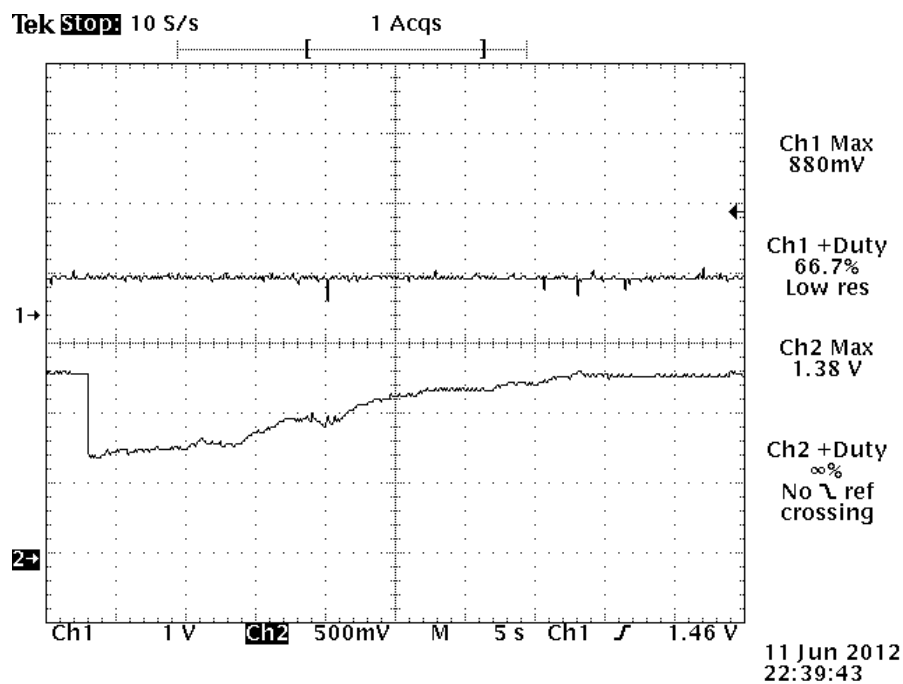


Fig. 5.15 - Tensão e corrente na Fonte antes e após comutação de carga

Como visto anteriormente no capítulo 4, secção 4.2, na Fig. 4.7 houve necessidade de criar tolerâncias nas etapas decisivas, isto é, quando se compara a variação de uma grandeza como a tensão com zero sabe-se que para a plataforma de controlo esse valor zero pode ser interpretado de várias formas e ter outro valor muito próximo de zero. Tal facto pode influenciar a performance do algoritmo, colocando a sistema a funcionar em pontos completamente diferentes daqueles esperados. Na Fig. 5.15, observa-se um *tracking* muito lento e isto deve-se maioritariamente a essas tolerâncias se encontrarem desajustadas. Durante o processo de calibração deparou-se com muitas situações de divergência, porém após algumas tentativas conseguiu-se um comportamento mais rápido, Fig. 5.16 e muito devido ao aumento do incremento.

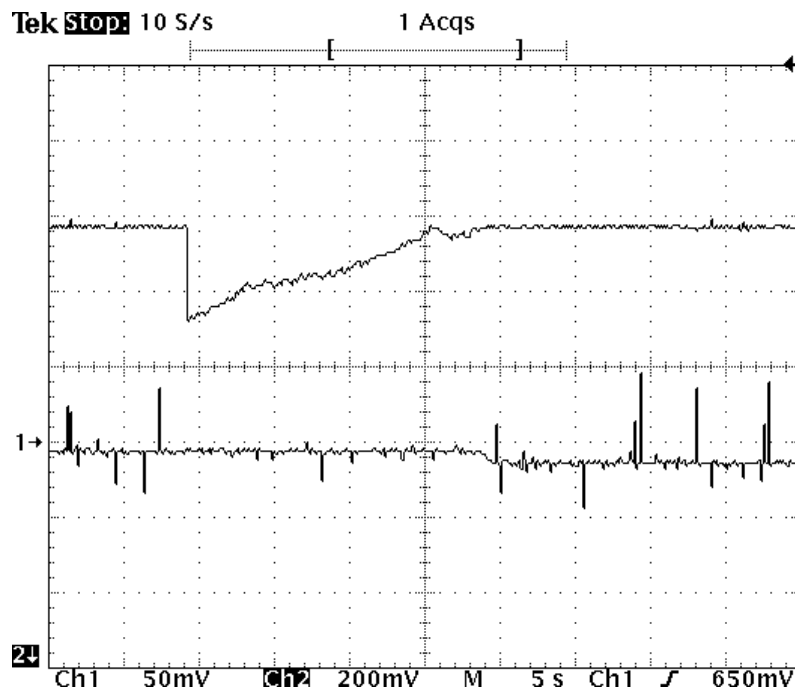


Fig. 5.16 - Tensão e corrente na Fonte antes e após comutação de carga, com tolerâncias e incremento reajustadas.

5.6.2 - Com Painei BP 7170

Após os testes com a fonte de potência serem concluídos foi tempo de testar o sistema com o Painei, porém a dinâmica do painel é diferente da fonte e é necessário observar todas as grandezas de modo rápido e eficaz. Desta maneira implementou-se uma comunicação via RS-232 em DSP que permitiu enviar informação acerca da tensão e corrente na entrada e *duty-cycle* atual. De modo a monitorizar o sistema todo adicionou-se um transdutor de corrente e tensão na saída do sistema. Assim, e usando um script em Matlab® foi possível traçar um gráfico no computador com a potência em tempo real e saber a todo o momento o valor do *duty-cycle*. Construiu-se assim uma trama com cinco medidas, corrente painel, tensão painel, *duty-cycle*, corrente saída, tensão saída.

Em fase de *debugging* do sistema as medidas de tensão e corrente na saída foram substituídas por outras variáveis intrínsecas ao controlo, de modo a ter uma noção mais exata do valor dos sinais em DSP.

Para além da comunicação serie foi adicionado também um módulo de interruptores. Este modulo tem como função colocar o sistema em malha aberta a qualquer instante acionando um interruptor. Em malha aberta é possível variar o *duty-cycle* a partir de um potenciômetro, podendo concluir acerca da potência máxima naquele momento.

A carga comutada que estava a ser usada também foi alterada e passou-se a usar uma carga eletrônica de 300 W da fabricante BK. Usando esta carga é possível efetuar a tarefa feita pelo inversor de fixar a tensão na saída do conversor. Neste caso em particular fixou-se a tensão no valor 60 V, valor definido nos requisitos iniciais do protótipo, Tabela 5.1

Colocou-se assim o algoritmo a correr fornecendo um *duty-cycle* inicial de 50% e observou-se o seguinte resultado, ilustrado na Fig. 5.17

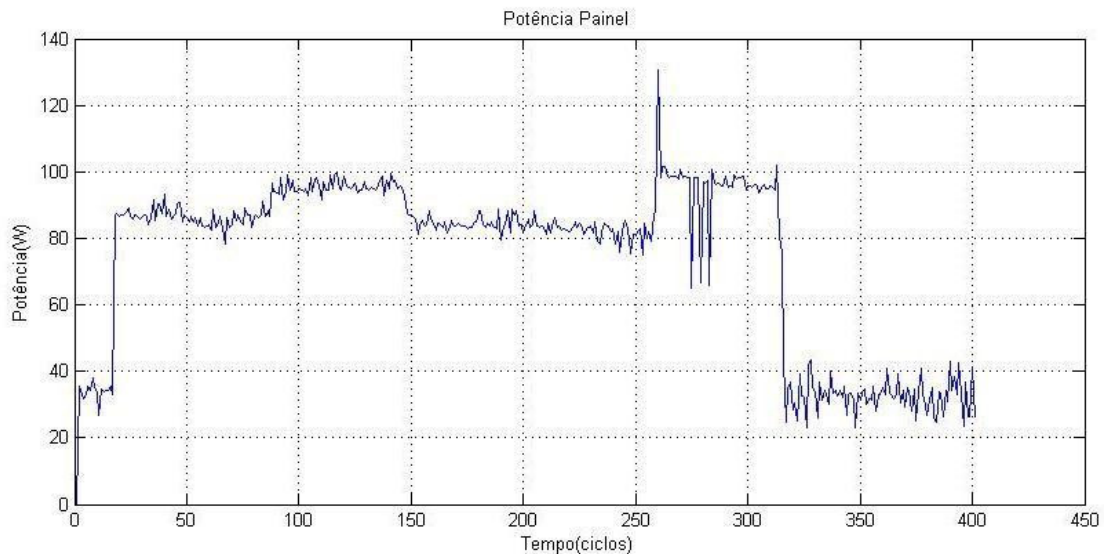


Fig. 5.17 - Potência do Pannel correndo o algoritmo pela primeira vez com carga eletrônica fixa nos 60V

Pela Fig. 5.17, pode-se verificar dois problemas, um que consiste na elevada oscilação de potência e outro que consiste na não convergência do algoritmo, colocando o sistema a funcionar em vários pontos de funcionamento não pretendidos.

Em relação ao primeiro problema, elevada oscilação, supõe-se tratar-se de um problema de velocidade de aquisição. O sistema possui uma frequência de aquisição de 0.01 s e portanto é possível que esteja a adquirir amostras em excesso, e portanto amostras com ruído. A solução que se decidiu tomar foi a implementação de um bloco Simulink que efetue a média das últimas 50 amostras, e assim tal ação foi tomada. Relativamente ao segundo problema, problema de convergência, supõe-se que seja um problema derivado de uma má aquisição e portanto decidiu-se colocar tolerâncias do algoritmo bastante elevadas fazendo com que o algoritmo mantenha apenas o *duty-cycle* inicial. As medidas referidas foram implementadas podendo se visualizar o resultado na Fig. 5.18 e Fig. 5.19.

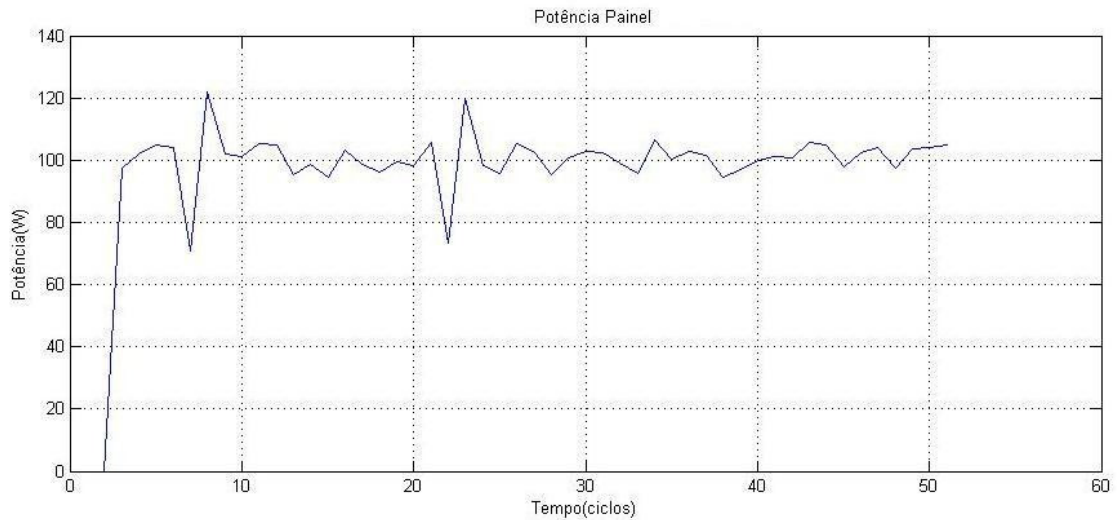


Fig. 5.18 - Resultado 1 da implementação da média de 50 amostras e relaxamento das tolerâncias do algoritmo

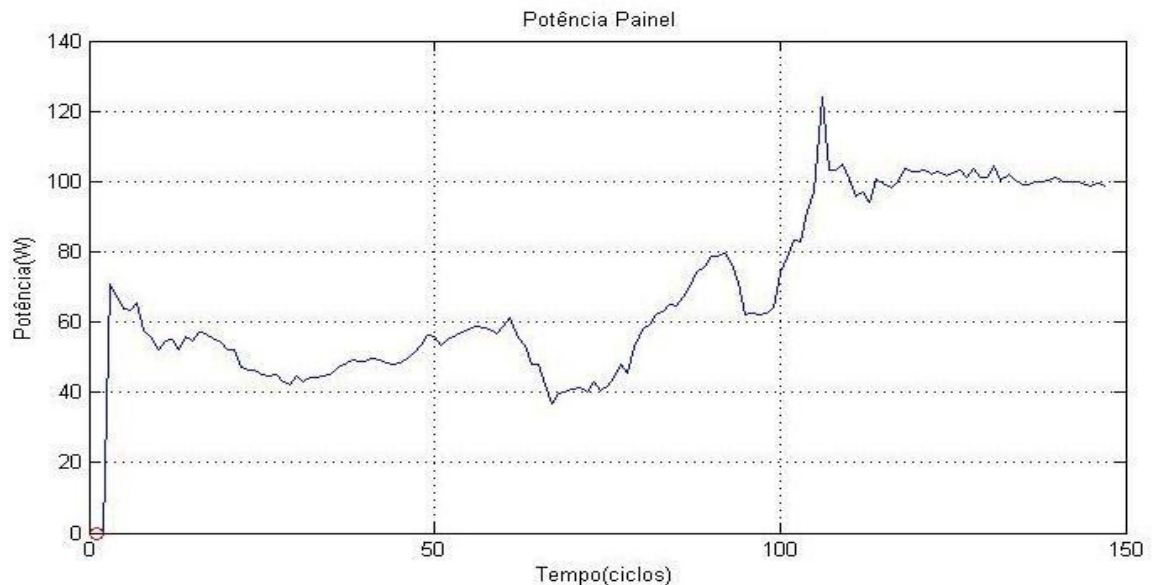


Fig. 5.19 - Resultado 2 da implementação da média de 50 amostras e relaxamento das tolerâncias do algoritmo

As medidas tomadas geraram três comportamentos. O primeiro, representado pela Fig. 5.18, onde o *duty-cycle* se manteve estável como previsto e a oscilação de potência foi atenuada ligeiramente. O segundo, representado pela Fig. 5.19, onde o sistema voltou a divergir, convergindo ao fim de algum tempo. O terceiro comportamento similar ao comportamento inicial na Fig. 5.17.

Perante os três resultados obtidos tornou-se evidente que o problema estaria na aquisição. Deste modo, adicionou-se um filtro FIR com 10 amostras diretamente no sinal de tensão e corrente. Manteve-se a frequência de aquisição, mas criou-se, recorrendo ao bloco

chart do Simulink, uma máquina de estados que amostra 20 medidas durante um segundo, 10 medidas numa variável e outras 10 noutra variável. Efetua a média de cada bloco de 10 amostras e usa essas duas médias para calcular a variação de tensão e corrente para o algoritmo.

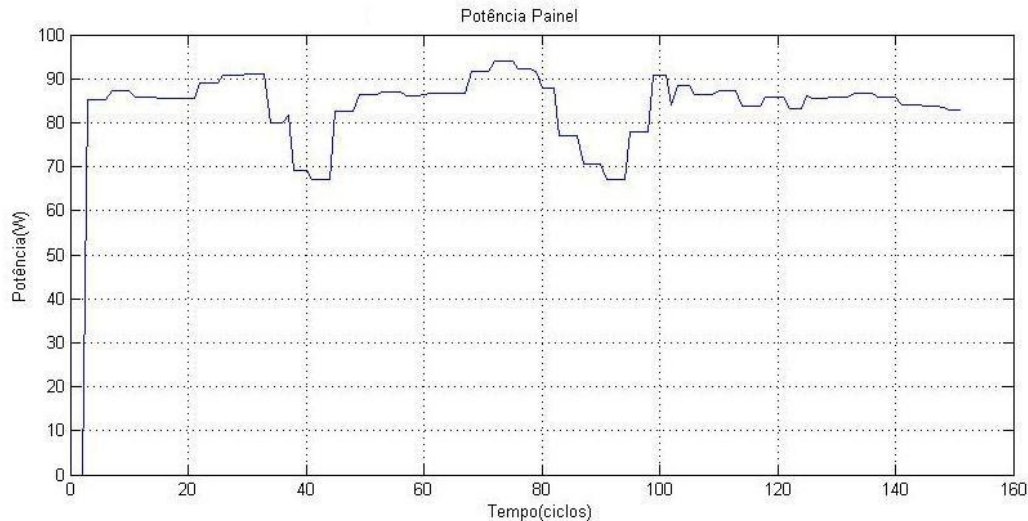


Fig. 5.20 - Implementação de uma aquisição de 20 amostras em 1 segundo

Como se pode ver na Fig. 5.20, a oscilação existente foi bastante atenuada usando uma aquisição mais lenta, e com o filtro introduzido. Porém existe ainda uma ondulação na forma de onda da potência. Tal resultado supõe-se que seja causado pelas tolerâncias do algoritmo e como tal procedeu-se a uma redução do seu valor para um valor na ordem das centésimas.

Um outro problema subjacente à convergência do algoritmo reside no facto de ser complicado saber qual a potência máxima que o Pannel está a fornecer naquele instante. Para isso colocou-se o sistema em malha aberta e foi-se variando o *duty-cycle* observando o valor da Potência. Verificou-se que o painel possuía uma potência máxima de cerca de 110 W, Fig. 5.21.

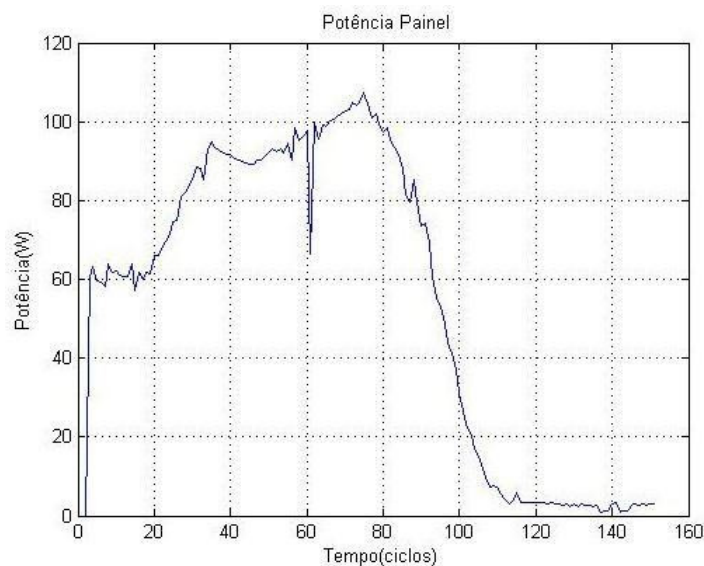


Fig. 5.21 - Observação do Ponto de Potência máxima

Para conseguir convergência reduziu-se então as tolerâncias, e notou-se de facto que a oscilação existente ia desaparecendo, nuns casos era mais acentuada e noutros mais suaves. Entre os vários resultados obtidos, realça-se as Fig. 5.22 e Fig. 5.23.

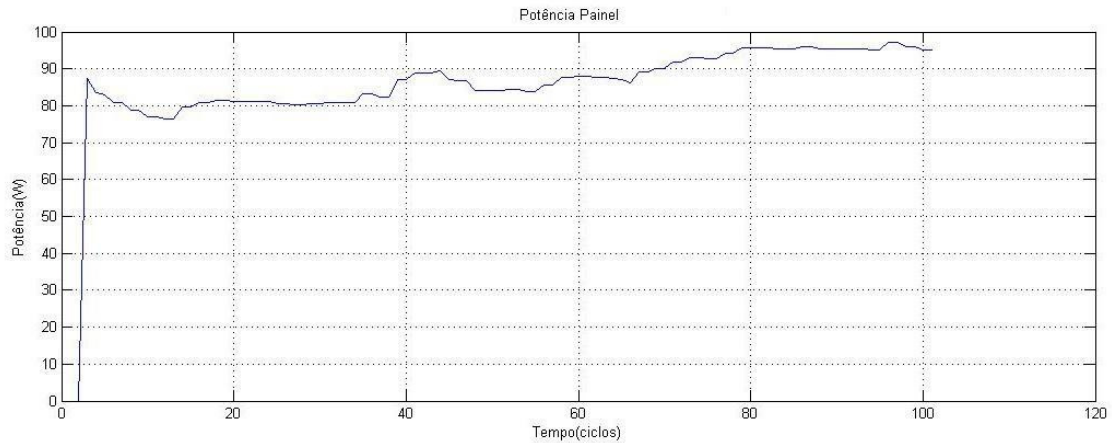


Fig. 5.22 - Resultado 1 da redução das tolerâncias do algoritmo

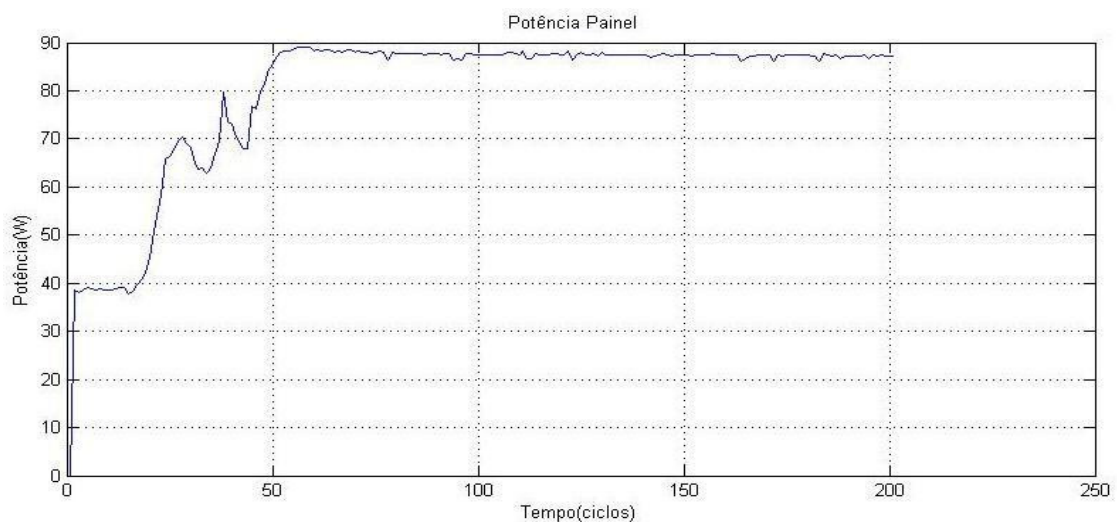


Fig. 5.23 - Resultado 2 da redução das tolerâncias do algoritmo

Sabendo que a potência máxima se encontra nos 110W, este é ainda um resultado que não satisfaz o sistema usado. Após vários testes conclui-se que a atuação das saídas, isto é, a atualização do *duty-cycle* poderia estar a ser realizada a uma frequência muito maior que a de aquisição levando o controlo a caminhos muito próximos do ponto máximo ou a pontos de funcionamento bastante distantes do esperado, como acontecia por vezes. Decidiu-se então atualizar o *duty-cycle* do sistema com uma frequência muito próxima da de aquisição das grandezas, a 1.1 segundos. Com essa abordagem conseguiu-se resultados mais viáveis, embora por vezes, notava-se uma certa divergência do algoritmo. Daí que uma análise da robustez do algoritmo seja um bom melhoramento neste sistema.

Pela Fig. 5.24 e Fig. 5.25 é possível observar que foi possível efetuar o *tracking* e extrair a potência máxima do painel naquele momento.

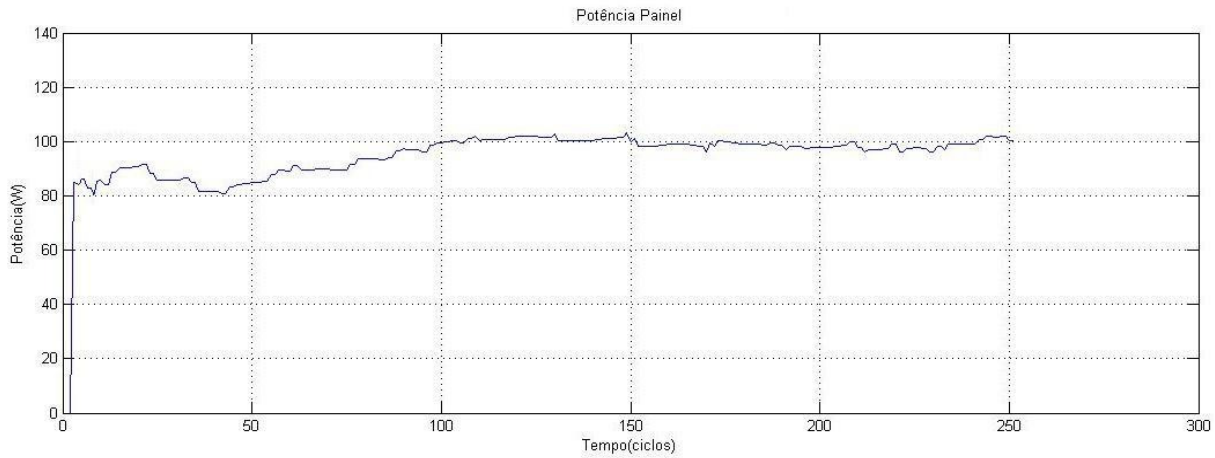
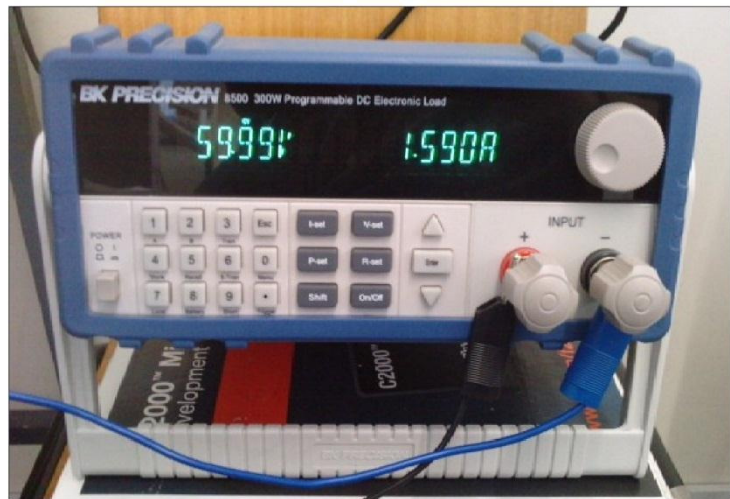


Fig. 5.24 - Potência máxima do Painel extraída



a)



b)

Fig. 5.25 - a) Multímetros que monitorizam a Tensão e Corrente do Painel no Momento MPP;

b) Carga Eletrônica BK Precision de 300W, a fixar 60V na saída no Momento MPP;

No momento em que o sistema atingiu o ponto de potência máximo observou-se a ondulação de corrente e tensão na saída e verificou-se que a tensão possuía uma ondulação de cerca de 4% e a corrente uma ondulação de cerca de 14%.

A ondulação de tensão encontra-se dentro das especificações exigidas, já não se pode dizer o mesmo da corrente. Na Fig. 5.27 e Fig. 5.26 é possível observar a ondulação da tensão e corrente com mais detalhe.

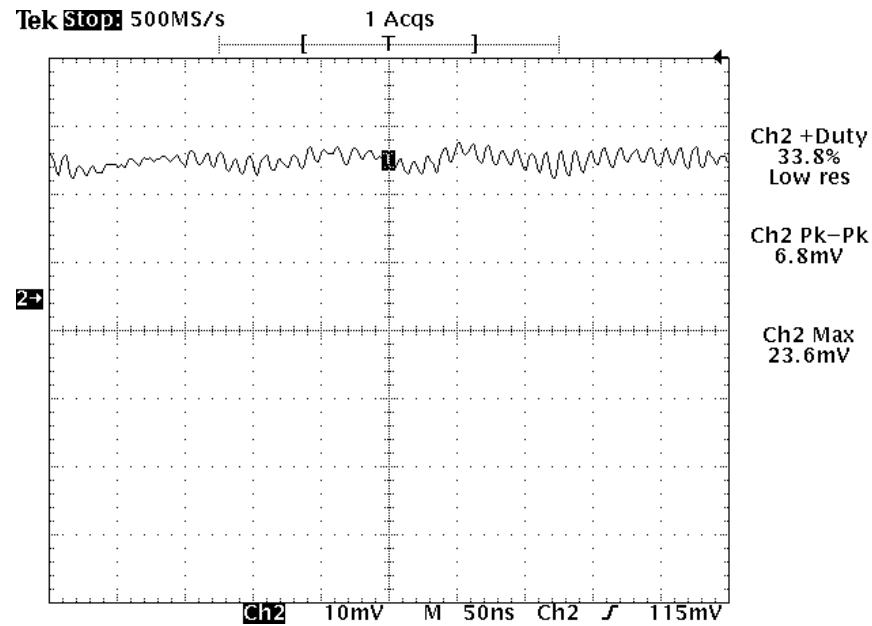


Fig. 5.26 - Ondulação de corrente de saída

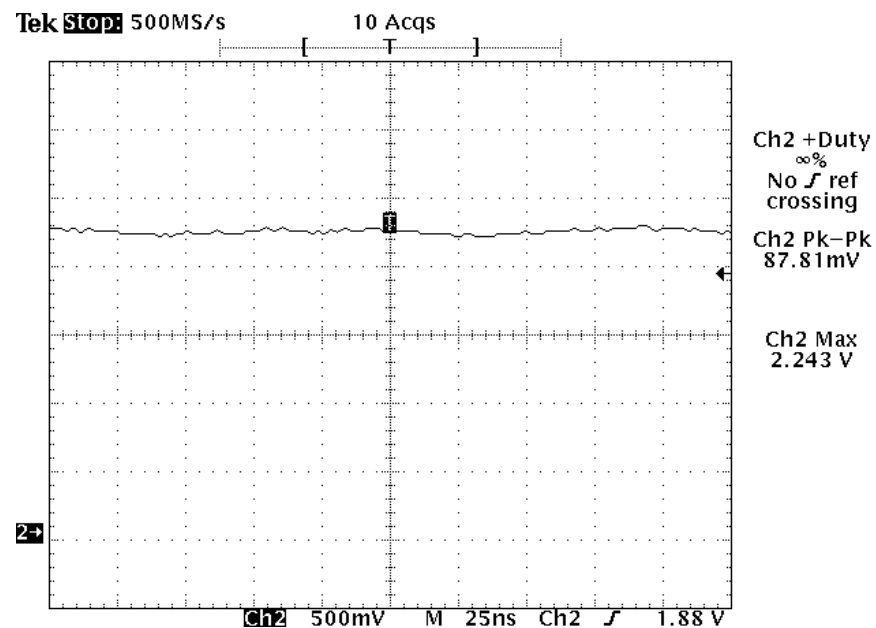


Fig. 5.27 - Ondulação de tensão de saída

Em relação ao não cumprimento do requisito de *ripple*, trata-se de facto de uma falha que é acompanhada por um ruído existente na corrente aquando da comutação dos IGBT. Este ruído é facilmente eliminado digitalmente em DSP a partir do filtro FIR, porém poderá ser nocivo para algum dispositivo que se interligue ao conversor futuramente e nesse sentido é importante reportar tal situação, Fig. 5.28.

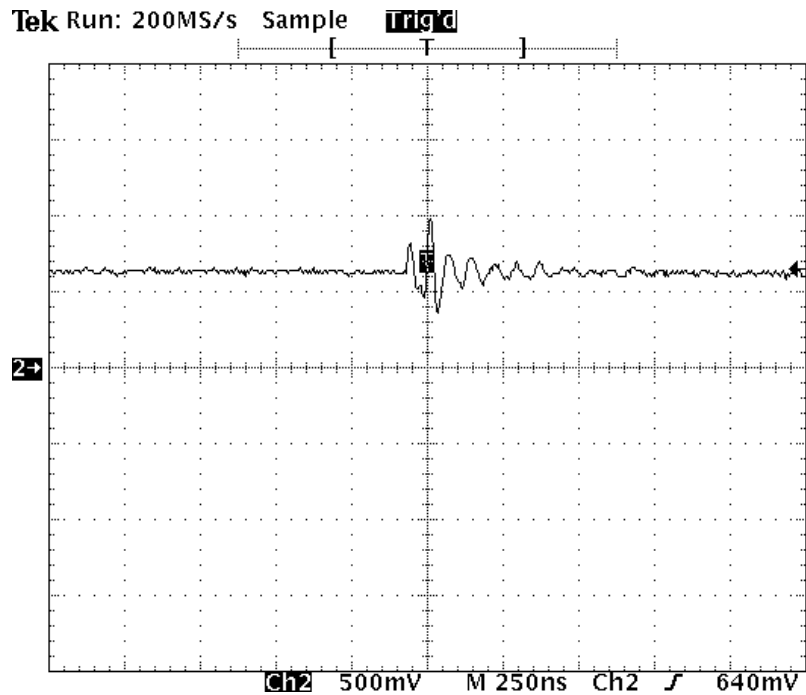


Fig. 5.28 - Anomalia da corrente no sistema

Por fim, um último teste consistiu em simular o efeito de passagem de nuvem.

Como tal, colocou-se o sistema em malha aberta com o *duty-cycle* correspondente à Potência máxima e tapou-se o painel de um modo intermitente. Assim a Potência caiu drasticamente observando instantes em que ia subindo, ou seja os instantes em que a suposta “nuvem” já lá não estava. Ora colocando o algoritmo em funcionamento observou-se que nesses instantes a potência era muito maior pois o algoritmo alterava o *duty-cycle* do sistema de forma se adaptar as novas condições. Na Fig. 5.29 pode-se observar o comportamento em malha aberta até aos 75 ciclos e o comportamento do algoritmo dos 75 ciclos (momento em que o interruptor é acionado) até aos 170 ciclos.

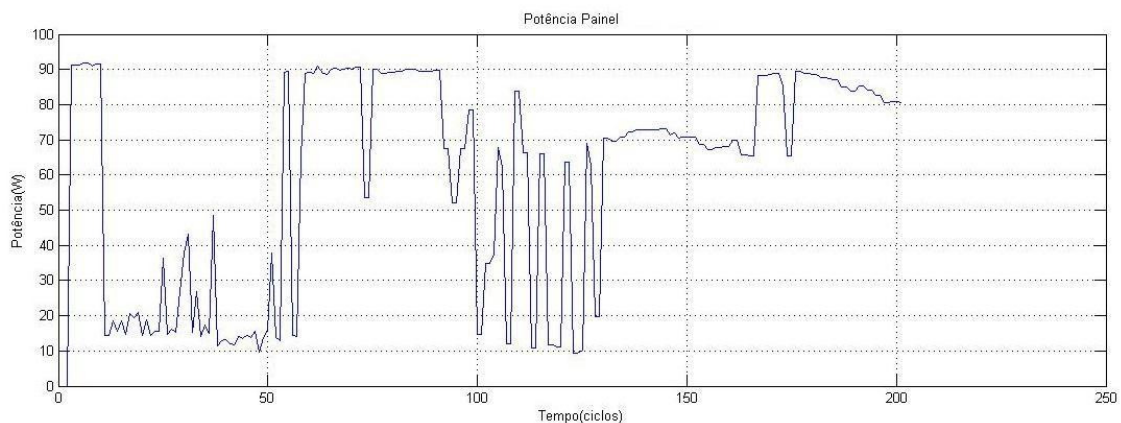


Fig. 5.29 - Efeito de “nuvem” simulado

5.7 - Conclusões

Neste capítulo foi possível perceber que foi efetuado o processo de implementação do sistema. A nível de mão-de-obra o conversor não mostrou grande dificuldade de implementação pelo que os componentes não necessitaram de grande manobra física. A nível de circuitos, este sistema possui quatro circuitos base, o circuito de aquisição, o circuito de *drives* optoacopladores, o circuito de potência, o de maior dimensão, e o circuito de controlo, o DSP.

Alguns circuitos, como por exemplo parte do circuito de aquisição, encontra-se implementado em *breadboard* e portanto torna-se importante sintetizar este circuito numa só placa impressa de modo a tornar o conversor imune a sensibilidades como o ruído e a torna-lo também num circuito com menor dimensão.

Em relação à parte de controlo em DSP, conclui-se que esta plataforma foi de facto suficiente para implementar este controlo, pelo que o facto de permitir geração de código pelo simulink permitiu neste projeto efetuar tanto a parte de simulação como a parte de implementação.

A respeito dos resultados dos testes do sistema, conclui-se que houve bastantes dificuldades em fazer o algoritmo convergir, dado à velocidade de aquisição versus atuação do sistema. No final o conversor conseguiu atingir o ponto de potência máximo, porém faltou efetuar testes de robustez e avaliar a eficiência do conversor. Deste modo conseguir-se-ia efetuar uma comparação com os resultados em simulação e validara eficiência do algoritmo calculada na secção 4.5.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 - Principais Contribuições

Nesta dissertação foi implementado um algoritmo MPPT denominado de Condutância Incremental, num conversor *Interleaved Boost* de duas fases. Foi estudado o comportamento do conversor inicialmente em simulação, posteriormente implementou-se o algoritmo e por fim passou-se à prática, construindo um protótipo.

Verificou-se que o uso de programas como o Matlab® e o PSIM® em simultâneo é uma boa ferramenta de trabalho, pelo que graças ao SimCoupler foi possível interligar estes dois programas podendo dividir a parte de potência (PSIM®) da parte de controlo (Matlab®) e usar uma interface mais intuitiva e *user-friendly* para o projetista.

A implementação de um algoritmo MPPT permitiu verificar que de facto este tipo de controladores é essencial para se extrair a máxima potência de um painel e ter um sistema com um bom rendimento.

A nível de simulação os resultados são de facto interessantes, conseguindo se ter um algoritmo com eficiência de 98%. A análise realizada às perdas permite concluir que implementando um sistema com os requisitos iniciais é possível obter um sistema com uma eficiência de 97%, e este valor pode ainda aumentar com a melhoria do algoritmo e uso de semicondutores com menor perdas.

Do ponto de vista experimental foi possível usar a plataforma DSP com sucesso para implementar o controlo do conversor tirando a potência máxima. Foi também possível ter acesso em tempo real à potência do painel usando a comunicação série em DSP. Deste modo foi bastante fácil traçar um gráfico em tempo real, conseguindo ver a evolução do algoritmo ao longo do tempo.

6.2 - Principais Conclusões

Ao longo do projeto foi possível tirar as seguintes conclusões:

- A frequência de comutação de um sistema é uma característica muito importante uma vez que usando frequências altas é possível reduzir o tamanho de elementos passivos como a Bobina. Este elemento neste caso particular de conversores CC/CC é o principal elemento de armazenamento de energia e portanto é essencial o seu correto dimensionamento;
- A escolha de semicondutores representa uma etapa que deve ser tomada com precaução uma vez que para os mesmos requisitos se pode escolher diversos semicondutores. Como tal deve-se fixar um critério de escolha, neste projeto foi importante minimizar as perdas e como tal efetuou-se um comparativo entre vários semicondutores. Conclui-se assim que este comparativo é crucial para uma correta escolha dos semicondutores a usar num projeto;
- Conclui-se que o uso de um algoritmo MPPT tem alto impacto na potência extraída de um painel, assim como o algoritmo em causa. A partir do comparativo que se fez no estado de arte pode-se concluir que os diversos algoritmos MPPT permitem alcançar o MPP de formas diferentes. É assim importante definir um critério para que se possa escolher o algoritmo mais adequado. Critérios como número de sensores, dependência do Painel, alcance do MPP e dinâmica rápida são muitas vezes usados para escolher o algoritmo adequado. Neste projeto, por se tratar duma primeira abordagem a este tipo de sistema, optou-se por escolher um algoritmo que atingisse o MPP com grande precisão, com uma rapidez média e com um número de sensores o mais reduzido possível. Encontrou-se assim o algoritmo de Condutância Incremental cuja eficiência foi de encontro ao esperado. Um outro algoritmo com características semelhantes é o Perturbar e Observar, e numa perspetiva de comparação decidiu-se implementar esse algoritmo. Conclui-se, como estudado no estado de arte, que é um algoritmo com uma boa performance mas possui um comportamento bastante instável, devido à natureza ação-reação, não atingindo o MPP com tanta precisão quanto o algoritmo de Condutância Incremental;
- A nível de implementação conclui-se que a frequência de aquisição e atuação do sistema é uma parte essencial no sistema e que despoletou bastantes problemas no desenvolver deste projeto. O conversor foi implementado com êxito usando a plataforma DSP, a qual se conclui ter sido a escolha mais correta para este sistema. Embora não tenha sido possível efetuar todos os testes de robustez e

eficiência ao sistema, verificou-se que o sistema produz resultados onde é evidente a extração de potência máxima.

6.3 - Desenvolvimentos Futuros

O objetivo principal deste projeto foi a concepção e implementação de um conversor CC/CC para uma potência de 3kW. Como visto ao longo do documento, as simulações foram efetuadas com os requisitos iniciais, contudo a parte de implementação prática foi efetuada com requisitos mais baixos e portanto os seguintes melhoramentos visam ambas as componentes:

- Implementação de um circuito de aquisição perto do painel que permita media a radiação e temperatura atual de modo a ter uma noção mais precisa e rápida acerca do alcance do ponto máxima de potência;
- Uso de vários algoritmos MPPT, ou até mesmo a combinação de vários algoritmos de modo a se tirar partido dos melhores aspetos de cada um;
- Análise à eficiência do conversor implementado;
- Concepção de placas PCB dos circuitos criados de forma a diminuir interferências eletromagnéticas;
- Avaliação da dimensão física do sistema, de modo a considerar a redução dos requisitos e portanto obter um circuito mais pequeno;
- Estudar o caso de utilização de mais que duas fases de modo a obter resultados melhores, ou até mesmo o uso de outro tipo de conversor;
- Desenvolver uma interface gráfica em Matlab® ou usando linguagem Java onde seja possível ver o trânsito de potência no conversor a cada instante assim como outras medidas intrínsecas ao algoritmo, ou ao painel como por exemplo a curva característica para a temperatura e radiação no momento;
- Disponibilizar essa interface via Web de modo permitir o controlo do conversor remotamente;
- Implementar o sistema para os requisitos iniciais, 3.3kW e 770V na saída;
- Interligar o sistema com eventual Inversor.

Referências

- [1] J. L. Alvarez, J. M. Enrique, E. Duran, M. Pedro, and M. Sidrach, "Achievement of the behaviour rules of a renewable source of energy (solar arrays + inverter) using evolutionary algorithms techniques," in *Automation Congress, 2004. Proceedings. World, 2004*, vol. 17, pp. 391-396.
- [2] I. E. Agency, "Technology Roadmap: Solar Photovoltaic Energy," OECD Publishing, May 2010.
- [3] Q. Dai and J. Chen, "Improving the efficiency of solar photovoltaic power generation in several important ways," in *Technology and Innovation Conference 2009 (ITIC 2009), International, 2009*, pp. 1-3.
- [4] H. Gunerhan, A. Hepbasli, and U. Giresunlu, "Environmental impacts from the solar energy systems," *Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization and Environmental Effects*, vol. 31, no. 2, pp. 131-138, 2009.
- [5] U. S. D. of Energy, "The History of Solar."
- [6] "Evolution of Solar Cells," 2010. [Online]. Available: <http://www.scienceprog.com/evolution-of-solar-cells/>.
- [7] G. I. Susman, "Evolution of the solar energy industry: Strategic groups and industry structure," in *2008 Portland International Center for Management of Engineering and Technology, Technology Management for a Sustainable Economy, PICMET '08, July 27, 2008 - July 31, 2008, 2008*, pp. 2489-2498.
- [8] G. Theyel, G. Taylor, and P. Heffernan, "Bridging the gaps in industry evolution: Solar photovoltaic industry," in *1st International Technology Management Conference, ITMC 2011, June 27, 2011 - June 30, 2011, 2011*, pp. 1048-1052.
- [9] F. M. M. de F. F. e Cunha and A. Araújo, "Estudo e comparação de dois sistemas de conversão de energia fotovoltaica," Porto, 2011.
- [10] I. Sefa and O. Ozdemir, "Experimental study of interleaved MPPT converter for PV systems," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, 2009*, pp. 456-461.
- [11] R. F. Coelho, F. M. Concer, and 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.

- [12] B. Liu, S. Duan, F. Liu, and P. Xu, "Analysis and Improvement of Maximum Power Point Tracking Algorithm Based on Incremental Conductance Method for Photovoltaic Array," in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2007, pp. 637-641.
- [13] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [14] G.-yeong C. H.-soo Kang and B.-kuk L. W.-yong Lee, "Design Consideration of Interleaved Converters for Fuel Cell Applications," 2007.
- [15] D. Neacsu, "On the Small-Signal Modeling of Parallel / Interleaved Buck / Boost Converters," pp. 2708-2713, 2010.
- [16] H. Calleja, F. Chan, I. Uribe, and C. E. México, "Reliability-Oriented Assessment of a DC / DC Converter for Photovoltaic Applications," pp. 1522-1527, 2007.
- [17] C. N. M. Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, L. Serpa, and a. Coccia, "Practical implementation of an interleaved boost converter using SiC diodes for PV applications," *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pp. 372-379, May 2011.
- [18] M. Villalva and J. Gazoli, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *Power Electronics, IEEE*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, 2009.
- [19] C. T. Kelley, *Iterative methods for Optimization*. Carolina, North: .
- [20] a. K. Mukerjee and N. Dasgupta, "DC power supply used as photovoltaic simulator for testing MPPT algorithms," *Renewable Energy*, vol. 32, no. 4, pp. 587-592, Apr. 2007.
- [21] C. S. Chim, P. Neelakantan, H. P. Yoong, and K. T. K. Teo, "Fuzzy Logic Based MPPT for Photovoltaic Modules Influenced by Solar Irradiation and Cell Temperature," in *Computer Modelling and Simulation (UKSim), 2011 UkSim 13th International Conference on*, 2011, pp. 376-381.