

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**FEUP**

**Modelação e Controlo Analógico de um Sistema de  
Microgeração a Energia Solar**

Dinis António Dias Afonso

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

Orientador: Prof. Dr. Armando Luís Sousa Araújo

Junho de 2009

© Dinis Afonso, 2009

# Resumo

Este documento foi elaborado no âmbito da disciplina de dissertação, inserida no plano de estudos do 5º ano do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no 2º semestre do ano lectivo de 2008/2009 e será apresentado em sete capítulos.

No Capítulo 1 faz-se uma breve introdução e são apresentados os objectivos do trabalho.

Passando ao Capítulo 2, é feito um estudo sobre os sistemas fotovoltaicos e sistemas de conversão de energia, sendo também apresentados alguns conversores já desenvolvidos.

Seguindo para o Capítulo 3 é apresentado o painel fotovoltaico e tudo o que envolve, desde o efeito fotovoltaico até às características que afectam a curva característica de um painel.

Chegando ao Capítulo 4 estuda-se o controlo MPPT, onde são apresentado vários tipos de controlo e posteriormente é apresentado o algoritmo que será implementado.

Já no Capítulo 5 elabora-se um estudo do conversor DC/DC e de seguida são analisadas as características do mesmo, onde é feita a sua modelação em espaço de estados, verificando-se posteriormente nos simuladores PSIM e Simulink a validade dos modelos encontrados.

Uma vez no Capítulo 6 é feita uma breve análise à malha de realimentação sendo depois implementado um controlador apropriado. De seguida é feito um teste ao sistema completo para se analisar se o seu funcionamento é o correcto.

Concluído este documento no Capítulo 7, é feita uma conclusão sobre o trabalho desenvolvido e são apresentados alguns desenvolvimentos futuros.





# Abstract

This document was prepared for the discipline of dissertation, which is on the school plan of the fifth grade of “Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores”

(Master’s Degree on Electrical and Computer Engineering), of “Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto” (College of Engineering of the University of Porto), at the second semester of 2008/2009 school year and will be presented in seven chapters.

On the first chapter there’s a quick introduction and are also presented the objectives of this work.

Turning to Chapter 2, is doing a study on photovoltaic systems and energy conversion systems, and also presented some converters already developed.

Following the Chapter 3 is presented the photovoltaic panel and all that involves, from the photovoltaic effect by the characteristics that affect the curve of a panel.

Coming to Chapter 4 looks to be the MPPT control, where is presented various types of control and later is shown what algorithm will be implemented.

On the fifth chapter, it’s elaborated a study of the DC/DC converter and it’s made an analysis of its characteristics, where is made the modulation of this converter in the state space, which should be tested on PSIM and Simulink simulators leading to the verification of the validity of the model.

The sixth chapter, presents a quick analysis about the feedback mesh and it’s also implemented an appropriate control. Next all the system will be tested to make sure that work’s correctly.

Finally on the seventh chapter, it’s made a conclusion about all the developed work and will be presented some future possible works.



# Agradecimentos

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho várias pessoas me ajudaram de diversas maneiras. Com apreço e gratidão, agradeço:

Ao Dr. Armando Luís Sousa Araújo pela sua disponibilidade e atenção demonstrada.

A toda a minha família, especialmente aos meus pais pelo apoio nos momentos mais difíceis e ao meu avô António Dias por ter ajudado a que este sonho se realizasse.

Ao Jorge Palos pela amizade que tem demonstrado durante todos estes anos.

Ao Instituto Militar dos Pupilos do Exército por me ter dotado de elevados dotes de carácter.

A todos os meus amigos que de certa forma me motivaram e deram força.

À FEUP pelas excelentes condições de trabalho que me proporcionou.



***“Querer é Poder!”***

Divisa de Honra do Instituto Militar dos Pupilos do Exército



# Índice

Resumo .....	iii
Abstract.....	vi
Agradecimentos .....	viii
Índice .....	xii
Lista de figuras .....	xiv
Lista de tabelas .....	xviii
Abreviaturas e Símbolos .....	xix
<b>Capítulo 1 .....</b>	<b>1</b>
Introdução .....	1
1.1 - Objectivos do Trabalho .....	2
<b>Capítulo 2 .....</b>	<b>3</b>
Estado da Arte.....	3
2.1 - Sistema Fotovoltaico .....	4
2.1.1 - Sistema Isolado .....	4
2.1.2 - Sistema Híbrido.....	5
2.1.3 - Sistema Ligado à Rede .....	6
2.2 - Sistemas de Conversão.....	6
2.2.1 - Centralizado.....	7
2.2.2 - <i>String</i> .....	8
2.2.3- <i>Multi-String</i> .....	8
2.2.4 - Modular .....	9
2.3 - Conversores <i>Single- Stage</i> .....	10
2.4 - Conversores DC/DC .....	14
2.4.1 - DC/DC Não - Isolados .....	15
2.4.1.1 - <i>Step - Down</i> ou <i>Buck</i> .....	15
2.4.1.2 - <i>Step - Up</i> ou <i>Boost</i> .....	16
2.4.1.3 - <i>Step - Up/Down</i> ou <i>Buck - Boost</i> .....	17
2.4.2 - DC/DC Isolados .....	18
2.5 - Conclusão .....	19
<b>Capítulo 3 .....</b>	<b>21</b>
Painel Fotovoltaico .....	21

3.1 - Efeito Fotovoltaico .....	21
3.2 - Circuito Equivalente do Gerador Fotovoltaico.....	22
3.3 - Curva Característica.....	24
3.4 - Efeito das Resistências Série e Paralelo .....	26
3.5 - Efeito da Intensidade da Radiância.....	27
3.6 - Efeito da Temperatura.....	28
3.7 - Conclusão .....	29
<b>Capítulo 4 .....</b>	<b>31</b>
MPPT 31	
4.1 - <i>Hill Climbing</i> .....	32
4.2 - Condutância Incremental.....	33
4.3 - Tensão Constante .....	33
4.4 - Oscilação do Sistema .....	34
4.5 - Comparação dos Métodos.....	35
4.5 - MPPT Implementado.....	36
4.6 - Conclusão .....	39
<b>Capítulo 5 .....</b>	<b>41</b>
Conversor.....	41
5.1 - Conversor Single-Stage desenvolvido.....	41
5.2 - Modelação em espaço de estados.....	43
5.2.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas .....	44
5.2.2 - Equações de estado .....	44
5.2.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema .....	45
5.3 - Modelação do conversor em espaço de estados .....	49
5.4 - Verificação da validade dos modelos obtidos.....	53
5.4.1 - Modelo de Média.....	53
5.4.2 - Modelo Linearizado da Média .....	57
5.4.3 - Função de Transferência .....	61
5.5 - Função de Transferência Completa.....	61
5.6 - Conclusão .....	63
<b>Capítulo 6 .....</b>	<b>65</b>
Controlador .....	65
6.1 - Controlabilidade .....	66
6.2 - Estabilidade.....	66
6.3 - Características dos controladores .....	67
6.4 - Dimensionamento e Implementação .....	69
6.4.1 - Dimensionamento do conversor.....	69
6.4.2 - Dimensionamento do controlador .....	70
6.4.3 - Implementação .....	72
6.5 - Resultados Obtidos .....	74
6.5.1 - Referência de Corrente Constante .....	74
6.5.2 - Controlo MPPT com Luminosidade Variável nos Painéis Fotovoltaicos.....	77
6.6 - Conclusão .....	80
<b>Capítulo 7 .....</b>	<b>82</b>
Conclusões e Trabalhos Futuros.....	82
7.1 - Trabalhos Futuros.....	83
<b>Referências .....</b>	<b>85</b>

## Lista de figuras

Figura 2.1 - Sistema Isolado .....	5
Figura 2.2 - Sistema Híbrido .....	5
Figura 2.3 - Sistema Ligado à rede .....	6
Figura 2.4 - Sistema de Conversão com DC/DC.....	6
Figura 2.5 - Sistema de Conversão sem DC/DC.....	7
Figura 2.6 - Esquema Centralizado .....	8
Figura 2.7 - Esquema String.....	8
Figura 2.8 - Esquema Mutl-String .....	9
Figura 2.9 - Esquema Modular .....	10
Figura 2.10 - Conversor proposto por [26] .....	12
Figura 2.11 - Conversor proposto por [27] .....	12
Figura 2.12 - Conversor proposto por [28] .....	13
Figura 2.13 - Conversor proposto por [29] .....	13
Figura 2.14 - Conversor proposto por [30] .....	14
Figura 2.15 - Conversor proposto por [31] .....	14
Figura 2.16 - <i>Step Down ou Buck</i> [16].....	15
Figura 2.17 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC <i>step-down</i> ou <i>Buck</i> [16]. .	16
Figura 2.18 - <i>Step-up ou Boost</i> [16] .....	16
Figura 2.19 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC <i>step-up</i> ou <i>Boost</i> [16]. ....	17
Figura 2.20 - <i>Step-Up/Down ou Buck-Boost</i> [16] .....	17
Figura 2.21 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC <i>step-up/down</i> ou <i>Buck-Boost</i> [16].....	18

Figura 3.1 - Efeito Fotovoltaico [34] .....	22
Figura 3.2 - Circuito Equivalente.....	22
Figura 3.3 - Circuito Equivalente com $R_s$ e $R_p$ .....	23
Figura 3.4 - Uma célula fotovoltaica sob diversas condições de iluminação: (a) no escuro a célula tem as mesmas características eléctricas de um diodo. (b) quando a célula é iluminada a sua curva I-V desloca-se para o 4º quadrante. (c) quanto maior for a intensidade da radiação, maior será o deslocamento da curva. (d) a curva é, por convenção rebatida sobre o eixo das tensões, tornando o 1º quadrante o quadrante de geração [32] .....	25
Figura 3.5 - Curva Característica de um painel fotovoltaico [32] .....	25
Figura 3.6 - Efeito das Resistências Série na curva característica .....	26
Figura 3.7 - Efeito das Resistências em Paralelo na curva característica .....	27
Figura 3.8 - Efeito da Intensidade da Radiância na curva característica .....	28
Figura 3.9 - Efeito da Temperatura na curva característica .....	28
Figura 4.1 - Algoritmo MPPT Hill Climbing .....	32
Figura 4.2 - Algoritmo MPPT Condutância Incremental .....	33
Figura 4.3 - Algoritmo MPPT Tensão Constante .....	34
Figura 4.4 - Algoritmo MPPT Oscilação do Sistema .....	35
Figura 4.5 - Algoritmo MPPT implementado .....	37
Figura 4.6 - Detector de máximo do algoritmo MPPT .....	38
Figura 4.7 - Esquema do algoritmo do MPPT implementado .....	38
Figura 5.1 - Conversor desenvolvido [44].....	41
Figura 5.2 - Estados I e III do Conversor .....	42
Figura 5.3 - Estados II e IV do Conversor .....	43
Figura 5.4 - Diagrama de blocos de uma modelização em espaço de estados. ....	45
Figura 5.5 - Circuito do conversor .....	49
Figura 5.6 - Circuito do conversor quando $q(t) = 1$ .....	50
Figura 5.7 - Circuito do conversor quando $q(t) = 0$ .....	51
Figura 5.9 - Simulação do modelo de média em Simulink .....	53
Figura 5.10 - Circuito simulação de valores instantâneos do conversor em PSIM .....	53
Figura 5.11 - (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado de média de comutação para condução contínua com <i>duty-cycle</i> $d$ , usando fontes controladas. [23]. .....	54

Figura 5.12 - Circuito simulação do modelo de média do conversor em PSIM .....	54
Figura 5.13 - (a) Resposta do circuito instantâneo ( $V_o$ ) e do circuito de média ( $V_{o\_media}$ ). (b) fracção pormenorizada de (a).....	55
Figura 5.14 - Respostas obtidas com o modelo de média para $V_{in}=40V$ (cima), $V_{in}=30V$ (meio) e $V_{in}=20V$ (baixo), todas com $R=2\Omega$ , nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b). ...	56
Figura 5.15 - Respostas obtidas com o modelo de média para $R=40\Omega$ , (cima), $R=20\Omega$ , (meio) e $R=2\Omega$ , (baixo), todos com $V_{in}=30V$ , nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b). ...	57
Figura 5.16 - Modelo de media de comutação linearizado para conversores de altas- frequências [23]. .....	58
Figura 5.17 - Circuito simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM.....	58
Figura 5.18 - Simulação da linearização do modelo de média em Simulink.....	58
Figura 5.19 - Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo $-d = 0.02$ , no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c).....	59
Figura 5.20 - Respostas obtidas quando se diminui o ciclo activo $-d = -0.02$ , no modelo de média em PSIM(a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink. ....	60
Figura 5.21 - Simulação da função de transferência $T_v(s)$ em Simulink .....	61
Figura 5.22 - Resultados obtidos na simulação da função de transferência quando a variação do ciclo activo é: $-d=0,02$ .....	61
Figura 5.23 - Circuito que falta caracterizar .....	62
Figura 5.24 - Diagram em Matlab .....	62
Figura 6.3 - $\zeta$ vs $\phi_m$ . .....	68
Figura 6.4 - Resposta ao degrau para vários $\zeta$ [39] .....	68
Figura 6.5 - Diagrama de bode de $T_i(s)$ e $G_c(s)$ . .....	71
Figura 6.6 - Diagrama de Bode em malha aberta .....	71
Figura 6.7 - Diagrama de Bode .....	72
Figura 6.8 - Esquema de controlo do conversor proposto .....	73
Figura 6.9 - Esquema de controlo com a rede e o índice de modulação.....	73
Figura 6.10 - Controlador da ponte H .....	73
Figura 6.11 - Bloco de Simulação .....	74
Figura 6.12 - Onda de corrente à saída do conversor .....	75
Figura 6.13 - Onda de corrente à saída do conversor e onda da rede.....	75
Figura 6.14 - Onda de corrente na bobine $L_2$ .....	76

Figura 6.15 - Onda de corrente na bobine $L_1$ .....	76
Figura 6.16 - Onda de tensão no condensador $V_{C_2}$ .....	77
Figura 6.17 - Harmônicos de corrente do conversor .....	77
Figura 6.18 - Radiação solar .....	78
Figura 6.20 - Índice de modulação.....	79
Figura 6.21 - Potência de um painel .....	79

# Lista de tabelas

Tabela 2.1 - Principais Normas que regulamentam a ligação à rede de sistemas fotovoltaicos. ....	11
Tabela 4.1 - Comparação dos Métodos MPPT apresentados.....	36
Tabela 5.1 - Estados do Conversor [43].....	42
Tabela 5.2 - Variáveis para o modelo em espaço de estados .....	50

# Abreviaturas e Símbolos

## Lista de abreviaturas

AC	Tensão/Corrente alternada
DC	Tensão/Corrente contínua
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
Wp	<i>Watt-pico</i>

## Lista de símbolos

A	Ampere
D	Ciclo activo ou <i>duty-cycle</i>
dB	Decibel
F	Farad
fc	Frequência de travessia
H	Henry
Hz	Hertz
I	Corrente
IMPPT	Corrente no ponto de potência máxima
Isc	Corrente de curto-circuito
K	Constante de Boltzman ( $1,3838 \times 10^{-23}$ )
M	Índice de modulação da onda de corrente
°	Grau
rad	Radianos
V	Volt
VMPPT	Tensão do painel no ponto de potência máxima
Vin	Tensão de entrada
Vo	Tensão de saída

$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto
$B$	Coeficiente de variação da tensão de circuito aberto com a temperatura
$\zeta$	Coeficiente de amortecimento
$T$	Constante de tempo
$\varphi_m$	Margem de fase
$\omega$	Frequência angular
$\Omega$	Ohm
$\varphi_m$	Margem de fase
$\omega_c$	Frequência angular de travessia
$\alpha$	Coeficiente de variação da corrente de curto-circuito com a temperatura

# Capítulo 1

## Introdução

A energia é muito importante! Nas últimas décadas a humanidade têm feito uma busca insensível na procura de energia e as consequências estão à vista de todos, nomeadamente as alterações climáticas. Com o agravar destas alterações a comunidade política juntamente com a comunidade científica tem originado diversas iniciativas de forma a tentar minimizá-las. O protocolo de Quioto e o dos três 20's são bons exemplos e têm conduzido alguns governos a investir na substituição do uso de combustíveis fósseis para a geração de energia eléctrica, designadamente na construção de parques eólicos, parques fotovoltaicos, barragens, etc.

Esta urgência de usufruir dos recursos renováveis originou um rápido desenvolvimento das tecnologias em causa e a energia fotovoltaica não foi excepção, tendo-se verificado avanços constantes nos processos de fabrico e também na descoberta de materiais que aumentam a eficácia desta tecnologia. Juntamente com estes avanços os conversores também têm sofrido muitos melhoramentos, especialmente no que diz respeito à evolução dos semi condutores de potência, melhorando a sua eficácia através da redução de perdas e simultaneamente melhora a qualidade da energia fornecida à rede.

Esta tese surge no seguimento de outra [45] em que foi desenvolvido um conversor capaz de ser aplicado a um sistema de conversão de energia fotovoltaica e da mesma retirei informação útil para a elaboração deste trabalho, nomeadamente a topologia do conversor e a modelação dos painéis fotovoltaicos. A modelação matemática do sistema e o projecto de um controlador serão um completo a todo o trabalho que foi desenvolvido anteriormente.

Neste capítulo são apresentados os objectivos do trabalho e a estrutura do mesmo.

## 1.1 - Objectivos do Trabalho

Este trabalho foca-se no desenvolvimento de um conversor cuja finalidade é a aplicação a sistemas de conversão de energia fotovoltaica para ligação à rede doméstica de energia eléctrica, 230 V 50 Hz. Foram estabelecidos os seguintes objectivos:

- I. Estudo do estado da arte de sistemas de microgeração solar;
- II. Estudo de modelos matemáticos dos painéis fotovoltaicos e conversores; associados
- III. Modelação matemática do sistema usando modelos de média;
- IV. Projecto de um controlador para a transferência da potência máxima instantânea disponível para a rede.

# Capítulo 2

## Estado da Arte

O Sol, além de fornecer luz e calor necessários à manutenção de vida na Terra, é a fonte primária de praticamente todos os tipos de energia em nosso planeta [1, 2]. Graças ao Efeito Fotovoltaico, a energia contida nos fótons da luz solar pode ser convertida directamente em energia eléctrica. O efeito fotoeléctrico é um fenómeno observado nas junções de materiais semicondutores [2]. Apesar de simples, a geração de energia eléctrica a partir desse fenómeno envolve uma sofisticada tecnologia de fabricação onde materiais semicondutores, geralmente o silício, são processados para formar células fotovoltaicas ou células PV (Photovoltaic). Essas células PV são associadas em módulos formando painéis fotovoltaicos, os quais são a base dos sistemas de geração de energia eléctrica fotovoltaica. Mesmo sendo baseado numa tecnologia bem dominada, o processo de fabrico dos painéis é caro e limita as aplicações comerciais de geração de energia eléctrica a partir dos mesmos. Sendo assim, a utilização desta tecnologia em aplicações residenciais ou comerciais tem sido somente indicada para localidades onde não há redes de distribuição de energia eléctrica disponíveis.

Nas últimas décadas têm-se observado uma redução progressiva dos preços dos painéis PV por Watt-pico (Wp) gerado e aliado à vantagem do pequeno impacto ambiental causado pela instalação de um sistema de geração PV, a energia eléctrica fotovoltaica tem sido vista como uma alternativa atraente para responder à crescente procura de energia eléctrica e conseqüentemente do uso de combustíveis fósseis, pois estes são os principais poluentes da atmosfera e os grandes causadores do Aquecimento Global [3, 4].

A comunidade política em conjunto com a comunidade científica têm-se esforçado para reduzir o impacto dos agentes poluidores tomando medidas a nível governamental, tais como o protocolo de Quioto mas como está previsto que o acréscimo do consumo de energia eléctrica seja sensivelmente 2% ao ano [5, 6] é fundamental aumentar a produção mas de uma forma mais racional e muito menos poluente, ou seja, recorrendo às energias

renováveis, através do desenvolvimento tecnológico nesta área e também de incentivos fiscais para os consumidores para aderirem [7].

O problema da energia tem sido quase sempre abordado pela perspectiva da produção e do evidente contributo das fontes renováveis na diminuição da dependência dos combustíveis fósseis. A baixa eficiência dos painéis fotovoltaicos e o seu elevado custo inicial fizeram com que estes não fossem considerados como produtores de energia eléctrica e para tornar esta tecnologia economicamente viável têm sido realizados diversos avanços nesta área, tais como o uso de novos materiais e novos sistemas de conversão que por sua vez aumentam a eficiência e reduzem o investimento necessário para implementar um sistema de produção com painéis fotovoltaicos [8].

Neste Capítulo 2 será apresentada a evolução dos sistemas fotovoltaicos no que diz respeito ao sistema de conversão de energia como também serão abordados os conversores DC/DC e alguns *Single-Stages* já desenvolvidos.

## 2.1 - Sistema Fotovoltaico

No geral, um sistema fotovoltaico é um conjunto de equipamentos construídos e integrados especialmente para realizar três funções fundamentais [40]:

- Transformar directamente e eficientemente a energia solar em energia eléctrica;
- Armazenar adequadamente a energia eléctrica;
- Fornecer adequadamente a energia produzida e/ou armazenada.

E pode ser classificado em três categorias diferentes:

- Isolado;
- Híbrido;
- Ligado à rede.

### 2.1.1 - Sistema Isolado

Em geral, os sistemas isolados utilizam alguma forma para armazenarem energia e tal pode ser feito através de baterias, quando se deseja utilizar aparelhos eléctricos, ou através de energia gravitacional quando se bombeia água para tanques em sistemas de abastecimento.

Em sistemas que utilizam baterias é necessário usar um dispositivo para controlar a carga e a descarga na bateria e este tem como principal função não deixar que as baterias sofram sobrecargas ou até mesmo descargas completas. Para alimentação de equipamentos de corrente alternada é necessário um conversor CC/CA e também um aparelho MPPT.

A Figura 2.1 representa o sistema descrito.

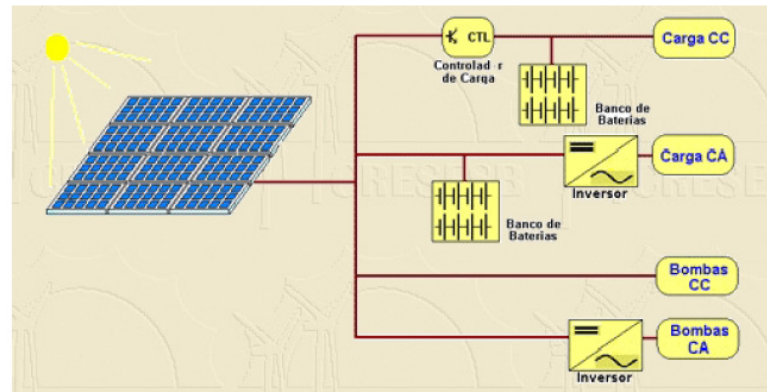


Figura 2.1 - Sistema Isolado

O esquema apresentado na Figura anterior caracteriza correctamente um sistema isolado em que se pode observar vários tipos de cargas (CC e CA) e tudo o que é preciso para que a energia seja transformada eficazmente.

### 2.1.2 - Sistema Híbrido

O sistema híbrido é caracterizado por possuir mais de uma fonte de geração de energia, como por exemplo, fotovoltaica, geração diesel, turbinas eólicas, entre outras.

Nestes sistemas é essencial obter a máxima eficiência na transformação de energia e como tal é utilizado um controlo para todas as fontes.

A Figura 2.2 mostra a configuração de um sistema híbrido com unidade de produção fotovoltaica e eólica.

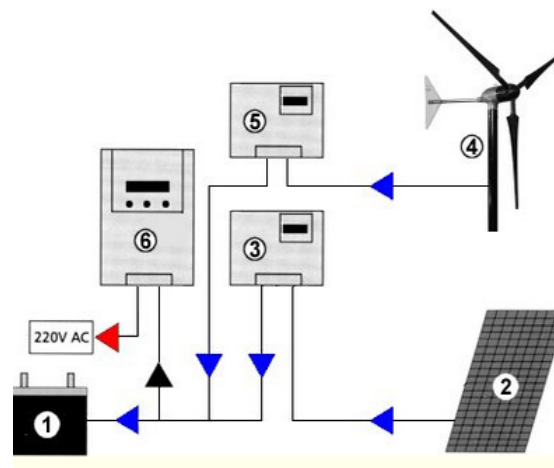


Figura 2.2 - Sistema Híbrido

A Figura 2.2 mostra a configuração de um sistema híbrido com unidade de produção fotovoltaica (2) e eólica (4). Em (1) é representada uma bateria, (3) o regulador da energia solar, (5) o regulador do aerogerador e (6) o inversor.

### 2.1.3 - Sistema Ligado à Rede

Os sistemas fotovoltaicos ligados à rede podem ser desde grandes centrais a sistemas de micro-geração e em ambos os casos são projectados e instalados para que toda a energia solar convertida em energia eléctrica seja entregue à rede. É imprescindível que estes sistemas possuam um conversor CC/CA antes da ligação à rede eléctrica e os mesmos devem garantir as exigências de qualidade que serão apresentadas na Tabela 2.1.

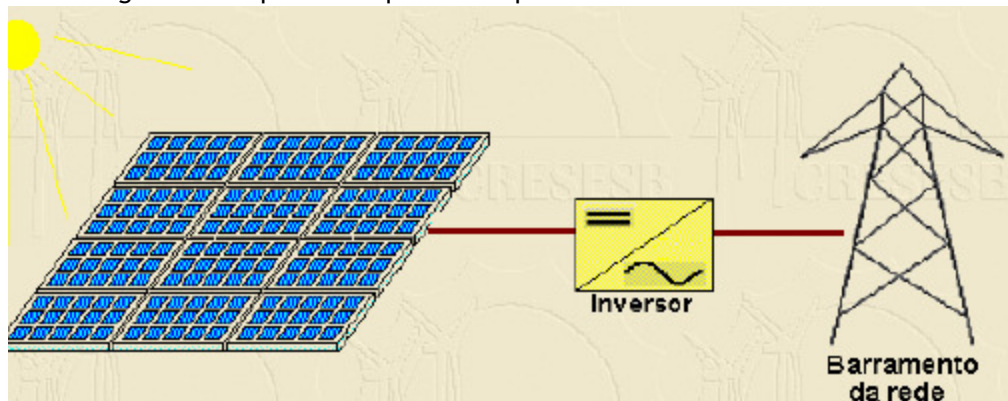


Figura 2.3 - Sistema Ligado à rede

A Figura 2.3 representa a configuração de um sistema fotovoltaico ligado à rede de uma forma simplista em que apenas é representado o painel solar, o inversor e o barramento da rede.

## 2.2 - Sistemas de Conversão

Uma outra classificação que é feita nos sistemas fotovoltaicos é de acordo com a disposição do arranjo dos painéis e os blocos de conversão que fazem parte do sistema de geração de energia eléctrica. Esta distribuição será apresentada nos seguintes pontos.

O painel fornecerá uma corrente DC e uma tensão e como estes sinais não podem ser directamente injectados na rede eléctrica de energia, é preciso ter associado ao mesmo um sistema de conversão, que a partir das variáveis eléctricas do painel, vai gerar um sinal de tensão e corrente com as características exigidas em Portugal (ondas sinusoidais a 50 Hz) [9].

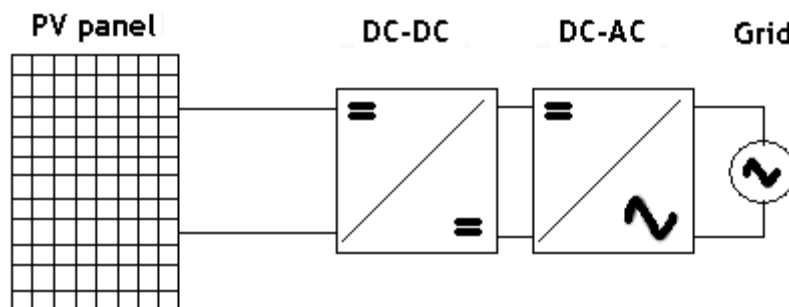


Figura 2.4 - Sistema de Conversão com DC/DC

O bloco DC/DC serve para controlar o painel fotovoltaico de modo a que este trabalhe no seu ponto de máxima potência e também para aumentar o nível de tensão fornecido pelo mesmo, que posteriormente será modulada pelo conversor DC/AC. Este andar tem como função gerar uma onda de tensão sinusoidal a 50 Hz de modo a que seja possível transferir a potência vinda dos painéis para a rede eléctrica [9, 10].

O sistema anterior é composto por dois andares mas nos últimos anos têm-se desenvolvido sistemas apenas com um andar de conversão, também denominados de “Single Stage”.

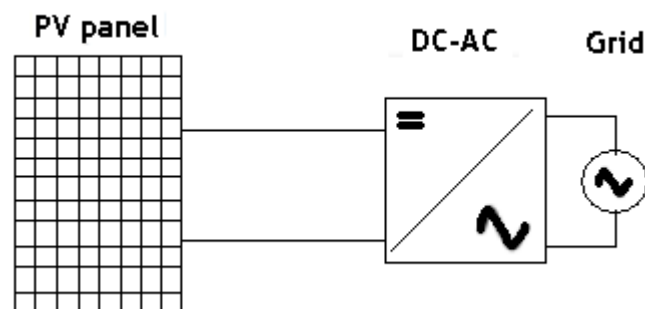


Figura 2.5 - Sistema de Conversão sem DC/DC

Este tipo de sistemas tem a vantagem de ter menos componentes o que vai originar uma redução de custos e também um aumento de rendimento do próprio sistema de conversão de energia [4]. A Figura 2.5 representa o sistema “Single Stage”.

### 2.2.1 - Centralizado

Este esquema, também conhecido por esquema centralizado, tem a característica de possuir apenas um único conversor que pode ser do tipo da Figura 2.4 ou da Figura 2.5. Como consequência este sistema de conversão tem um baixo custo e uma eficiência elevada, apesar de a sua fiabilidade não ser elevada por só usar um conversor [6, 15]. Só existe um sistema de procura do ponto de potência máxima (MPPT), reduzindo deste modo a eficiência energética global do sistema [6, 15].

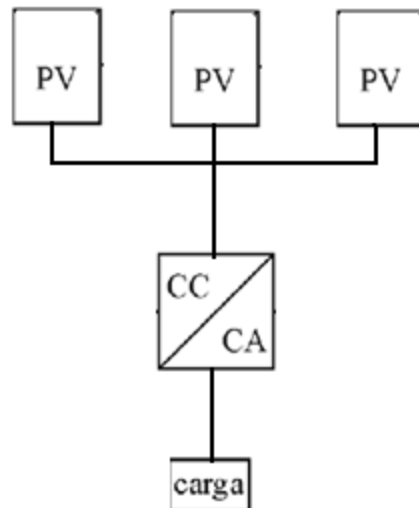


Figura 2.6 - Esquema Centralizado

### 2.2.2 - String

Este esquema é um aperfeiçoamento do anterior e também pode ser denominado por *Module Integrated*. Cada conversor é ligado a um conjunto de painéis em série, o que vai aumentar o número de conversores e por sua vez aumenta também o custo inicial do investimento. A vantagem desta topologia em relação à antecedente é que possibilita a utilização de um sistema MPPT para cada conjunto de painéis e por outro lado é um sistema com maior redundância pois apenas o conjunto que falhar não irá produzir energia [15].

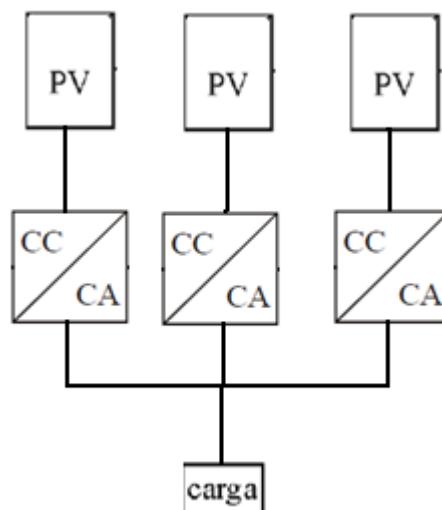


Figura 2.7 - Esquema String

### 2.2.3- Multi-String

Este esquema é referido por alguns autores como o esquema a implementar em futuros sistemas fotovoltaicos [11]. Esta nova maneira de interligar os componentes possui mais um andar de conversão, ou seja, primeiro um bloco DC/DC por cada conjunto de

painéis, cujo objectivo é o controlo MPPT, seguido de um andar DC/AC, que irá fazer a ligação à rede. Em termos de optimização este esquema é melhor que o anterior pois permite tirar mais rendimento de cada conjunto de painéis e economicamente também o torna mais atractivo pois apenas é usado um bloco DC/AC [6, 11, 15].

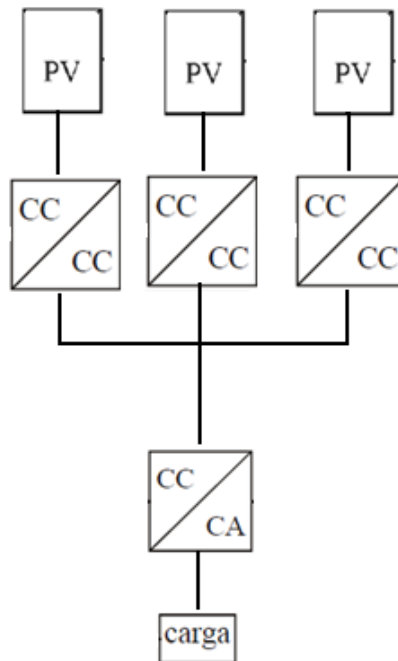


Figura 2.8 - Esquema Mutl-String

### 2.2.4 - Modular

Este esquema, também denominado por *Team Concept* tem como principal característica a implementação de um conversor por cada painel fotovoltaico. Apesar de este esquema permitir uma optimização de cada painel é menos eficiente do que o *string* e também mais dispendioso em termos de manutenção e custo inicial [6, 15]. Desta montagem temos como vantagem o facto de se obter um painel fotovoltaico *plug and play*, o que permite uma rápida ligação à rede sem grandes conhecimentos sobre instalações eléctricas [11].

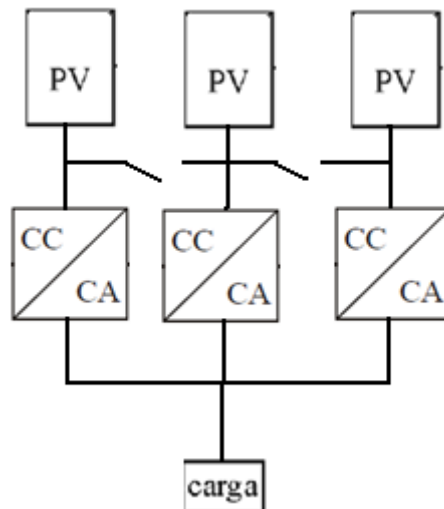


Figura 2.9 - Esquema Modular

### 2.3 - Conversores *Single- Stage*

Esta família de conversores pretende com o mínimo de componentes possível a conversão de um sinal DC fornecido pelo painel fotovoltaico num sinal AC possível de ser entregue à rede elétrica. Dois estágios de conversão podem resultar num aumento de perdas total do sistema. O conversor também tem que ser capaz de extrair a máxima potência associada ao painel (controlo MPPT) e deverá estar de acordo com as normas internacionais que regulamentam a interligação entre sistemas fotovoltaicos e a rede.

Tabela 2.1 - Principais Normas que regulamentam a ligação à rede de sistemas fotovoltaicos.

Característica	IEC61727	IEEE1547	EN61000-3-2
Potência Nominal	10 Kw	30 Kw	3,7 Kw
Harmónicos de Corrente (Ordem - h) Limites	(3-9) 4,0 % (11-15) 2,0 % (17-21) 1,5 % (23 - 33) 0,6 %	(2-10) 4,0 % (11-16) 2,0 % (17-22) 1,5 % (23-34) 0,6 % (>35) 0,3 %	16 A @ 230 V (3) 2,30 A (5) 1,14 A (7) 0,77 A (9) 0,40 A (11) 0,33 A (13) 0,21 A
	Os harmónicos pares deverão ser abaixo de 25% do harmónico ímpar mais próximo		Os harmónicos pares deverão ser abaixo de 30 % do harmónico ímpar mais próximo
THD máximo de corrente	5,00%	5,00%	-
Factor de Potência a 50% da potência nominal	0,9	-	-
Gama da tensão em operação normal	85% - 110% (196 V - 253 V)	88% - 110% (97 V - 121 V)	-
Gama de frequências em operação normal	50 ± 1 Hz	59,3 Hz até 60,5 Hz	-

De acordo com estes requisitos foram desenvolvidos diversos conversores *Single-Stage* que serão apresentados de seguida.

Caceres e Barbi [26] propuseram uma topologia elegante de um conversor *single-stage boost cum*, usando dois *boost* que operam de uma maneira complementar.

Apesar de não ser o modelo ideal para aplicações fotovoltaicas, este circuito é uma boa solução para um *single-stage* ligado à rede através de uma ligação fotovoltaica. Todavia neste esquema todos os interruptores são comutados simultaneamente a altas frequências o que provoca interferências electromagnéticas e causa também mais perdas por comutação.

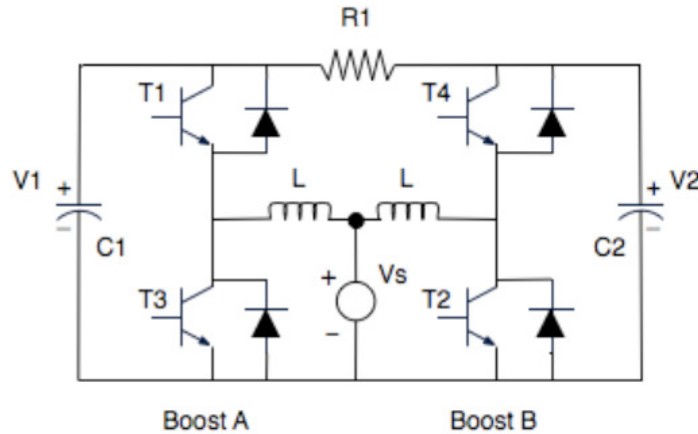


Figura 2.10 - Conversor proposto por [26]

Outra topologia também existente foi proposta por Schekulin[27] e é apresentada na figura 2.11. É uma versão melhorada porque os interruptores permutam em pares o que vai provocar menos perdas de comutação. Isto leva a um funcionamento assimétrico do conversor o que implica a necessidade de implementar um controlador, por vezes complexo, para prevenir a injeção de corrente DC na rede.

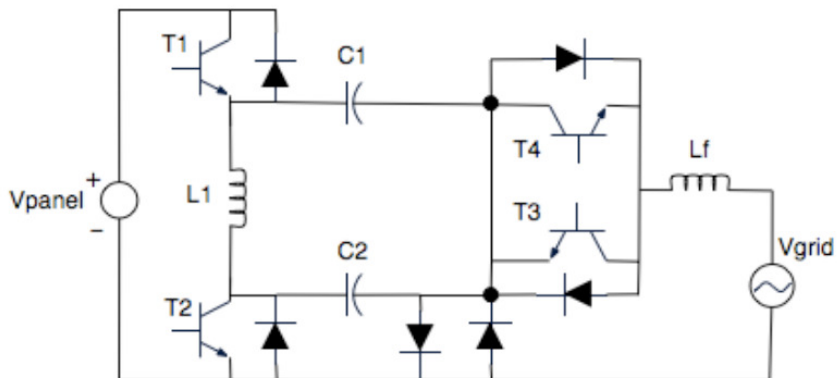


Figura 2.11 - Conversor proposto por [27]

*Kasa et al.*, [28] propôs uma nova topologia que é baseada na configuração do inversor buck-boost de meia ponte, como mostrado na figura 2.12. Este esquema já não tem a desvantagem do anterior que funcionava em assimetria durante as duas metades do ciclo de tensão da rede. Uma vez que um número mínimo de interruptores é operado a alta frequência, as interferências electromagnéticas são reduzidas e a fiabilidade do sistema aumenta. Uma desvantagem desta configuração é o facto de usar um par de fontes fotovoltaicas apesar de só se usar a fonte que está no semi-ciclo positivo e é necessário ter um filtro com elevado valor capacitivo em cada fonte.

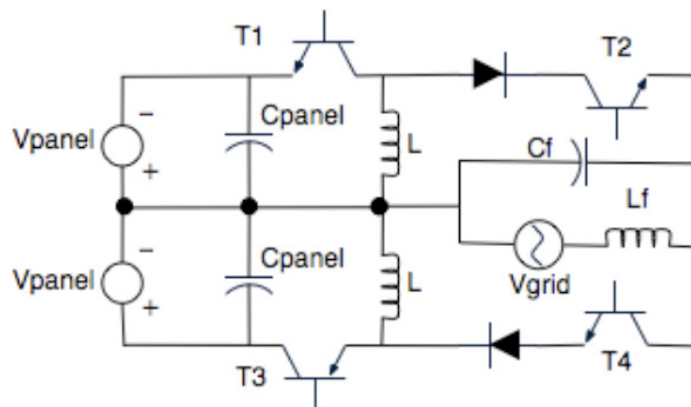


Figura 2.12 - Conversor proposto por [28]

Wang [29] propôs uma configuração single-stage, ponte completa, baseada no princípio *buck-boost*, como vemos na figura 2.13. Esta configuração tem um elevado número de componentes que resulta em maiores perdas de condução.

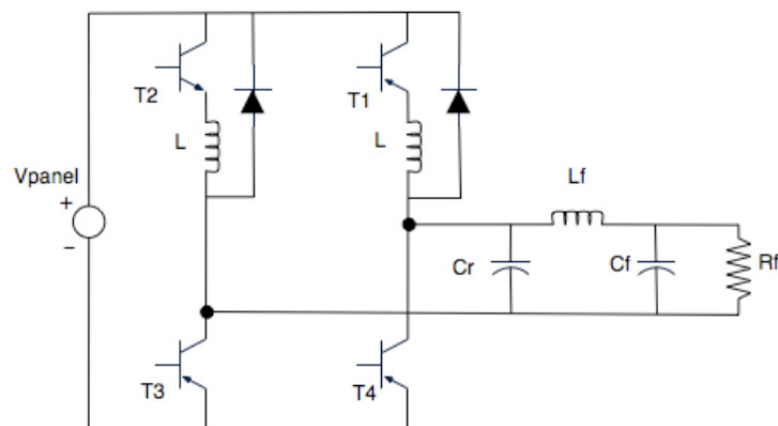


Figura 2.13 - Conversor proposto por [29]

Wang [30] ainda propôs outra configuração single-stage baseado no princípio de *buck-boost* como mostrado na figura 2.14. Apesar de não ter sido desenvolvida para sistemas de conversão de energia fotovoltaica esta topologia é muitas vezes considerada como tal. Esta configuração tem cinco interruptores e três deles operam em alta frequência.

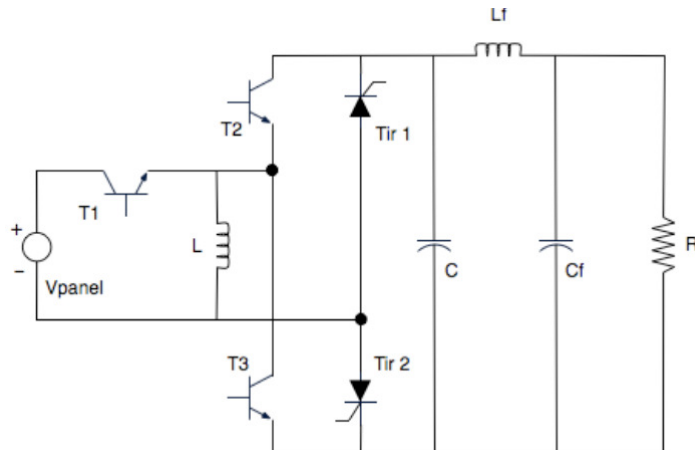


Figura 2.14 - Conversor proposto por [30]

Jain e Agarwal [31] propuseram uma topologia *single-stage* também baseada no princípio do conversor *buck-boost* como se pode observar na figura 2.15. Esta topologia providencia uma otimização da operação dos interruptores logo tem a vantagem de ter baixas perdas de condução e de comutação.

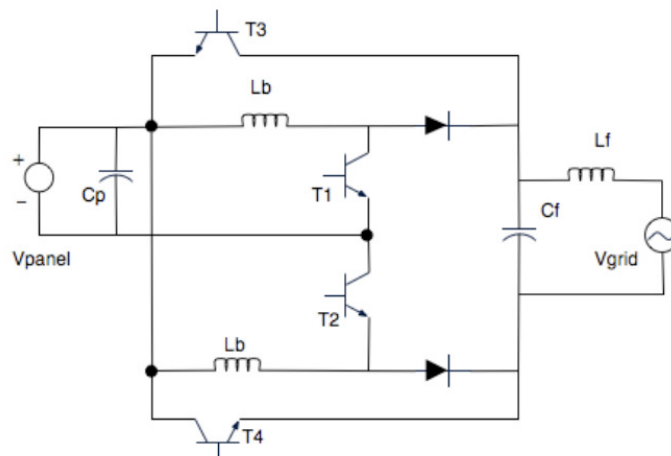


Figura 2.15 - Conversor proposto por [31]

## 2.4 - Conversores DC/DC

O alicerce nos sistemas de conversão de energia *single-stage* para painéis fotovoltaicos é o uso de conversores DC/DC em que se controla a corrente.

Nesta secção serão apresentados os principais conversores DC/DC e pelo estudo de [16] conclui-se que estes conversores podem ser divididos em dois grupos: os conversores não isolados, tais como o conversor *step-down* ou *buck*, *step-up* ou *boost* e *step-up/down* ou *buck-boost*; e os conversores isolados, tais como o conversor *flyback*, *forward*, *push-pull*, meia ponte e ponte completa.

Visto que o conversor que se vai estudar ter conversores do primeiro grupo, apenas este será apresentado detalhadamente.

## 2.4.1 - DC/DC Não - Isolados

Este tipo de conversores DC/DC não apresenta qualquer tipo de isolamento entre a entrada e a saída do circuito de conversão. São compostos principalmente por elementos passivos, bobinas e condensadores, e por transístores (MOSFET, IGBT), permitindo a sua configuração alterar o nível de tensão DC à sua saída. Para isso o transístor é actuado por meio de um sinal PWM, sendo o duty cycle (razão entre o tempo ON e o período do sinal PWM) desse sinal a característica principal que irá controlar o sinal de saída DC.

### 2.4.1.1 - Step - Down ou Buck

Este conversor DC/DC gera à saída um sinal de tensão DC de valor igual ou inferior ao de entrada e o seu esquema eléctrico pode ser visto na Figura 2.16.

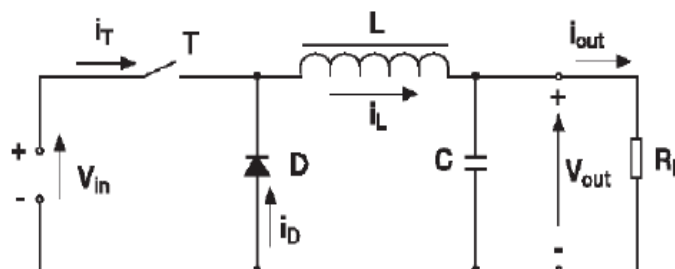


Figura 2.16 - Step Down ou Buck [16]

De acordo com o esquema eléctrico apresentado verifica-se que a essência do funcionamento de conversor está no armazenamento e descarga de energia da bobine L, característica esta que é controlada pelo *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao transístor.

Em regime estacionário o valor médio de tensão da bobine L é nulo durante um período do sinal PWM e a partir daí conclui-se que a função de transferência correspondente a este conversor é [10]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D, \quad (2.1)$$

Sendo D um valor entre 0 e 1 conclui-se que  $V_{OUT} \leq V_{IN}$ , comprovando deste modo que o objectivo deste conversor é de diminuir a tensão DC de entrada.

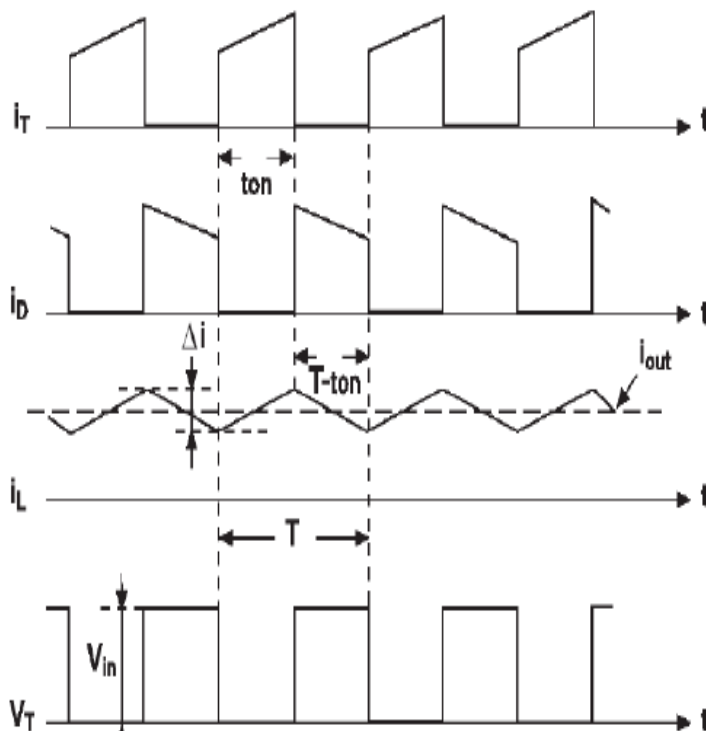


Figura 2.17 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC *step-down* ou *Buck* [16].

### 2.4.1.2 - *Step - Up* ou *Boost*

Este conversor gera à saída um sinal de tensão DC de valor igual ou superior ao de entrada e o seu esquema eléctrico está representado na Figura 2.19.

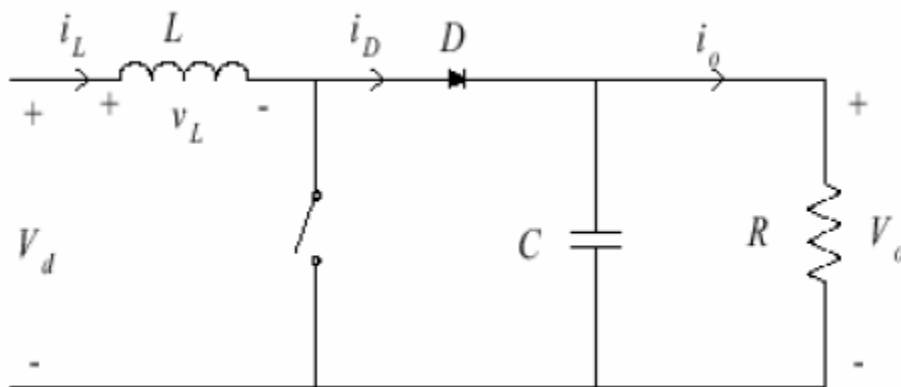


Figura 2.18 - *Step-up* ou *Boost* [16]

Em analogia com o conversor anterior, a base de funcionamento do *step-up* também está no armazenamento e descarga da energia na bobine  $L$ .

Sabendo que, em regime estacionário, o valor médio da tensão da bobina  $L$ , durante um período da onda PWM, é nulo, conclui-se que a função de transferência associada ao conversor DC/DC é [10]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \tag{2.2}$$

Sendo  $D$  uma variável entre 0 e 1 verifica-se que  $V_{OUT} \geq V_{IN}$ , confirmando assim que o objectivo deste conversor é o de aumentar a tensão DC presente na entrada.

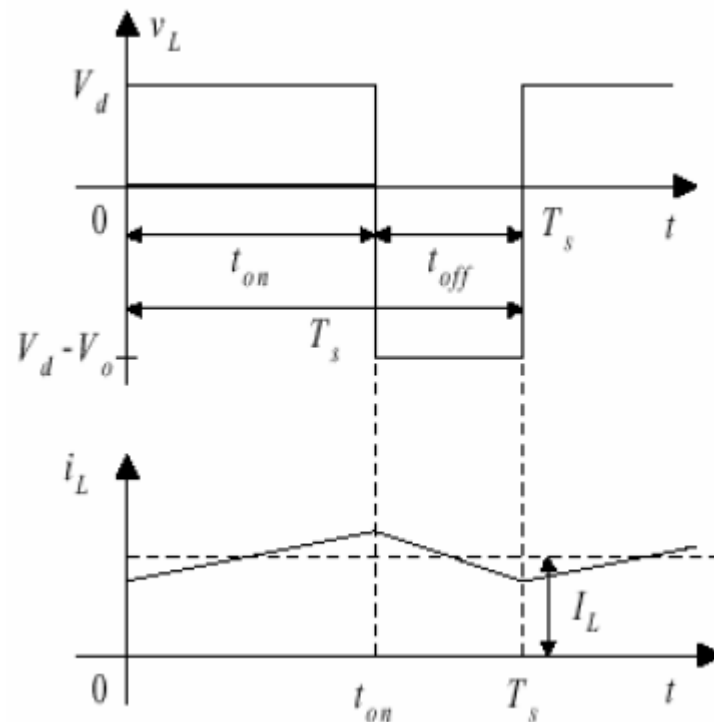


Figura 2.19 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC *step-up* ou *Boost* [16].

### 2.4.1.3 - *Step - Up/Down* ou *Buck - Boost*

Este conversor DC/DC gera à saída um sinal de tensão DC de valor superior ou inferior ao de entrada e o seu esquema eléctrico pode ser visto na Figura 2.20.

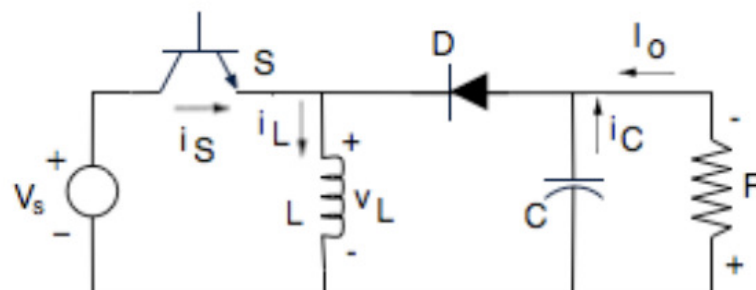


Figura 2.20 - *Step-Up/Down* ou *Buck-Boost* [16]

Nesta junção dos dois conversores anteriores a base de funcionamento também está no controlo da energia da bobine  $L$  que é efectuada a partir do *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao transístor.

Este conversor tem a particularidade de inverter a tensão, como se pode verificar na Figura 2.20. A função de transferência associada a este conversor é a seguinte [10]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \cdot \frac{1}{1-D}, \quad (2.3)$$

Sendo  $D$  uma variável na gama entre 0 e 1 conclui-se que  $V_{OUT} \geq V_{IN}$   $\vee$   $V_{OUT} \leq V_{IN}$ , confirmando-se assim a capacidade deste conversor em gerar à saída um sinal de tensão DC de valor superior ou inferior ao do presente na entrada, embora à custa de inversão do sinal de tensão DC.

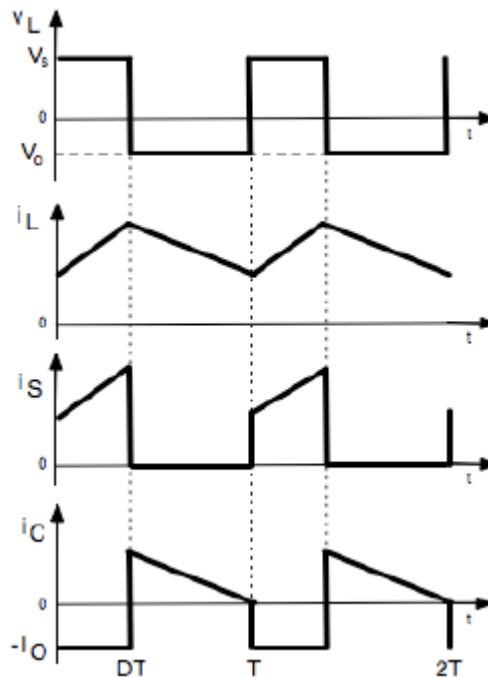


Figura 2.21 - Tensões e Correntes associadas ao conversor DC/DC *step-up/down* ou *Buck-Boost* [16].

## 2.4.2 - DC/DC Isolados

Os conversores DC/DC isolados são o outro grupo em que se dividem os conversores e estes têm a particularidade de apresentarem no seu circuito eléctrico um transformador de alta-frequência, o que lhes permite gerar um isolamento magnético entre a entrada e a saída.

Estes conversores também são controlados através de um sinal PWM com *duty cycle* variável e são divididos em dois grupos, os conversores de núcleo unidireccional e os conversores de núcleo bidireccional [10].

Tal como foi referido anteriormente, este grupo não será apresentado visto que o conversor proposto não terá conversores deste tipo.

## 2.5 - Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes de um sistema de produção de energia, as suas características e o seu funcionamento. Verificou-se que existem várias possibilidades em relação às configurações e topologias a serem utilizadas, onde as características da aplicação irão determinar quais as melhores configurações para o sistema fotovoltaico que deverá ser utilizado. Foram também apresentados alguns *Single-Stages* já desenvolvidos.



## Capítulo 3

# Painel Fotovoltaico

Um painel fotovoltaico é um conjunto de células fotovoltaicas ligadas entre si. O conjunto de painéis ligados entre si forma um módulo fotovoltaico.

Os principais componentes da célula fotovoltaica correspondem às camadas (em sanduíche) de materiais semicondutores (cristais de silício) onde é produzida a corrente eléctrica. Além dos materiais semicondutores, a célula fotovoltaica apresenta dois contactos metálicos, em lados opostos, para fechar o circuito eléctrico. O conjunto encontra-se encapsulado entre um vidro e um fundo, essencialmente para evitar a sua degradação provocada pelos factores atmosféricos - vento, chuva, poeira, vapor, etc.

Neste capítulo será abordado tudo o que envolve o painel fotovoltaico, desde o efeito fotovoltaico até às características que afectam a curva característica de um painel.

### 3.1 - Efeito Fotovoltaico

O efeito Fotovoltaico, ou transformação de energia solar em energia eléctrica, foi descoberto em 1893 pelo físico francês Alexandre-Edmond Becquerel quando este verificou que placas metálicas mergulhadas num electrólito produziam uma pequena diferença de potencial quando exposta à radiação solar [34].

Este efeito abrange três fenómenos físicos ligados entre si e sincronizados:

- Absorção da luz pelo material;
- Transferência de energia dos fotões para as cargas eléctricas;
- Criação de corrente eléctrica.

A figura 3.1 esquematiza todo o processo da geração de electricidade através da energia solar.

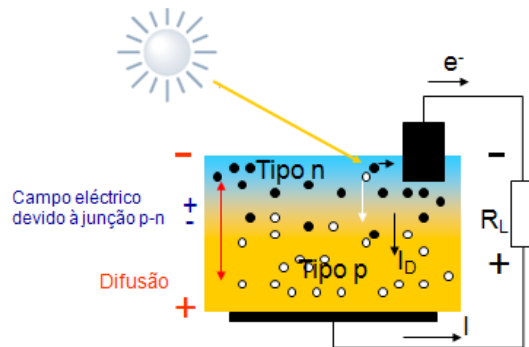


Figura 3.1 - Efeito Fotovoltaico [34]

A luz ao incidir sobre a célula fotovoltaica faz com que os fótons colidam com os electrões da estrutura, fornecendo-lhes energia e transformando-os em condutores. Por sua vez os electrões são obrigados a circular pela carga (corrente eléctrica  $I_L$ ) graças à existência do campo eléctrico provocado pela junção p-n.

O fluxo de electrões manter-se-á enquanto a luz incidir na célula e a intensidade da corrente gerada vai aumentar ou diminuir consoante a intensidade da luz.

### 3.2 - Circuito Equivalente do Gerador Fotovoltaico

A Figura 3.2 representa o circuito equivalente simplificado de uma célula fotovoltaica. A fonte de corrente é representada por  $I_L$ , enquanto  $I_D$  é a corrente que circula através do díodo.

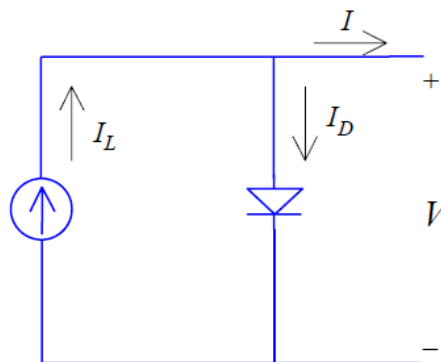


Figura 3.2 - Circuito Equivalente

Do circuito anterior tem-se que:

$$I = I_L - I_D, \quad (3.1)$$

A corrente que flui através de um diodo, em função da tensão, está descrita em (3.2), a qual pode ser encontrada em diversas bibliografias de física do estado sólido, tais como [34].

$$I_D = I_o \left\{ \exp \left[ \frac{eV}{mkT_{cel}} \right] - 1 \right\}, \quad (3.2)$$

onde  $I_o$  é a corrente de saturação reversa do diodo no escuro,  $V$  é a tensão aplicada aos terminais do diodo,  $e$  é a carga do electrão,  $m$  é o factor de idealidade do diodo (entre 1 e 2 para o silício monocristalino),  $k$  é a constante de Boltzmann e  $T_{cel}$  é a temperatura da célula fotovoltaica.

Assim tem-se que a corrente da célula fotovoltaica, em função da tensão, pode ser expressa por:

$$I = I_L - I_o \left\{ \exp \left[ \frac{eV}{mkT_{cel}} \right] - 1 \right\}, \quad (3.3)$$

A partir de (3.3), verifica-se que na condição de curto-circuito ( $V = 0$ ) a corrente do dispositivo é a própria corrente gerada e que, se a célula for colocada em circuito aberto ( $I = 0$ ), ela própria se auto polarizará com uma tensão tal que a corrente de polarização equilibre a fotocorrente. Esta é a chamada tensão de circuito aberto  $V_{oc}$ .

Numa célula real existem ainda outros efeitos que resultam na alteração do circuito equivalente representado na Figura 3.3, onde é incluída uma resistência série  $R_s$ , representando a resistência real da célula, e uma resistência paralela  $R_p$ , associada às correntes de fuga. Este circuito equivalente também é válido para módulos fotovoltaicos.

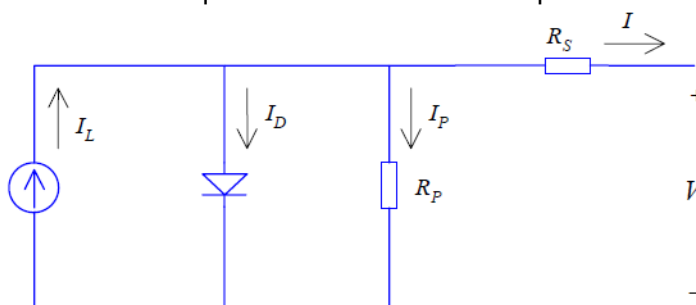


Figura 3.3 - Circuito Equivalente com  $R_s$  e  $R_p$

Deste modo tem-se a seguinte equação:

$$I = I_L - I_D - I_p, \quad (3.4)$$

Onde o termo  $I_p$  representa as correntes de fuga.

Assim a equação anterior, depois de efectuadas as devidas substituições, pode ser reescrita como:

$$I = I_L - I_o \left\{ \exp \left[ \frac{eV}{mkT_{cel}} \right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p}, \quad (3.5)$$

onde  $R_s$  é a resistência em série e  $R_p$  é a resistência em paralelo.

No caso de um módulo fotovoltaico a equação equivalente é a seguinte:

$$I = N_p I_L - N_p I_{sat} \left\{ \exp \left( \frac{V}{N_s K_o} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p K_o} \right) - 1 \right\} - \frac{1}{R_{sh}} \left( \frac{V}{N_s} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p} \right), \quad (3.6)$$

### 3.3 - Curva Característica

A curva característica de um painel fotovoltaico é definida como a representação dos valores da corrente de saída de um conversor fotovoltaico, em função da tensão, para condições pré estabelecidas de temperatura e radiação [33].

A análise da curva I-V é muito importante na caracterização de um gerador fotovoltaico pois é a partir dela que se obtêm os principais parâmetros que determinam a qualidade e desempenho do mesmo.

A Figura 3.4 apresenta as curvas de uma célula fotovoltaica sob diversas condições de iluminação, sendo que a curva (d) mostra a curva I-V sob a forma mais comum.

Uma boa célula de silício cristalino apresenta, partindo do curto-circuito, uma corrente quase constante, decrescendo ligeiramente com o aumento da tensão até chegar a um ponto máximo, a partir do qual assume um comportamento de rápida diminuição.

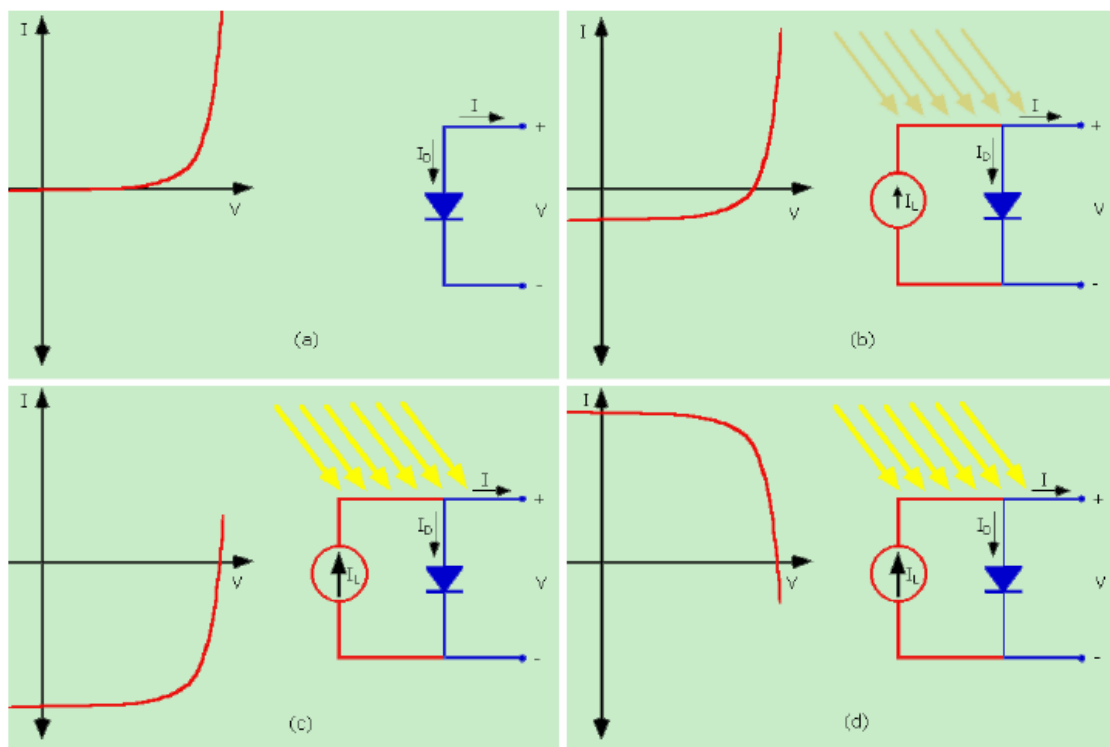


Figura 3.4 - Uma célula fotovoltaica sob diversas condições de iluminação: (a) no escuro a célula tem as mesmas características eléctricas de um diodo. (b) quando a célula é iluminada a sua curva I-V desloca-se para o 4º quadrante. (c) quanto maior for a intensidade da radiação, maior será o deslocamento da curva. (d) a curva é, por convenção rebatida sobre o eixo das tensões, tornando o 1º quadrante o quadrante de geração [32]

A Figura 3.5 apresenta a curva característica de uma célula fotovoltaica, onde se destacam três aspectos:

- Corrente de curto-circuito  $I_{SC}$ : corrente que circula por uma célula iluminada quando a tensão em seus terminais é nula.
- Tensão de circuito aberto  $V_{OC}$ : tensão entre os terminais uma célula iluminada quando a corrente que circula por ela é nula.
- Ponto de máxima potência PM: ponto da curva I-V para o qual o produto tensão x corrente é máximo.

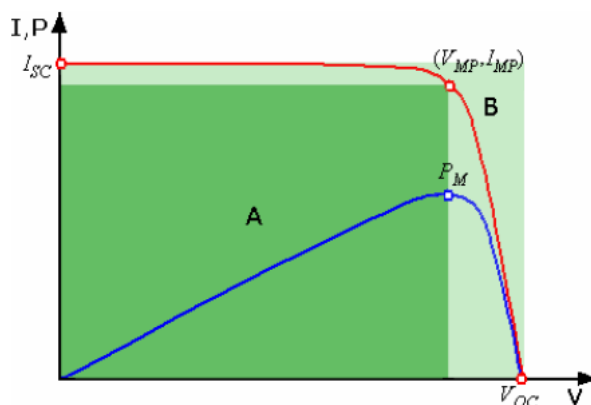


Figura 3.5 - Curva Característica de um painel fotovoltaico [32]

A tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  e a corrente de curto-circuito  $I_{SC}$  são, respectivamente, as máximas tensão e corrente possíveis de serem obtidas de uma célula fotovoltaica mas em ambos os pontos a potência de saída é nula.

### 3.4 - Efeito das Resistências Série e Paralelo

Tal como foi referido na secção 3.1 o circuito equivalente da célula fotovoltaica inclui elementos resistivos em série e em paralelo. Os efeitos de ambas as resistências reflectem-se na redução da potência de saída.

Considerando a resistência série de uma célula fotovoltaica constituída por três componentes temos que: (a) a resistência do silício, (b) a resistência de contato entre o silício e a metalização da célula e (c) a própria resistência da metalização.

A Figura 3.6 representa o comportamento teórico da curva I\*V de uma célula de  $1\text{cm}^2$  para diversos valores de  $R_s$ , sob irradiância e temperatura constantes.

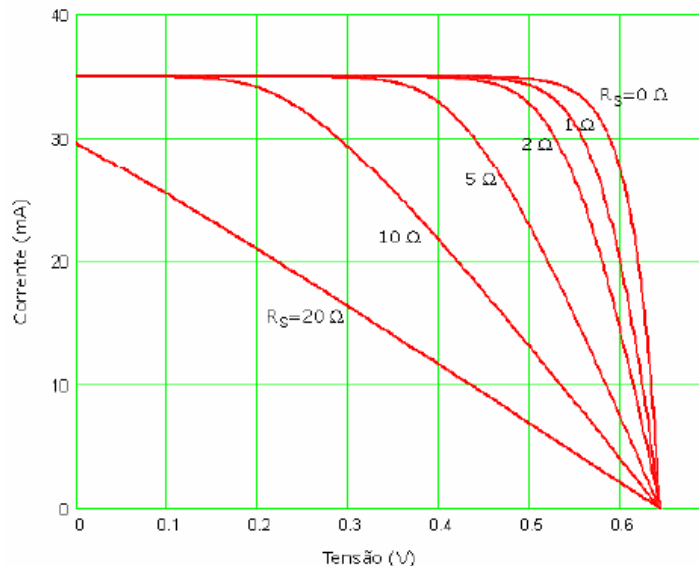


Figura 3.6 - Efeito das Resistências Série na curva característica

A resistência paralela é originada por fugas na superfície da célula por micro defeitos que possam originar curto-circuitos, ou seja, estas fugas provêm tipicamente de problemas associados a processos de fabrico. O ideal seria que a resistência em paralelo tivesse um valor muito elevado, tendendo para infinito. A Figura 3.7 representa o comportamento teórico da curva I\*V de uma célula de  $1\text{cm}^2$  para diversos valores de  $R_p$ , sob irradiância e temperatura constantes.

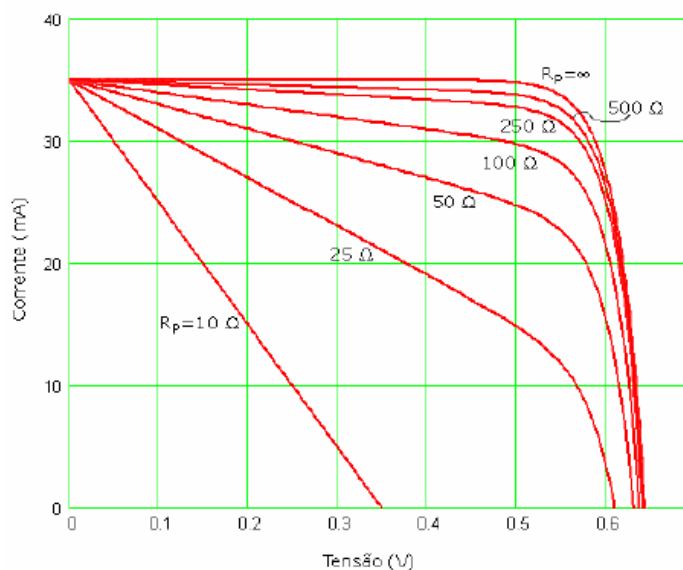


Figura 3.7 - Efeito das Resistências em Paralelo na curva característica

### 3.5 - Efeito da Intensidade da Radiação

A figura 3.8 representa as curvas características de uma célula de  $1\text{cm}^2$  mantida a temperatura constante e sob diferentes condições de iluminação. Observa-se um acréscimo na corrente de curto-circuito proporcional à intensidade da radiação incidente.

Costuma-se chamar de 1 sol a irradiância de  $1000\text{ W/m}^2$ . Existem dispositivos fotovoltaicos de concentração, nos quais a área de absorção é menor do que a área de captação de energia e a luz é concentrada através de lentes ou espelhos, trabalham com vários sóis, ou seja, a níveis superiores a  $1000\text{ W/m}^2$ . Nestes casos a intensidade da radiação também vai aumentar a resistência série e, como foi visto na secção 3.4, será uma desvantagem.

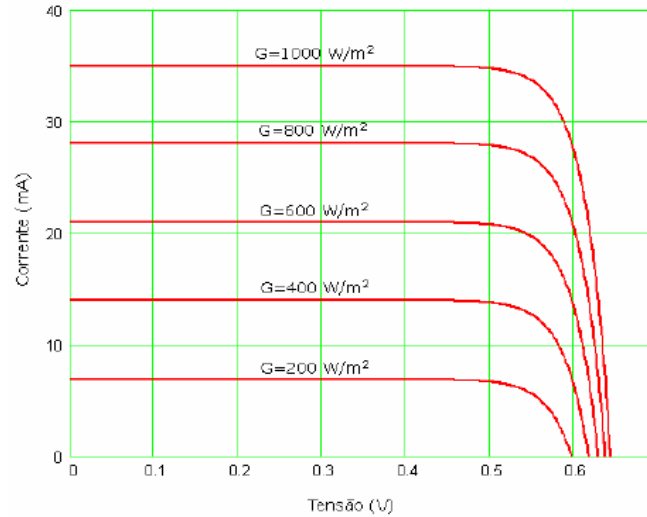


Figura 3.8 - Efeito da Intensidade da Radiação na curva característica

### 3.6 - Efeito da Temperatura

A Figura 3.9 representa as curvas características de uma célula de  $1\text{cm}^2$  quando a intensidade de radiação solar é constante e apenas varia a temperatura da célula.

Quando a temperatura aumenta ocorre uma diminuição de circuito aberto e esta taxa de variação é denominada de  $\beta$ . Esta redução da tensão altera a curva característica e consequentemente o ponto de potência máxima.

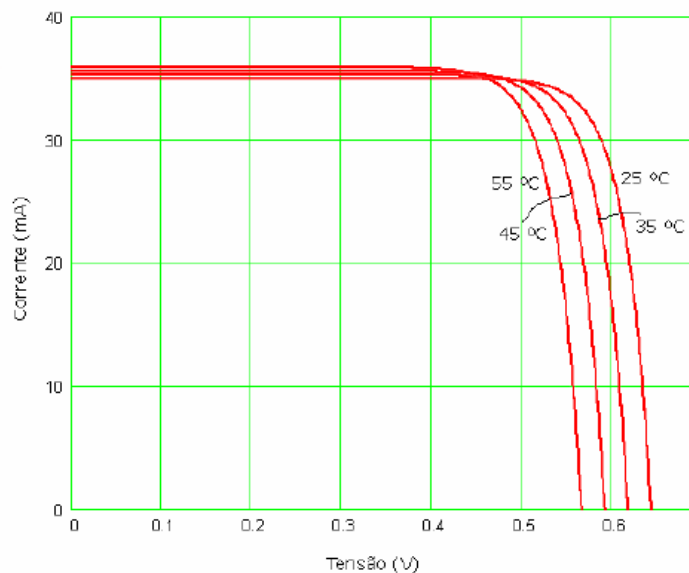


Figura 3.9 - Efeito da Temperatura na curva característica

A corrente de curto-circuito apresenta um ligeiro incremento com o aumento da temperatura, da ordem de  $0,06\%/^{\circ}\text{C}$  mas este acréscimo é insuficiente para compensar a

perda de potência provocada pela diminuição da tensão. A taxa de variação da corrente de circuito aberto com a temperatura é denominada de  $\alpha$ .

### **3.7 - Conclusão**

Neste capítulo foi apresentado o painel fotovoltaico e tudo o que o abrange e uma parte importante foi compreender de que modo as variações atmosféricas, e não só, podem variar a curva característica do painel. Este conhecimento será essencial quando se realizarem os testes para se perceber se o sistema está a responder de forma correcta às variações aplicadas.



## Capítulo 4

### MPPT

A baixa taxa de conversão das células fotovoltaicas e o custo inicial da instalação são os maiores obstáculos desta tecnologia e como tal é essencial extrair a potência máxima geradas pelos mesmos de minimizar estas desvantagens. Para tal é necessário que o sistema esteja a funcionar no seu ponto máximo durante o maior tempo possível mas devido às características dos painéis é variável e fortemente dependente da temperatura e da radiação solar incidente. O controlo utilizado é denominado por controlo MPPT, “*Maximum Power Point Tracking*”, de modo a que seja possível gerar mais energia com o mesmo número de painéis [17].

Existem vários factores que alteram a curva de potência de uma célula fotovoltaica, como a temperatura ou a irradiância e estas alterações foram apresentadas anteriormente no Capítulo 3.

Actualmente existem vários controlos MPPT e seguidamente irá ser apresentado um estudo comparativo dos principais métodos quando aplicados a um sistema de conversão de energia *single-stage* [13].

Os métodos comparados foram os seguintes:

- *Hill Climbing* [18]
- Condutância Incremental [20]
- Tensão Constante [21]
- Oscilação do Sistema [22]

## 4.1 - Hill Climbing

Pela sua simplicidade de aplicação este método é o mais usado em sistemas de conversão de energia [13]. Este método consiste em medir a corrente e a tensão actuais do painel e posteriormente verifica em que zona da curva de potência se encontra, tendo em conta leituras anteriores. Adquirida essa informação o controlo modifica o índice de modulação (somando ou subtraindo uma parcela fixa) de modo a levar o painel para o seu ponto de potência máximo.

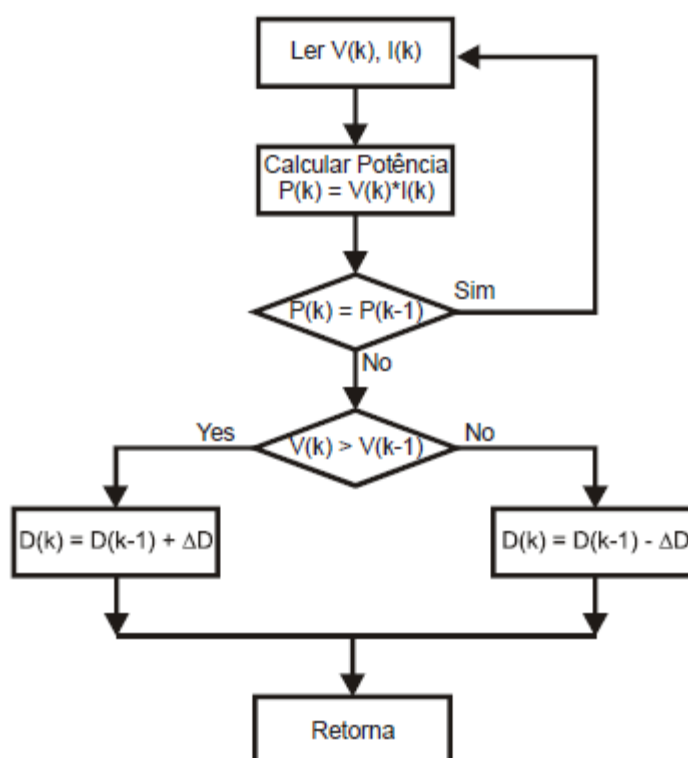


Figura 4.1 - Algoritmo MPPT Hill Climbing

Através da análise da Figura 4.1, o algoritmo apresenta quatro etapas essenciais, sendo que na primeira ele mede e calcula as variáveis eléctricas associadas ao painel fotovoltaico (corrente e tensão) e na segunda verifica se ocorreram variações da potência do painel. Se não existirem alterações o índice de modulação  $M$ , representado no algoritmo por  $D(k)$ , mantém-se e termina a iteração, caso contrário o algoritmo avança para a próxima etapa. Na fase seguinte, e resultante das leituras que foram feitas da potência, o algoritmo verifica, pela diferença de tensão da iteração e da mais recente, em que zona da curva de potência se encontra. Possuindo esta informação, aumenta ou diminui o  $M$  para pender o estado do painel para o seu ponto de potência máximo.

## 4.2 - Condutância Incremental

Diferente da técnica anterior, esta apresenta melhores resultados em regime permanente e também para rápidas mudanças de radiação [25].

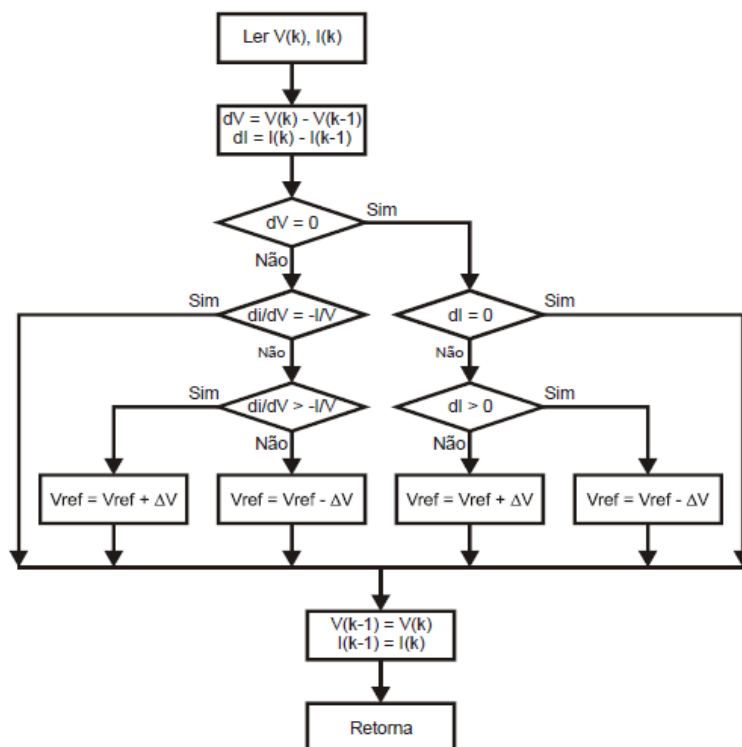


Figura 4.2 - Algoritmo MPPT Condutância Incremental

Numa primeira fase os valores de tensão  $V(k)$  e corrente  $I(k)$  do painel são obtidos para posteriormente se calcular os desvios  $dV$  e  $dI$  subtraindo os valores de tensão e corrente da leitura anterior. A principal comparação efectuada por este algoritmo é através das equações  $dI/dV$  e  $-I/V$ , sendo que no ponto de potência máxima  $dI/dV = -I/V$ . Quando tal igualdade não se verifica a tensão de  $V_{ref}$  é ajustada no sentido de alterar a tensão do painel até à tensão máxima. Caso o sistema já esteja a funcionar no ponto máximo ( $dV=0$ ) as alterações climáticas serão detectadas através de  $dI \neq 0$  e o ajuste de  $V_{ref}$  dependerá do sinal  $dI$ .

## 4.3 - Tensão Constante

Esta técnica é uma das mais simples de implementar e tem como particularidade ser necessário conhecer a variável  $V_{oc}$  do painel fotovoltaico. Para se saber o seu valor podemos fazê-lo através de uma célula do painel em circuito aberto (desperdiçando esta célula na produção de energia) ou através do método indicado por Kobayashi *et al.* [21], que consiste

em colocar um díodo no painel e calcular  $V_{oc}$  a partir dele, tendo este que estar à temperatura do painel e alimentado por uma corrente.

Existe uma relação entre a tensão que proporciona a potência máxima ( $V_{MPPT}$ ) e a tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) ( $V_{MPPT}/V_{oc}$ ) e este valor é aproximadamente 0,78, independentemente das condições de funcionamento do painel.

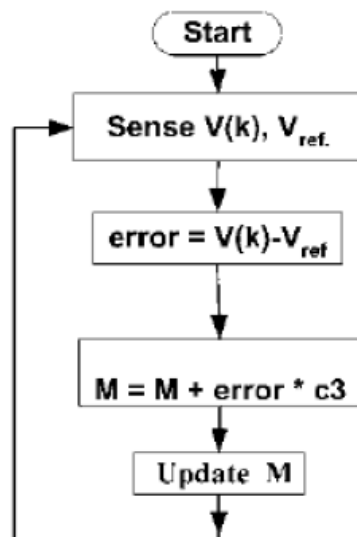


Figura 4.3 - Algoritmo MPPT Tensão Constante

Analisando a Figura 4.3 verifica-se que o algoritmo começa por medir a tensão do painel e calcula a tensão de referência, seguidamente compara estes dois valores e pelo resultado obtido, ou erro, actualiza o índice de modulação para que o erro seja nulo, fazendo assim com que o painel esteja a fornecer a potência máxima.

#### 4.4 - Oscilação do Sistema

Neste método a busca pelo ponto de potência máxima é executada conservando o rácio entre o pico da resistência dinâmica e o dobro da resistência do painel interna do painel ( $\frac{\delta_{ri}}{2 \times r_g}$ ) igual a uma determinada variável  $K_o$  que pode ser determinada através da

seguinte expressão [22]:

$$K_o \frac{\delta_{VPV}}{V_{PV}} \quad (2.1)$$

Ao contrário dos outros métodos, neste apenas é preciso medir a tensão do painel porque com o auxílio de filtros calculam-se os restantes dados necessários para que seja possível executar este método.

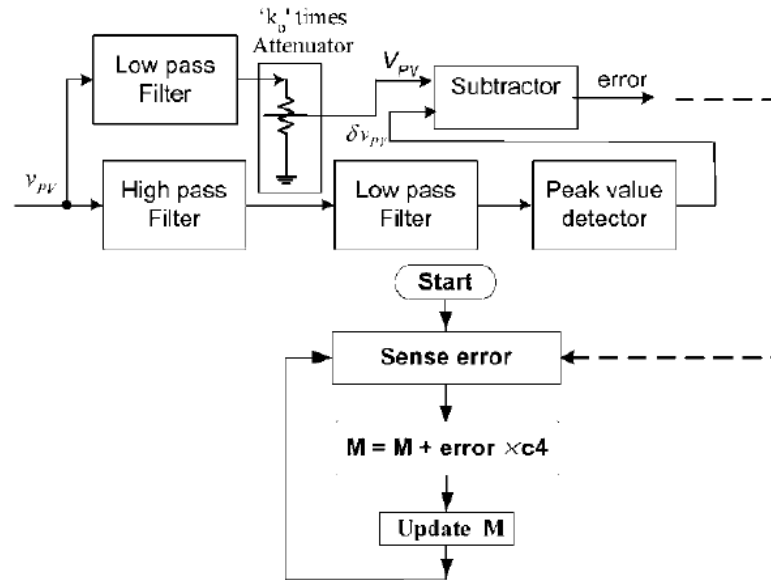
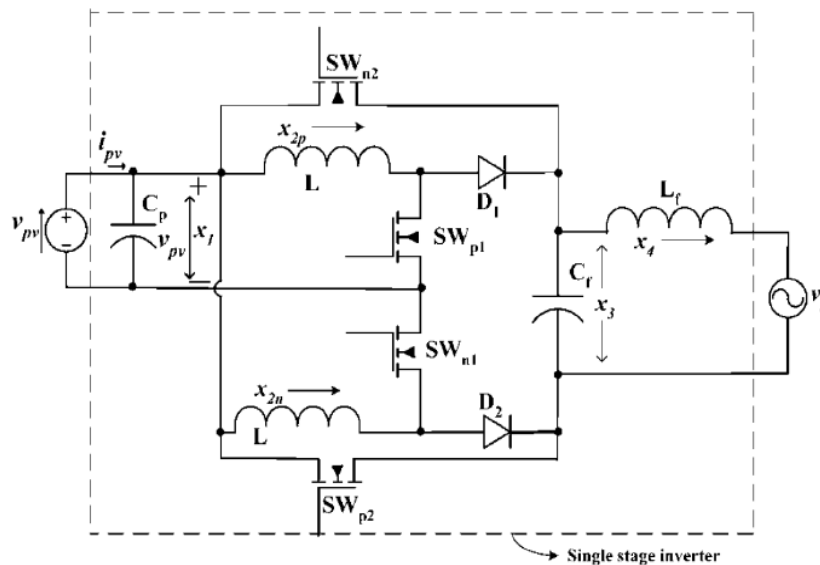


Figura 4.4 - Algoritmo MPPT Oscilação do Sistema

Através da observação da Figura 4.4 constata-se que o algoritmo pode ser dividido em duas fases, a comparação de  $(\delta v_{pv} / 2 \times r_g)$  com  $K_o$  e a mudança do índice de modulação, caso se verifique um erro obtido.

## 4.5 - Comparação dos Métodos

De seguida irá ser apresentada uma comparação do desempenho de cada um dos métodos MPPT referidos anteriormente quando aplicados a sistemas de conversão de energia fotovoltaica *single-stage*. Para que este estudo fosse possível os autores de [13] aplicaram os métodos ao conversor que está representado na Figura 4.5.



Deu-se ênfase aos seguintes aspectos:

- Complexidade da implementação
- Rapidez em seguir o ponto de potência máxima
- Precisão
- Ondulação de potência
- Energia perdida até atingir o ponto de potência máxima

Na tabela 4.1 pode-se observar os resultados alcançados:

**Tabela 4.1 - Comparação dos Métodos MPPT apresentados**

	Complexidade e Implementação	Rapidez	Precisão	Ondulação	Energia perdida
Hill Climbing	Simples	Lento	Preciso	Baixo	Muito elevada
Condutância Incremental	Complexo	Lento	Preciso	Baixo	Muito elevada
Tensão Constante	Simples	Rápido	Pouco Preciso	Alto	Elevada
Oscilação do Sistema	Simples	Muito Rápido	Pouco Preciso	Alto	Baixa

## 4.5 - MPPT Implementado

O método escolhido foi o Hill Climbing porque apesar de demorar mais tempo a atingir o ponto máximo, é um método simples de implementar e preciso nos resultados. O algoritmo desenvolvido está representado na Figura 4.6.

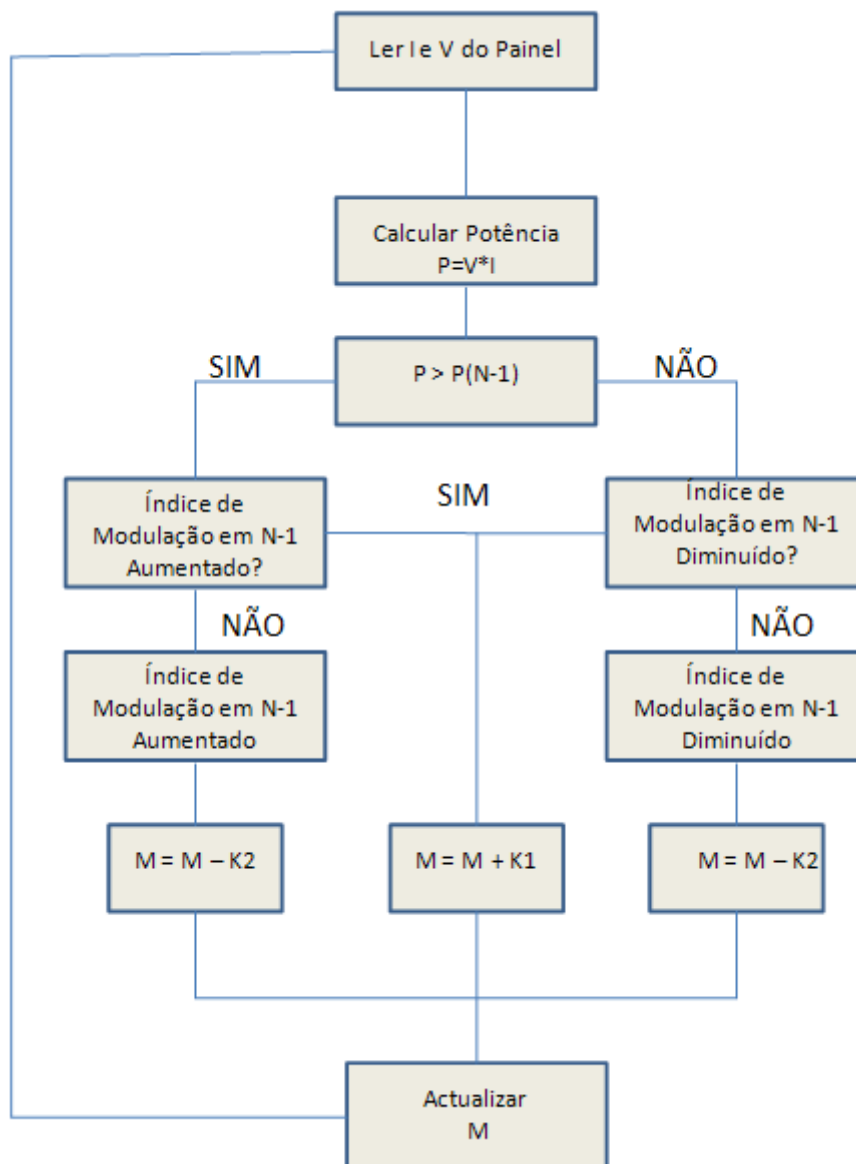


Figura 4.5 - Algoritmo MPPT implementado

Numa primeira fase o algoritmo lê os valores da corrente e tensão fornecidos pelo painel e calcula a potência máxima instantânea, comparando-a de seguida com o valor da potência obtido na iteração anterior, o que vai originar com que o algoritmo saiba em que zona da curva de potência se encontra.

Posteriormente o índice de modulação,  $M$ , é determinado de modo a que o ponto máximo seja alcançado.

Uma das características obrigatórias da corrente gerada pelo painel é ter que estar em fase com a rede eléctrica. Através de simulações feitas ao conversor verificou-se que apenas se conseguia ter a corrente gerada em fase com a tensão da rede quando a tensão do painel fotovoltaico tinha um valor igual ou inferior à tensão que fornece o máximo de potência do painel. Caso contrário o conversor ficaria a funcionar de um modo instável distorcendo a onda de corrente de saída.

De modo a superar este problema, sempre que o algoritmo ultrapassa o ponto de potência máxima, subtrai um valor fixo superior ao passo usado e com esta introdução assegura-se que o ponto máximo nunca é ultrapassado.

As Figura 4.7 e 4.8 representam os esquemas de controlo em PSIM resultantes do algoritmo apresentado.

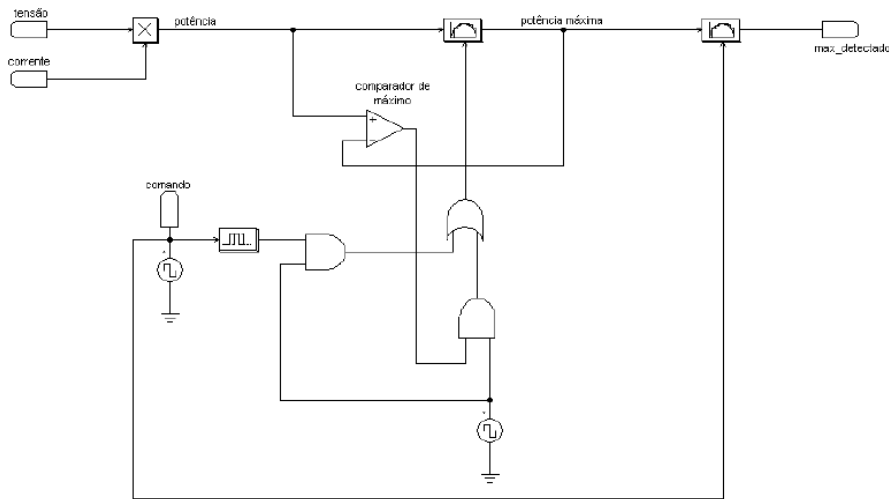


Figura 4.6 - Detector de máximo do algoritmo MPPT

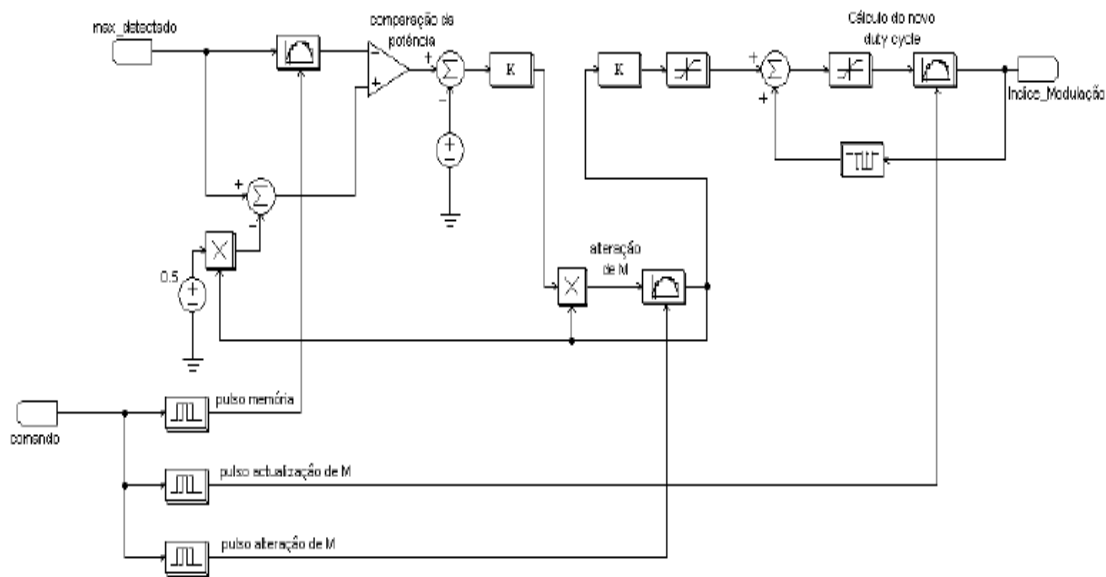


Figura 4.7 - Esquema do algoritmo do MPPT implementado

A figura 4.8 representa o algoritmo MPPT apresentado e o seu funcionamento é o seguinte: primeiramente o esquema adquire o pico de potência detectado, pelo esquema da Figura 4.7, retira-lhe ou adiciona-lhe uma variável fixa e compara-o com o valor da iteração anterior. Seguindo depois o processo descrito em cima do algoritmo.

## 4.6 - Conclusão

Neste capítulo foi abordado o controlo MPPT e o foi apresentado um estudo comparativo de quatro métodos quando aplicados a um sistema de conversão de energia *single-stage*. Esta comparação foi importante para se poder escolher qual o melhor algoritmo a implementar no conversor de modo a obter a potência máxima instantânea fornecido pelo painel.



## Capítulo 5

### Conversor

Este Capítulo 5 irá incidir sobre o conversor DC/DC que é o grande responsável pela transferência de energia entre o painel fotovoltaico e a rede eléctrica. O estudo efectuado centra-se na modelação em espaço de estados e para tal recorreu-se aos simuladores PSIM e Matlab para a validação dos modelos de média e linearização. Posteriormente irá obter-se a função de transferência que relaciona a corrente de saída ( $i_{L2}$ ) com o ciclo activo do conversor.

#### 5.1 - Conversor Single-Stage desenvolvido

O conversor *single - stage* já desenvolvido é capaz de injectar na rede uma onda de corrente sinusoidal em fase com a tensão da rede e ao mesmo tempo cumprindo com os requisitos referidos na Tabela 2.1. Ele será ligado a um painel fotovoltaico e controlado por um algoritmo MPPT de modo a que este consiga colocar o conversor a fornecer a sua potência máxima.

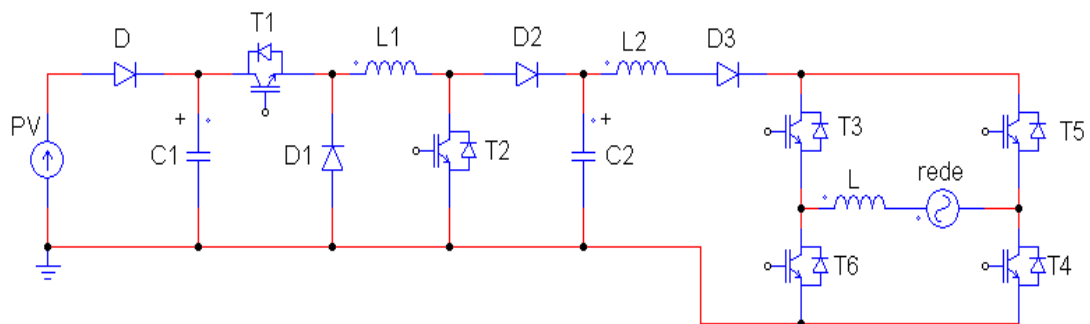


Figura 5.1 - Conversor desenvolvido [44]

A Figura 5.1 apresenta o conversor desenvolvido e pela análise do mesmo constata - se que é constituído por um conversor DC/DC seguido de uma ponte H ligada à rede eléctrica.

Este conversor é capaz de elevar ou baixar a tensão e foi elaborado com base nos conversores *step-up* e *step-down*. Os transístores  $T_1$  e  $T_2$  são comandados simultaneamente por um sinal PWM de alta frequência e com uma observação mais detalhada pode-se ver que estes vão assim controlar a energia que é transferida para a bobine  $L_1$ , que por sua vez controla a corrente da bobine  $L_2$ , gerando nesta uma corrente sinusoidal rectificada.

A ponte H, que é comutada à frequência da rede (50 Hz), é implementada no circuito para que seja possível inverter o sentido da corrente sinusoidal quando esta é negativa.

O diódo  $D_3$ , conjuntamente com o modo de comutação da ponte H, obriga a que a potência à saída do conversor não seja negativa, o que vai fazer com que a onda de corrente a injectar na rede tenha que estar em fase com tensão da mesma.

Na tabela 5.1 serão representados os quatro estados de funcionamento distintos deste conversor.

Tabela 5.1 - Estados do Conversor [43]

Estado	T1	T2	T3/T4	T5/T6	D1	D2	Tensão da Rede
I	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	>0
II	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	>0
III	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	<0
IV	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	<0

Os estados I ou III são caracterizados pelo armazenamento de energia na bobina  $L_1$ . O esquema eléctrico associado está representado na Figura 5.2.

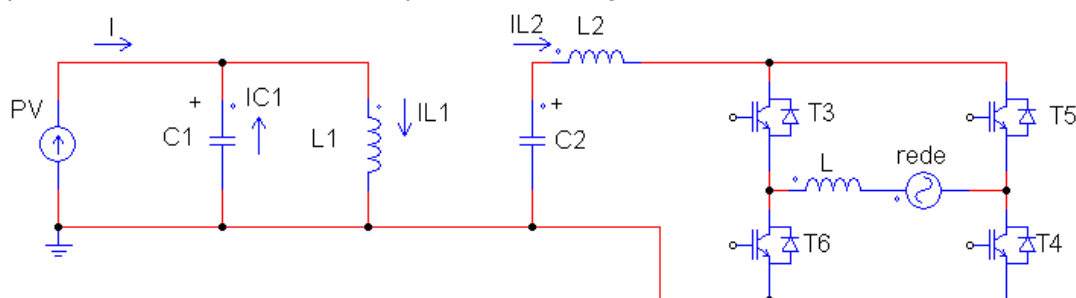


Figura 5.2 - Estados I e III do Conversor

Durante estes estados a corrente da bobina  $L_1$  é dada pela lei dos nós de *Kirchhoff*:

$$I + i_{C1} - i_{L1} = 0 \Leftrightarrow i_{L1} = I + i_{C1}, \quad (5.1)$$

A equação mostra que o painel fotovoltaico e o condensador  $C_1$  fornecem energia que será armazenada pela bobine  $L_1$ . Este tipo de conversor necessita que a bobine  $L_1$  seja carregada com correntes muito superiores à do painel durante o ponto máximo da onda de corrente de saída [14].

Isto leva a que o valor da bobina  $L_1$  seja baixo para que esta consiga atingir o valor da corrente necessária num curto espaço de tempo e por sua vez o condensador  $C_1$  deve ter um valor elevado para ser capaz de armazenar energia suficiente que consiga atender às necessidades da bobine  $L_1$ .

Durante estes estados a corrente injectada na rede é fornecida pela bobina  $L_2$  e pelo condensador  $C_2$ .

Isto vai obrigar a que o valor de  $L_2$  deve ser elevado para que a corrente injectada na rede se mantenha com pouca ondulação e contínua.

O conversor muda para os estados II e IV quando os transístores  $T_1$  e  $T_2$  são desligados e o seu esquema eléctrico é representado na Figura 5.3.

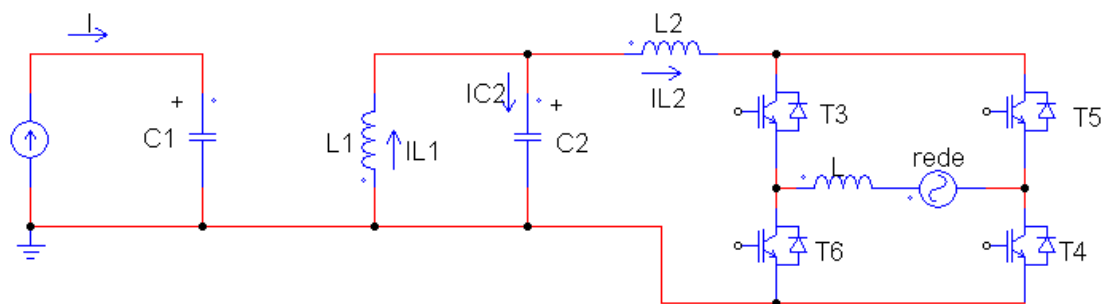


Figura 5.3 - Estados II e IV do Conversor

Esta fase é caracterizada pela transferência de energia da bobine  $L_1$  para a bobina  $L_2$  e o condensador  $C_2$ . E  $C_1$  é carregado com a corrente proveniente do painel para que depois consiga fornecer energia à bobine  $L_1$ .

Analisando a Figura 5.3 constata-se que a bobina  $L_1$  é o elemento que carrega a bobina  $L_2$  e o condensador  $C_2$  e pela lei dos nós de *Kirchhoff* temos:

$$i_{L1} - i_{L2} - i_{C2} = 0 \Leftrightarrow i_{L2} + i_{C2} = i_{L1}, \quad (5.2)$$

## 5.2 - Modelação em espaço de estados

Na bibliografia apresentada são enumeradas várias técnicas de modelação de conversores onde o resultado final é igual em quase todos eles, apesar de os autores preferirem representar de formas específicas as funções de saída [23,24]. Passos como a média e a linearização são essências na modelação de conversores PWM.

A descrição por espaço de estados da dinâmica de um sistema é uma componente essencial nas teorias de controlo moderno e nesta secção será abordada a modelação em espaço de estados.

Neste modelo centramo-nos nas variáveis de estado que são fundamentais para se descrever a evolução dinâmica do sistema e posteriormente serão usadas para calcular o modelo de média e para se obter as equações do sistema.

### 5.2.1 - Variáveis de estado, entradas e saídas

As variáveis de estado de um sistema dinâmico são o conjunto de variáveis que determinam o estado do sistema dinâmico. Se existem pelo menos  $n$  variáveis  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$  necessárias para descrever completamente o comportamento de um sistema dinâmico, tal que uma vez dada a entrada para  $t \geq 0$  e o estado inicial em  $t=0$  é especificado, o estado futuro do sistema este completamente determinado, então as tais variáveis,  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$  são um conjunto de variáveis de estado.

Em sistemas eléctricos a escolha natural para as variáveis de estado são as correntes ou fluxos de fugas em bobines.

As entradas e saídas do sistema também são imprescindíveis para se poder fazer uma exacta descrição da dinâmica do sistema. Referente às entradas pode-se dizer que são sinais externos que controlam o sistema, assim como formas de onda de tensão e corrente originárias de fontes de alimentação. Existe a possibilidade de controlar estas variáveis mas por vezes são originadas através de perturbações que não se tem controlo mas em ambos os casos as leis que descrevem o seu funcionamento aparecem no modelo em espaço de estados. As saídas são descritas como funções do estado do sistema e das suas entradas, sendo valores mensuráveis ou apenas grandezas cujo valor é de relevante para análise.

### 5.2.2 - Equações de estado

A descrição em espaço de estados é uma forma canónica de apresentar as equações diferenciais que correspondem e descrevem um sistema.

Supondo um sistema com  $n$  variáveis de estado  $x_i$ ,  $i=1$  até  $n$ , e com  $m$  entradas  $u_j$ ,  $j=1$  até  $m$ , uma descrição em espaço de estados assume a forma do sistema de equações descrito de seguida:

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_m(t), t), \\
 \frac{dx_2}{dt} &= \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_m(t), t), \\
 &\vdots \\
 \frac{dx_n}{dt} &= \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_m(t), t)
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

As expressões apresentadas descrevem as variações instantâneas de cada uma das variáveis de estado em função dos argumentos indicados, por outras palavras, os valores instantâneos de todas as variáveis de estado, das entradas e do tempo. Ligado a estas equações aparecem as equações que descrevem as saídas. Considerando agora uma variável de saída  $y_l(t)$  com  $l=1$  até  $p$ , a função que descreve o seu funcionamento será do tipo:

$$y_l(t) = g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t), \tag{5.4}$$

Analisando a equação anterior verifica-se que as saídas são determinadas em qualquer instante de tempo pelas variáveis de estado e pelas entradas mas se uma saída não tiver esta forma é possível transformá-la definindo para isso variáveis de estado auxiliares. O modelo descrito pelas equações anteriores está representado na Figura 5.4 através de um esquema.

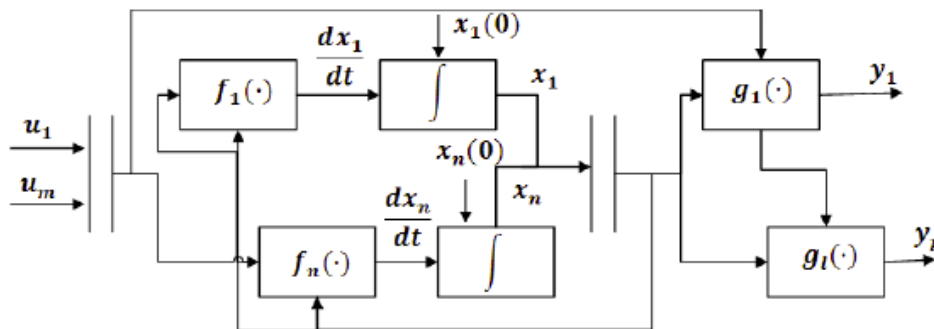


Figura 5.4 - Diagrama de blocos de uma modelização em espaço de estados.

### 5.2.3 - Obtenção da Função de Transferência do Sistema

Seguidamente irá analisar-se como se obtém a função de transferência que relaciona a tensão de saída com o ciclo activo de um conversor. De acordo com uma modelação em

espaço de estados esta função só poderá ser obtida depois de as equações do sistema estejam linearizadas, visto que a expressão relaciona pequenas perturbações na tensão de saída com perturbações no valor do *duty-cycle* em torno de um ponto de funcionamento.

Para obtenção da função de transferência é necessário executar os seguintes passos:

### 1. Descrição das variáveis de estado para cada um dos estados do sistema.

Nos conversores é possível considerar-se três estados de funcionamento. Dois deles relacionados com o estado *on* e *off* dos transístores e o terceiro referente à condução descontínua, que não será considerado.

Assumindo  $q(t)$  como a função de controlo dos transístores, tem-se que:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot v_d \quad \text{para } q(t)=1, \quad (5.5)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_d \quad \text{para } q(t)=0, \quad (5.6)$$

onde o vector  $x$  é formado pelas variáveis de estado,  $A_1$  e  $A_2$  são matrizes de estado e  $B_1$  e  $B_2$  vectores de estado. A variável  $v_d$  representa a tensão de entrada.

A saída  $v_o$  será descrita com recurso às matrizes transportas  $C_1$  e  $C_2$  da seguinte forma:

$$v_o = C_1 \cdot x + E_1 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 1, \quad (5.7)$$

$$v_o = C_2 \cdot x + E_2 \cdot v_d \quad \text{para } q(t) = 0, \quad (5.8)$$

### 2. Produzir um modelo de média usando o ciclo activo $d$ .

A partir dos dois estados descritos e das equações apresentadas é então possível realizar a sua média, obtendo-se dessa forma as seguintes relações:

$$\dot{\bar{x}} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{v}_d, \quad (5.9)$$

$$\bar{v}_o = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{x} + [E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1-d)] \cdot \bar{v}_d, \quad (5.10)$$

onde  $d = \bar{q}$

### 3. Introduzir pequenas perturbações AC e separar em parte AC e DC.

As perturbações, representadas por  $\tilde{\phantom{x}}$ , são introduzidas nas quantidades DC em regime permanente (representadas por letras maiúsculas).

Deste modo, as variáveis de estado, entradas e saídas passam a ser representadas pela soma entre o termo DC e o termo AC, como descrito nas equações (5.11) a (5.13).

$$x = X + \tilde{x}, \quad (5.11)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o, \quad (5.12)$$

$$d = D + \tilde{d}, \quad (5.13)$$

A tensão de entrada também é afectada por perturbações mas como o objectivo é obter uma função que relacione a tensão de saída com o ciclo activo, estas perturbações não serão consideradas de modo a simplificar o processo.

Posto isto, considera-se a tensão de entrada constante como representado na equação (5.14).

$$v_d = V_d \quad (5.14)$$

Empregando as relações das expressões (5.11) a (5.13) e sabendo que a derivada de  $X$  é zero, obtém-se as equações que se seguem. (Os termos de segunda ordem foram desprezados, uma vez que não serão considerados na linearização).

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BV_d + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.15)$$

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D), \quad (5.16)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D), \quad (5.17)$$

Com a equação (5.14) e igualando as perturbações e as suas derivadas a zero obtém-se a expressão que descreve o regime permanente do sistema.

$$AX + BV_d = 0, \quad (5.18)$$

Utilizando este resultado em (5.14) define-se então a equação linear do sistema da seguinte forma:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.19)$$

Utilizando agora as equações (5.11) a (5.13) em (5.10) obtém-se a expressão para a variável de saída, descrita pela equação (5.31).

$$V_o + \tilde{v}_o = CX + EV_d + C\tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.20)$$

em que a matriz C é definida da mesma forma que A e B:

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D), \quad (5.21)$$

$$E = E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D), \quad (5.22)$$

A equação relativa ao regime permanente é:

$$V_o = CX + EV_d, \quad (5.23)$$

E portanto,

$$\tilde{v}_o = C\tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.24)$$

Neste ponto é possível definir a equação de transferência relativa ao regime permanente, que será dada pela equação (5.25).

$$\frac{v_o}{v_d} = -CA^{-1}B + E, \quad (5.24)$$

#### 4. Passagem das equações lineares para o domínio s.

Utilizando a transformada de Laplace na equação (5.19) chega-se à seguinte igualdade:

$$s \cdot \tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.26)$$

Após alguma manipulação de (5.26) é então possível obter a expressão para a perturbação de  $x$  no domínio  $s$ , sendo a mesma descrita pela equação seguinte:

$$\tilde{x}(s) = [SI - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}, \quad (5.27)$$

Na equação anterior  $I$  representa a matriz identidade. Utilizando esta relação na equação de saída (5.24) e expressando o vector de estado em função do ciclo activo é então possível obter a função de transferência do sistema  $T_p(s)$ .

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [SI - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot V_d], \quad (5.28)$$

### 5.3 - Modelação do conversor em espaço de estados

De acordo com as especificidades deste conversor já abordadas na secção 5.1, a Figura 5.5 representa o circuito a partir do qual se vai trabalhar, considerando  $V_{in}$  a entrada do conversor e  $V_c2$  a saída. Apesar de ser a corrente em  $i_{L2}$  o objecto final de controlo, neste processo foi considerado que seria  $V_c2$  a saída do conversor e colocou-se uma resistência de modo a que os valores obtidos tendessem para um valor fixo. Esta implementação foi muito útil quando se comparou os gráficos obtidos das simulações em PSIM e Matlab. Posteriormente na secção 5.5 será apresentada a função de transferência característica deste conversor.

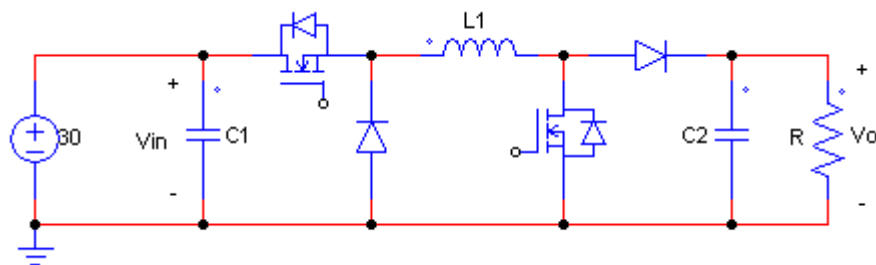


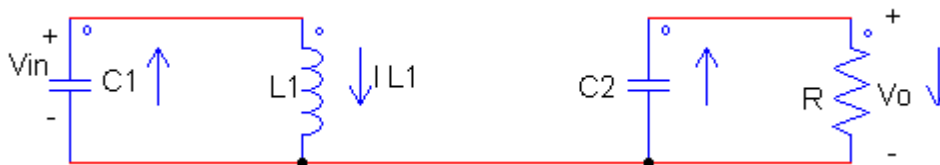
Figura 5.5 - Circuito do conversor

Analisando o esquema conclui-se que as variáveis de estado são as seguintes:

Tabela 5.2 - Variáveis para o modelo em espaço de estados

Variáveis de estado		Variáveis de saída		Variáveis de entrada	
Corrente na Bobine $L_1$	$\frac{di_L}{dt}$	Tensão de saída	$V_o(t)$	Tensão de entrada	$V_{in}(t)$
Tensão no condensador $C_2$	$\frac{dv_C}{dt}$			Duty-Cycle	$q(t)$

Quando  $q(t)=1$  o esquema eléctrico é o seguinte:

Figura 5.6 - Circuito do conversor quando  $q(t) = 1$ 

Analisando o esquema da Figura 5.6 e de acordo com a Tabela 5.2 conclui-se que:

$$i_{C2} = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}(t)}{R \cdot C_2}, \quad (5.29)$$

$$v_{C1} - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_{in} \quad (5.30)$$

$$v_{C2}(t) = v_o(t) \quad (5.31)$$

As equações (5.29) a (5.31) permitem obter o modelo de estado quando  $q(t)=1$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C2} \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1} \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot v_{in} \quad (5.32)$$

$$[v_o] = \underbrace{[1 \quad 0]}_{C_1} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{[0]}_{E_1} \cdot v_{in} \quad (5.33)$$

A mesma análise é feita para o outro estado de funcionamento, quando  $q(t)=0$  e o esquema eléctrico correspondem-te é:

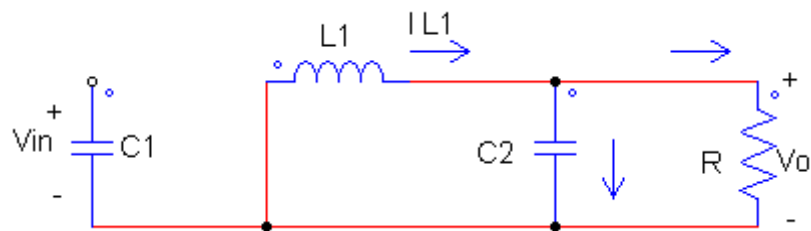


Figura 5.7 - Circuito do conversor quando  $q(t) = 0$

As equações seguintes descrevem o circuito anterior:

$$i_{C2} = C_2 \cdot \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L1}(t) - \frac{v_{C2}(t)}{R} \Rightarrow \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_2} - \frac{v_{C2}(t)}{R \cdot C_2} \quad (5.34)$$

$$v_{C2}(t) + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{L_1} \quad (5.35)$$

$$v_{C2}(t) = v_o(t) \quad (5.36)$$

As equações (5.34) a (5.36) permitem obter o modelo de estado quando  $q(t)=0$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C2} \\ \dot{i}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & 0 \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot v_{in} \quad (5.37)$$

$$[v_o] = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \cdot \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \cdot v_{in} \quad (5.38)$$

De seguida irão relacionar-se (5.32), (5.33) com (5.37) e (5.38) para se desenvolver o modelo de média que é dado por (5.9) e (5.10). O resultado é apresentado com duas expressões que descrevem o conversor de acordo com o modelo de média em espaço de estados.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2}(1-d) \\ -\frac{1}{L_1}(1-d) & 0 \end{bmatrix}}_{A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_1}d \end{bmatrix}}_{B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)} \cdot \tilde{v}_{in} \quad (5.39)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1-d)} \cdot \tilde{v}_{in} \quad (5.40)$$

Através do processo descrito em 5.2.3 desenvolve-se linearização e são utilizadas as equações (5.19) e (5.24) juntamente com as equações que descrevem o modelo de média obtém-se o seguinte resultado para o modelo linearizado:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\dot{v}}_{C2} \\ \tilde{\dot{i}}_{L1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C_2} & \frac{1}{C_2}(1-D) \\ -\frac{1}{L_1}(1-D) & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{C_2}i_{L1} \\ \frac{v_{in} + v_{C2}}{L_1} \end{bmatrix}}_{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_i} \cdot \tilde{d} \quad (5.41)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{i}_{L1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U_i} \cdot \tilde{d} \quad (5.42)$$

De acordo com (5.28) e aplicando as equações anteriores pode-se chegar à função de transferência que é apresentada de seguida:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{i_{L1}}{C_2} \left[ \frac{-s + \frac{(1-D)}{i_{L1}} \cdot \left( \frac{v_{in} + v_{C2}}{L_1} \right)}{s^2 + \frac{s}{R \cdot C_2} + \frac{(1-D)^2}{L_1 \cdot C_2}} \right] \quad (5.43)$$

A equação (5.43) representa a função de transferência do conversor que relaciona as variações da tensão de saída com as variações no ciclo activo. Este resultado será muito importante para o projecto de um controlador eficiente.

## 5.4 - Verificação da validade dos modelos obtidos

### 5.4.1 - Modelo de Média

Nesta secção recorreu-se novamente aos programas de simulação PSIM e Matlab mas desta vez para validar as equações apresentadas na secção 5.3. Com o PSIM realizou-se a simulação de um circuito eléctrico capaz de simular a média do conversor proposto. Através do Simulink, ferramenta do Matlab, criou-se um esquema semelhante ao da Figura 5.9 para simular o modelo de média em espaço de estados. Como o objectivo é comparar a resposta dos dois simuladores.

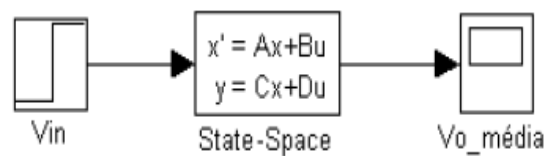


Figura 5.8 - Simulação do modelo de média em Simulink

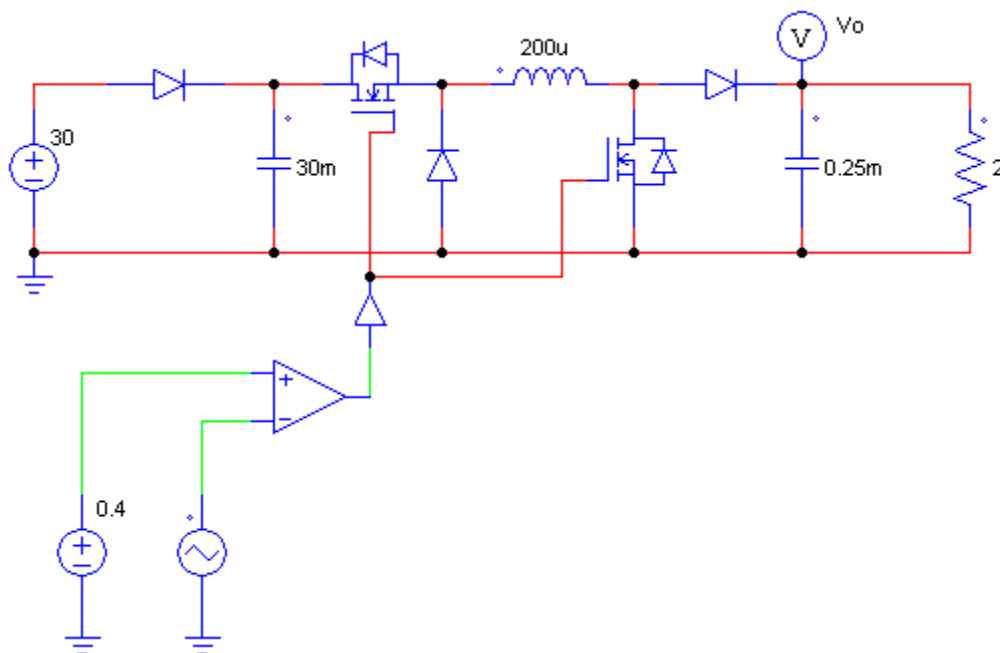


Figura 5.9 - Circuito simulação de valores instantâneos do conversor em PSIM

Para construir um circuito no PSIM que simule a média do conversor, recorreu-se ao modelo de média de comutação para conversores de altas-frequências Figura 5.11 (b).

Este procedimento consiste em substituir todos os “interruptores” que existam no circuito original pelo modelo de média. Este modelo possui um ponto médio e duas posições

de funcionamento, ou seja, permite substituir dois “interruptores” que existam no circuito original e que comutem alternadamente [23,24]. Uma vez que este conversor só tem dois elementos que funcionem como interruptor, o transistor e o diodo, e comutam alternadamente, quando um conduz o outro não só é necessário usar um modelo de média de comutação.

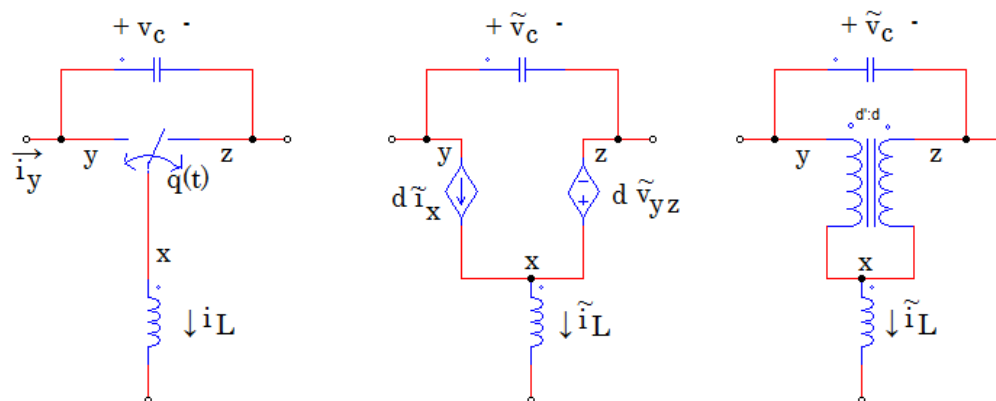


Figura 5.10 - (a) Modelo de comutação para conversores de altas-frequências. (b) modelo aproximado de média de comutação para condução contínua com *duty-cycle*  $d$ , usando fontes controladas. [23].

Substituindo então os transistores e os díodos pelo modelo de média da Figura 5.11 (b) e uma vez que é este que nos permite a variação do ciclo activo, obtemos o circuito da Figura 5.12.

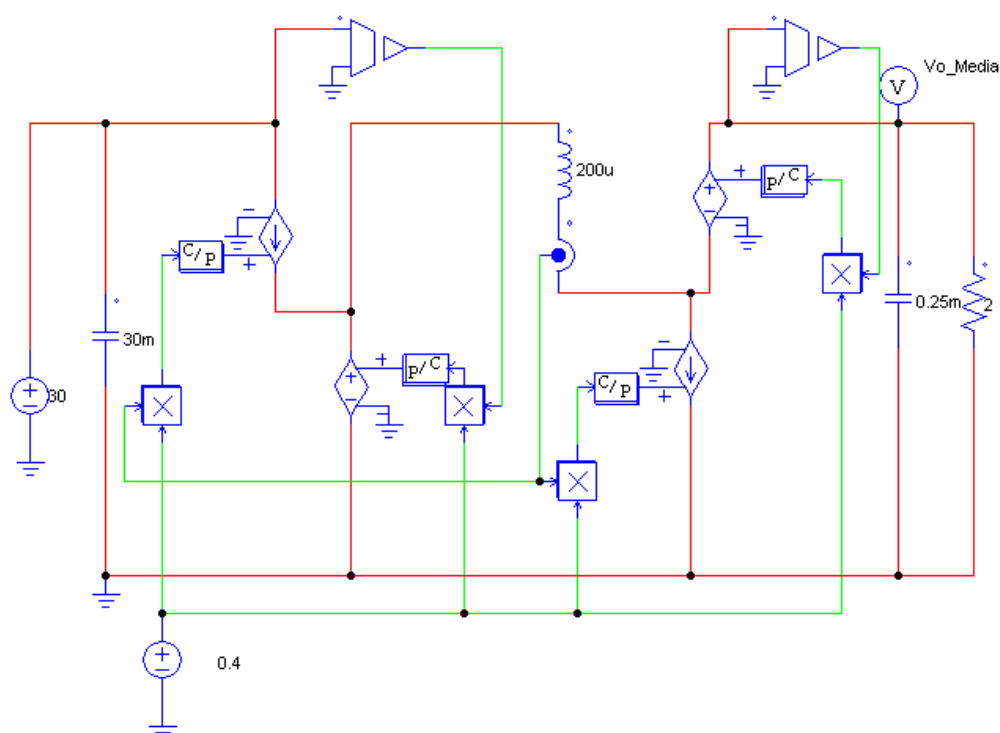
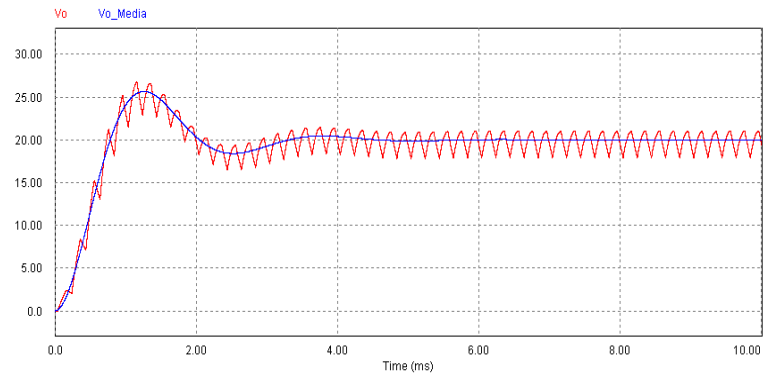
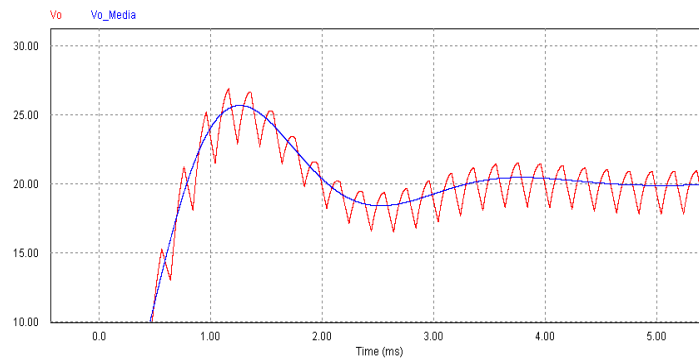


Figura 5.11 - Circuito simulação do modelo de média do conversor em PSIM

Os resultados do circuito apresentado são os seguintes:



(a)

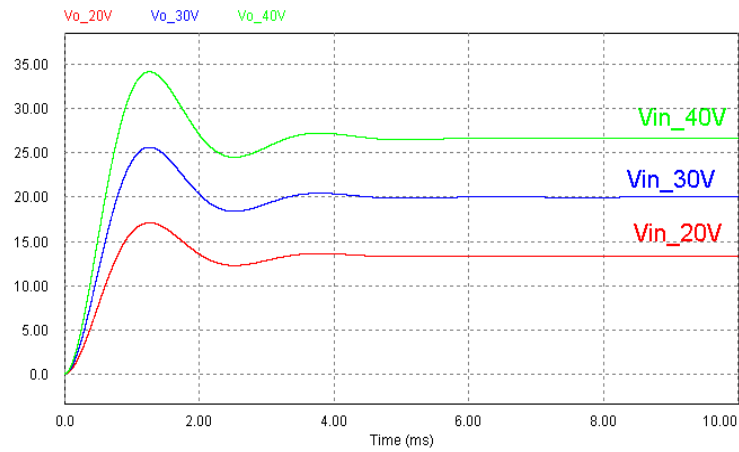


(b)

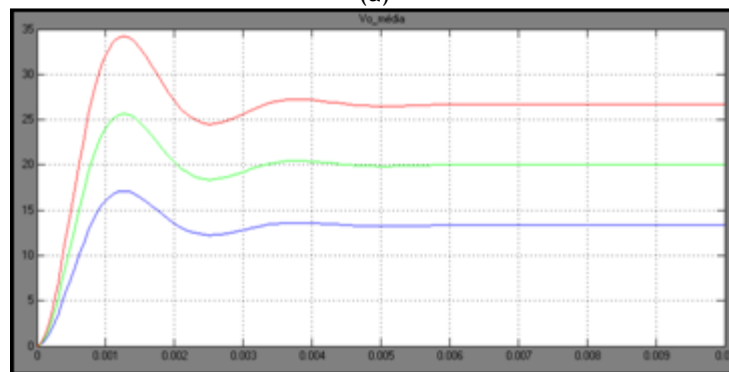
Figura 5.12 - (a) Resposta do circuito instantâneo ( $V_o$ ) e do circuito de média ( $V_{o\_media}$ ). (b) fracção pormenorizada de (a)

Através da Figura 5.13 constata-se que o circuito de média apresentado na Figura 5.12 simula correctamente a média do circuito instantâneo da Figura 5.10.

De seguida foram atribuídos vários valores de  $V_{in}$  para testar a robustez do modelo e comparou-se também a resposta do modelo de média implementado em PSIM com a resposta das equações do modelo de média implementado em Simulink. Os resultados são os seguintes:



(a)



(b)

Figura 5.13 - Respostas obtidas com o modelo de média para  $V_{in}=40V$  (cima),  $V_{in}=30V$  (meio) e  $V_{in}=20V$  (baixo), todas com  $R=2\Omega$ , nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b).

Para testar novamente a robustez do modelo foram comparas as respostas do modelo de média em PSIM e Simulink quando são atribuídos diferentes valores na resistência. Os resultados são os seguintes:

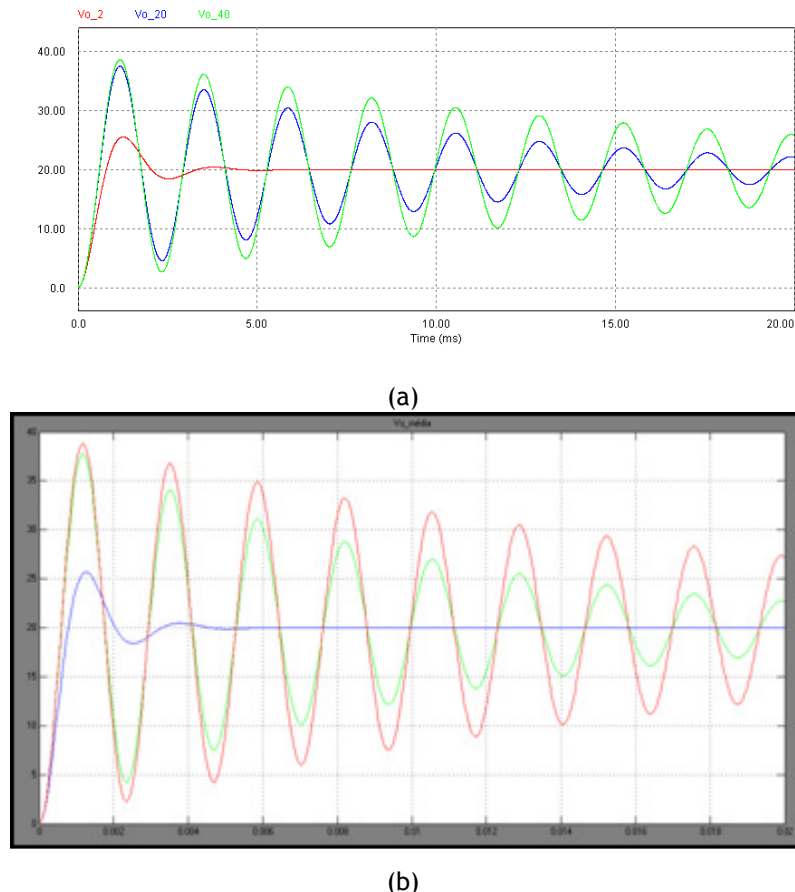


Figura 5.14 - Respostas obtidas com o modelo de média para  $R=40\Omega$ , (cima),  $R=20\Omega$ , (meio) e  $R=2\Omega$ , (baixo), todos com  $V_{in}=30V$ , nos simuladores PSIM (a) e Simulink (b).

Analisando os gráficos anteriores pode-se constatar que os resultados obtidos pela média em PSIM são iguais aos resultados obtidos em Matlab pelo modelo de média em espaço de estados.

### 5.4.2 - Modelo Linearizado da Média

Comprovada a validade do modelo, através dos resultados obtidos, pode-se então seguir para a verificação do modelo linearizado e para tal simula-se o modelo no PSIM, recorrendo ao modelo de média de comutação linearizado para conversores de altas frequências, representado na Figura 5.16. Desta vez substitui-se de novo os transístores e os díodos pelo modelo linearizado de comutação e obtém-se o circuito da Figura 5.17.

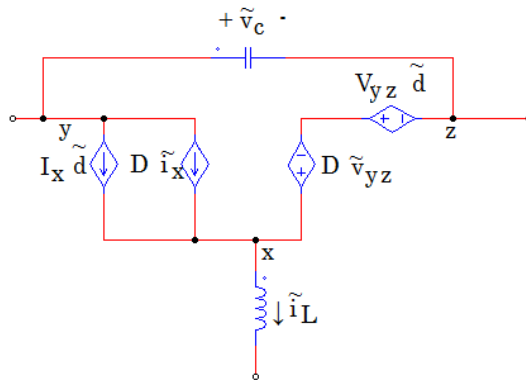


Figura 5.15 - Modelo de média de comutação linearizado para conversores de altas-frequências [23].

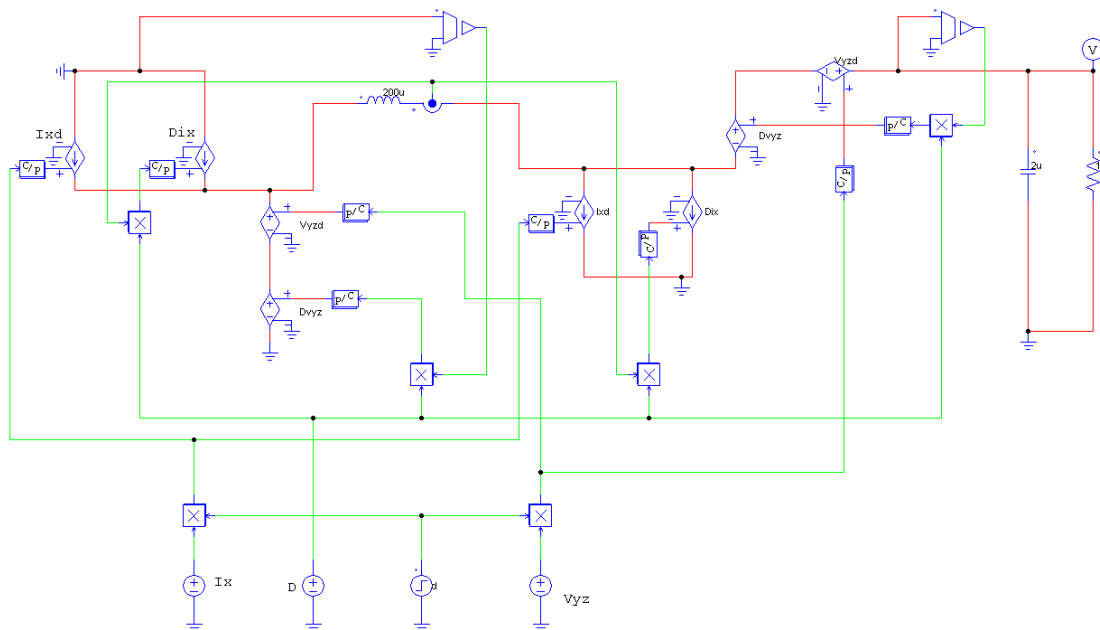


Figura 5.16 - Circuito simulação do modelo de linearização do conversor em PSIM.

Os parâmetros DC usados no modelo de linearização ( $I_x$  e  $V_{yz}$ ) foram medidos no modelo de média depois do sistema estabilizar tendo sido fornecido um ciclo activo  $D=0,4$  e  $V_{in}=30$ . No circuito foi implementada a capacidade de no instante  $t=15ms$  alterar o valor de  $\sim v_{in}$  ou  $\sim d$ .

Como se pode verificar pela Figura 5.18, a simulação do modelo linearizado no Simulink é semelhante ao modelo de média. É importante referir que as variações implementadas foram inferiores a 10% pois a estes modelos só se aplica esta gama de valores.

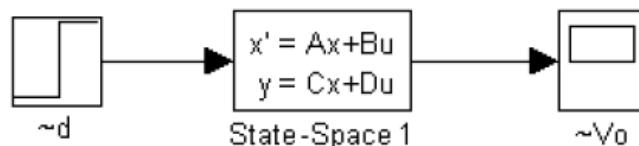
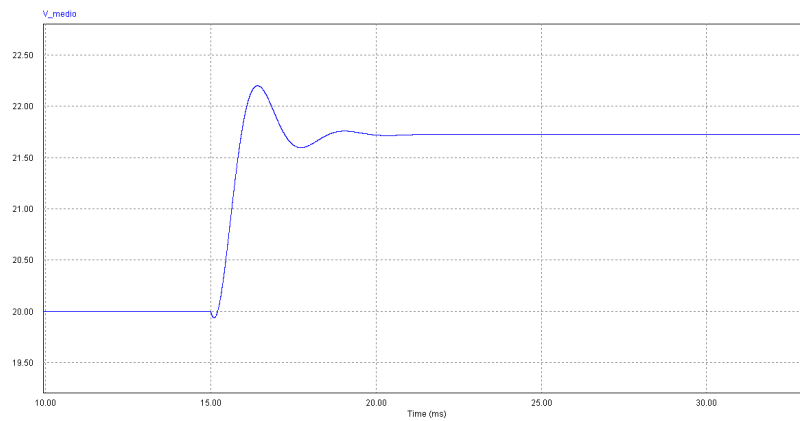
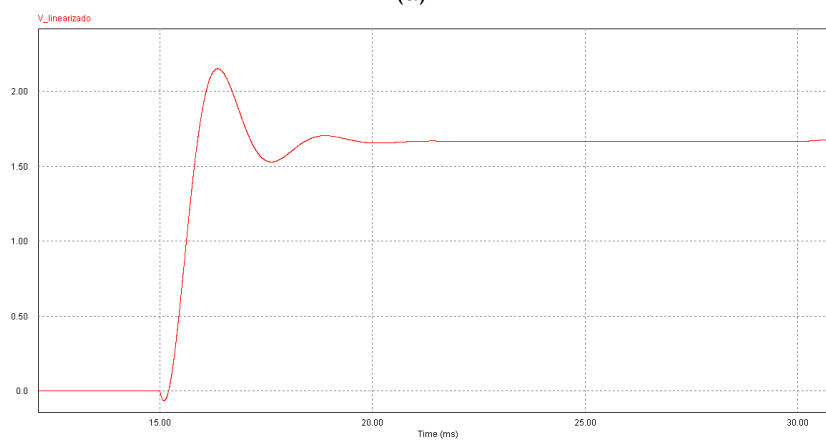


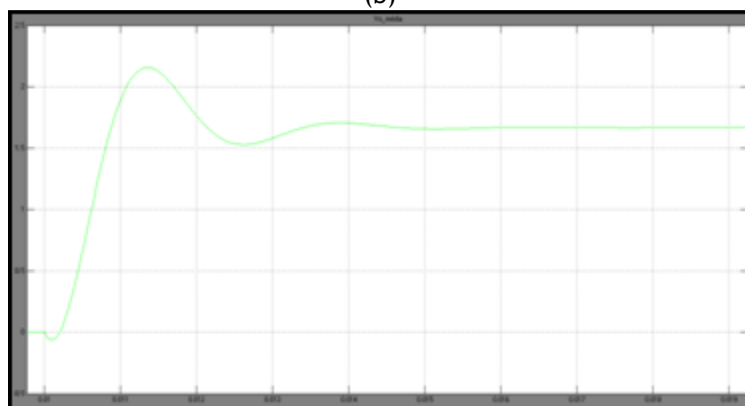
Figura 5.17 - Simulação da linearização do modelo de média em Simulink



(a)

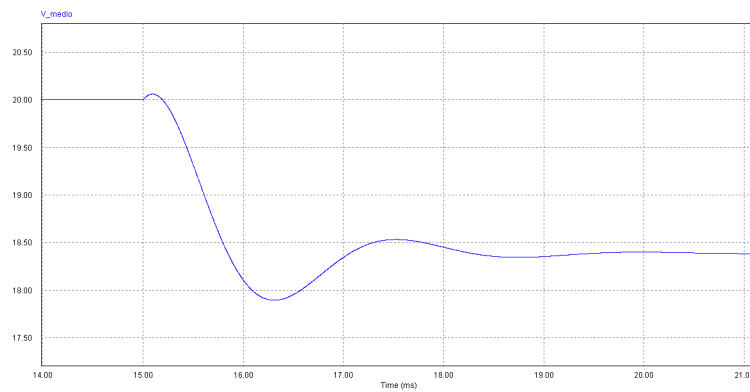


(b)

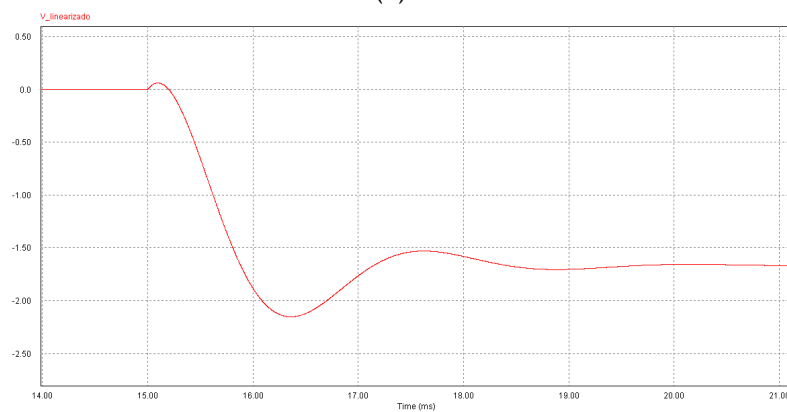


(c)

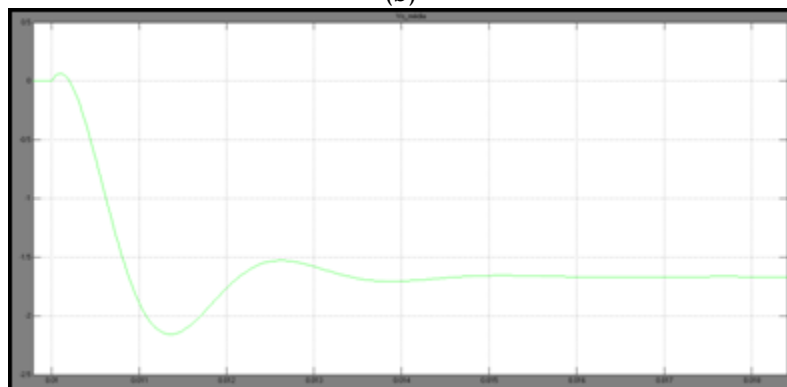
Figura 5.18 - Respostas obtidas quando se aumenta o ciclo activo  $-d = 0.02$ , no modelo de média em PSIM (a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 5.19 - Respostas obtidas quando se diminui o ciclo activo  $\sim d = -0.02$ , no modelo de média em PSIM(a), no circuito de linearização em PSIM (b), no modelo linearizado em espaço de estados no Simulink.

Analisando os resultados alcançados verifica-se que o comportamento obtido foi o esperado pois a variação causada pelas perturbações do ciclo activo apresentam a mesma magnitude quer no PSIM quer no Simulink.

### 5.4.3 - Função de Transferência

Posteriormente passa-se para a validação da função de transferência  $T_v(s)$  (5.43).

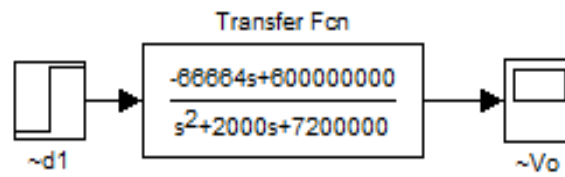


Figura 5.20 - Simulação da função de transferência  $T_v(s)$  em Simulink

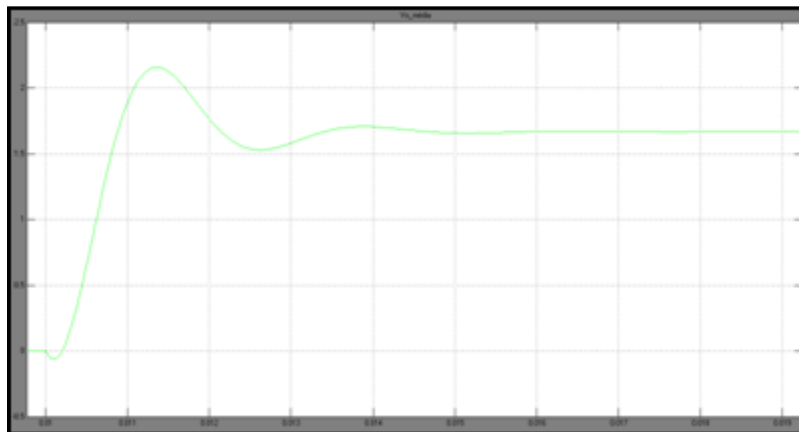


Figura 5.21 - Resultados obtidos na simulação da função de transferência quando a variação do ciclo activo é:  $-d=0,02$

Comparando estes resultados com os resultados da Figura 5.22 com os da Figura 5.18(a) e (b), verifica-se que as respostas são iguais, concluindo-se assim, que a função de transferência determinada relaciona correctamente as variações da tensão de saída, com as variações do ciclo activo.

### 5.5 - Função de Transferência Completa

A Figura 5.23 representa o resto do conversor que falta caracterizar, sendo que já é conhecida a função de transferência em  $V_{C_2}$ .

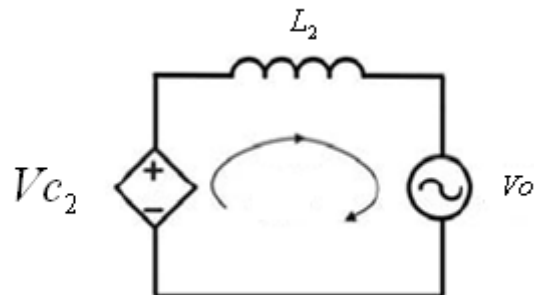


Figura 5.22 - Circuito que falta caracterizar

Através da análise do esquema constata-se que:

$$V_i - V_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad (5.43)$$

Passando para o domínio  $s$  temos:

$$I_s = \frac{V_i(s) - V_o(s)}{sL}, \quad (5.44)$$

A figura 5.24 apresenta como é possível em Matlab, implementando o esquema, retirar a corrente que percorre a bobine  $L_2$ , em função de  $V_i$  e  $V_o$ .

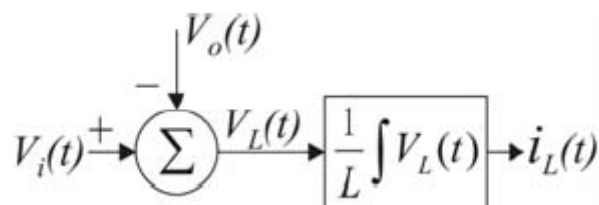


Figura 5.23 - Diagram em Matlab

Na secção 5.3 foi implementada uma resistência ao circuito para que os valores pudessem tender para algum valor de modo a facilitar a visualização gráfica dos mesmos.

Comprovada a validade de (5.43) em 5.4, o passo seguinte será obter a função de transferência completa e sem a resistência.

Para se obter a função de transferência (5.45) recorreu-se à ferramenta *Simulink* do Matlab, que permite linearizar o diagrama de blocos representado na figura 5.24.

A função de transferência completa é a seguinte:

$$T_p(s) = \frac{\vec{i}_{L_2}(s)}{\vec{d}(s)} = \frac{-s^2 \frac{V_o}{L_2} - s \frac{I_{L_1}}{L_2 C_2} + \frac{(1-D)(V_{in} + V_{C_2}) - V_o(1-D)^2}{L_1 L_2 C_2}}{s^3 + s \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2}} \quad (5.45)$$

## 5.6 - Conclusão

Neste capítulo foi abordado o conversor e o objectivo final era obter a função de transferência do mesmo. Para tal o conversor foi modelizado em espaço de estados e através dos programas de simulação foram validadas todas as fórmulas, inclusive a função de transferência que relaciona a corrente de saída ( $i_{L_2}$ ) com o ciclo activo do conversor.



## Capítulo 6

# Controlador

O tipo de método de controlo a implementar depende do modelo dinâmico do sistema real que vai ser controlado, como também dos sinais a serem controlados e das características que se desejam adicionar ao sistema.

A grande maioria dos sistemas reais são não-lineares mas muitas das vezes estes podem ser aproximados por modelos dinâmicos lineares que continuam a representar bem o sistema original, ou seja, o sistema responde da mesma maneira do que o real.

Geralmente o modelo linear irá originar um algoritmo de controlo mais simples do que irá resultar em menores dificuldades quando comparando com o mesmo do modelo não-linear.

Existem duas metodologias clássicas para o estudo e projecto de controladores de sistemas lineares: técnicas no domínio frequência ou no domínio tempo (espaço de estados).

Definem-se os estados de um sistema dinâmico como o mínimo conjunto de quantidades físicas cujas especificações determinam completamente a evolução do sistema ao longo do tempo. O uso da notação matricial simplifica muito a representação matemática e, portanto, os requisitos computacionais para o controlo.

Uma alternativa para o projecto do controlador consiste na aplicação das metodologias baseadas nas acções do controlo proporcional (P), integral (I) e derivativa (D), cujo mais usado é o PID.

Neste Capítulo 6 será desenvolvido um controlador e posteriormente será testado todo o sistema de modo a verificar se os resultados estão de acordo com o pretendido.

## 6.1 - Controlabilidade

Um sistema diz-se controlável no tempo  $t_0$  se é possível transferi-lo desde qualquer estado inicial  $x(t_0)$  até qualquer outro estado  $x(t)$ , mediante um vector de controlo sem restrições em um intervalo de tempo finito. [35]

A maior parte dos sistemas é controlável mas os seus modelos matemáticos correspondentes podem não apresentar condições de controlabilidade, ou seja, pode não ser possível, teoricamente, controlar todos os estados do sistema.

Seja o sistema em tempo contínuo definido pela equação:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (6.1)$$

$$y = Cx + Du, \quad (6.2)$$

onde  $x$  é o vector de estados ( $n \times 1$ ),  $y$  é o sinal de saída ( $n \times 1$ ),  $u$  é o sinal de controlo ( $r \times 1$ ),  $A$  é a matriz constante da dinâmica do sistema ( $n \times n$ ),  $B$  é a matriz constante de controlo ( $n \times r$ ),  $C$  é a matriz constante de resposta ( $m \times n$ ) e  $D$  é a matriz constante ( $m \times r$ ).

Para que um sistema representado por (6.1) seja controlável em  $t = t_0$ , deve ser possível construir um sinal de controlo que transfira um estado inicial a outro estado final qualquer em um intervalo de tempo finito  $t_0 \leq t \leq t_1$ . Se todos os estados são controláveis é dito que o sistema é completamente controlável.

Se a matriz  $M$ , (6.3), possuir inversa, então todos os valores próprios da matriz  $A$  podem ser alocados arbitrariamente.

A matriz de controlabilidade é definida como

$$M = [B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B] \quad (6.3)$$

onde  $A$  e  $B$  estão de acordo com (6.1) e  $M = [(n \times n)]$ .

## 6.2 - Estabilidade

Um sistema estável pode-se tornar instável com a introdução de realimentação, mesmo que o ganho em malha aberta não apresente pólos no semi-plano direito a função de

transferência em malha fechada pode apresentar. Neste caso a realimentação não consegue regular a saída do sistema e observam-se oscilações.

Para se poder ter conhecimento sobre a estabilidade do sistema usa-se o critério da margem de fase e, por definição, a margem de fase é o atraso de fase adicional de frequência de cruzamento do ganho, necessário para levar o sistema ao limiar da instabilidade. A frequência de cruzamento do ganho é a frequência na qual o módulo da função de transferência em malha aberta é unitário.

A margem de fase de um sistema é dada por:

$$\varphi_m = 180^\circ + \angle T(j2\pi f_c), \quad (6.4)$$

ou seja, é a fase do sistema à frequência de travessia, definida por:

$$\|T(2\pi f_c)\| = 1 \Rightarrow 0dB, \quad (6.5)$$

Se existir apenas uma frequência de travessia e se o ganho em malha aberta não apresentar pólos no semi plano direito, então o sistema é estável se a margem de fase for positiva.

### 6.3 - Características dos controladores

Garantir uma margem de fase positiva não é suficiente para que o sistema tenha um bom desempenho, a mesma deve assegurar um baixo *overshoot* do sistema, sendo que o coeficiente de amortecimento e a margem de fase estão relacionados pelas seguintes expressões:

$$overshoot = e^{-\frac{\zeta \cdot \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cdot 100\%, \quad (6.6)$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{\ln(overshoot)}\right)^2}} = \frac{\sin(\varphi_m)}{2 \cdot \sqrt{\cos(\varphi_m)}}, \quad (6.7)$$

$$\varphi_m = \arctan\left(2 \cdot \zeta \cdot \sqrt{4 \cdot \zeta^4 + 1 + 2 \cdot \zeta^2}\right), \quad (6.8)$$

Nas Figuras seguintes consegue-se ter uma melhor percepção da relação entre estas grandezas.

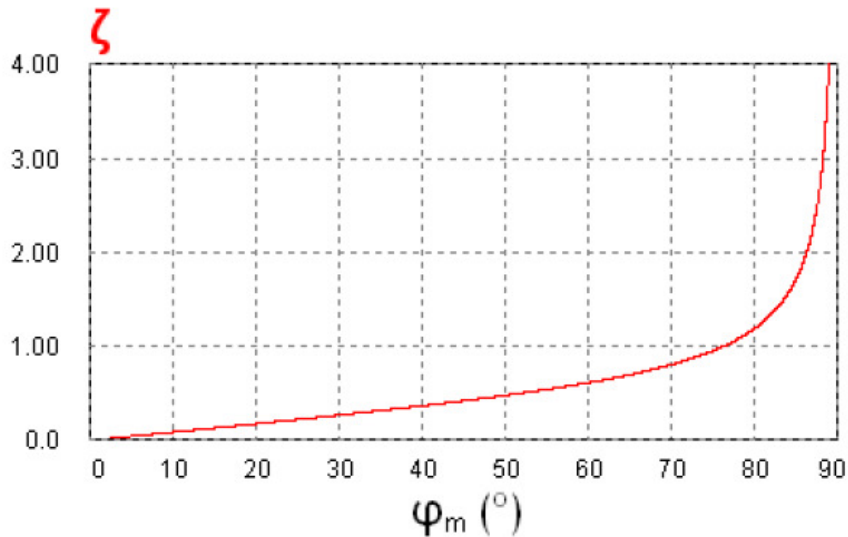


Figura 6.1 -  $\zeta$  vs  $\varphi_m$ .

Para se obter  $\zeta = 0.5$  a margem de fase deve ser sensivelmente  $50^\circ$  e para  $\zeta = 1$ , ou seja, pólos reais, o sistema deve apresentar uma margem de fase na ordem dos  $75^\circ$ .

A resposta ao degrau para diferentes valores de  $\zeta$  pode ser consultada na figura seguinte:

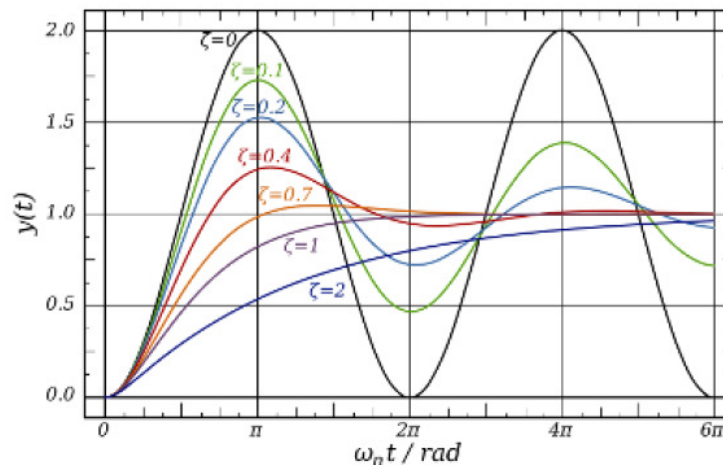


Figura 6.2 - Resposta ao degrau para vários  $\zeta$  [39]

Sabendo que os pólos do sistema são dados por:

$$\omega = \omega_n \left( -\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \right), \quad (6.9)$$

pode-se então distinguir três situações para os valores de  $\zeta$ .

Subamortecido: quando  $\omega$  são raízes complexas conjugadas, ocorre para  $0 < \zeta < 1$ .

Um sistema subamortecido tem a particularidade de apresentar uma resposta ao degrau lenta originada pelos pólos de baixa frequência.

Criticamente amortecido: se  $\omega$  for um pólo duplo, quando  $\zeta = 1$ .

Neste caso a resposta ao degrau é mais rápida pois em malha fechada o sistema apresenta dois pólos reais. Este é o caso em que se verifica a resposta mais rápida sem ocorrer overshoot.

Sobreamortecido: quando  $\omega$  são raízes reais, para  $\zeta > 1$ ;

Este sistema possui a resposta mais rápida mas possui overshoot. Esta característica não tem que ser necessariamente uma desvantagem destes sistemas, pois mantendo o overshoot dentro de certos limites é tolerável.

## 6.4 - Dimensionamento e Implementação

### 6.4.1 - Dimensionamento do conversor

Para escolha do valor de cada um dos componentes presentes no esquema da Figura 5.1, o seu autor [42] optou pelo uso de um método empírico. Apesar de o conversor já estar dimensionado decidiu-se testá-lo com diversos valores. Tendo o conhecimento das características de cada elemento e com o auxílio do PSIM efectuou-se um estudo sobre as respostas das principais variáveis. Após variadíssimas simulações resolveu-se manter os valores fornecidos porque os resultados obtidos foram aceitáveis e de seguida serão apresentadas as razões que me conduziram à sua aceitação.

O condensador  $C_1$  dever ter uma capacidade de armazenar energia elevado que possa permitir que este acumule energia para posteriormente fornecê-la à bobine  $L_1$  e o seu valor deve ser 44mF.

De seguida temos a bobine  $L_1$  e, ao contrário de  $C_1$ , o seu valor deve ser suficientemente baixo para alterar rapidamente a corrente, permitindo assim que seja carregada com correntes elevadas. É importante referir que o valor de  $L_1$  não deve ser muito baixo para que os picos de corrente não sejam muito elevados, de forma a minimizar as perdas. O valor de  $L_1$  deve ser de 0,05mH pois este valor, através de experiências, optimiza as características pretendidas.

A capacidade de  $C_2$  deve ter um valor baixo para que a tensão aos seus terminais possa variar rapidamente, visto que esta variável é responsável pelo controlo da corrente da bobine  $L_2$ . Estabeleceu-se que o valor de  $C_2$  deve ser de 0,001mF.

Por último encontra-se a bobine  $L_2$  e o seu valor deve ser elevado para que a corrente de saída continue com uma ondulação baixa e ao mesmo tempo que seja capaz de minimizar as perdas. Usou-se para a bobina  $L_2$  o valor de 30 mH.

### 6.4.2 - Dimensionamento do controlador

Para uma melhor percepção apresenta-se de seguida a função transferência completa linearizada, obtida na secção 5.5:

$$T_i(s) = \frac{i_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-s^2 \frac{V_o}{L_2} - s \frac{I_{L1}}{L_2 C_2} + \frac{(1-D)(V_{in} + V_{C2}) - V_o(1-D)^2}{L_1 L_2 C_2}}{s^3 + s \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2}} \quad (6.10)$$

Substituindo pelos valores definidos para conversor obtemos:

$$T_i(s) = \frac{-7667s^2 - 5 \times 10^8 s + 4,88 \times 10^{13}}{s^3 + 7,2 \times 10^9 s} \quad (6.11)$$

De seguida, empiricamente e com o auxílio da ferramenta sisotool do Matlab, iniciou-se o projecto do compensador. Através da análise de diversos resultados conclui-se que a melhor resposta seria com os seguintes valores:

$$G_c(s) = 2,2167 \frac{(1 - 3,8 \times 10^{-9} s)}{(1 + 4,6 \times 10^{-5} s)}, \quad (6.12)$$

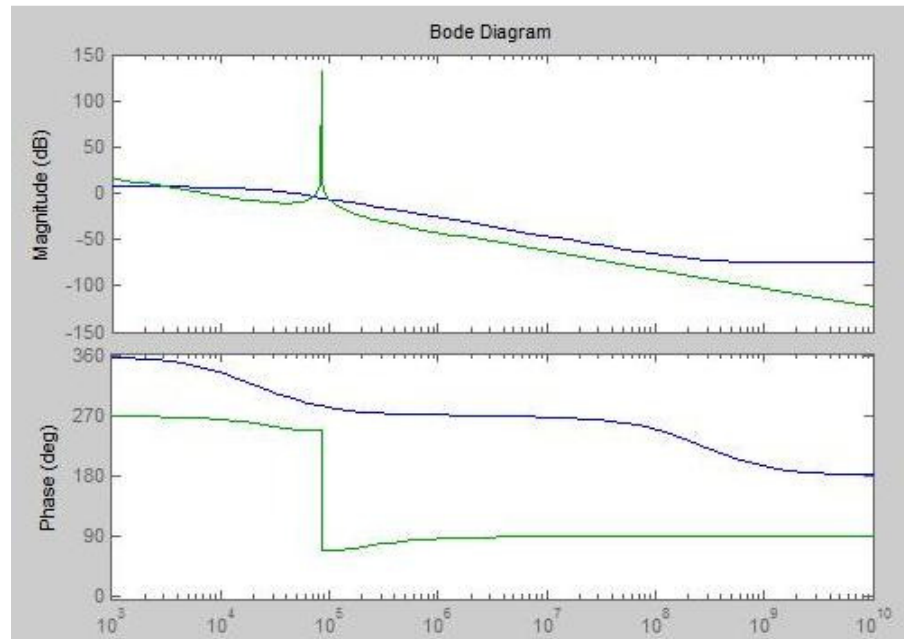


Figura 6.3 - Diagrama de bode de  $T_i(s)$  e  $G_c(s)$ .

Nas Figuras 6.6 e 6.7 pode-se observar uma imagem da ferramenta *sisotool* em que estão representados o diagrama de bode em malha aberta sistema.

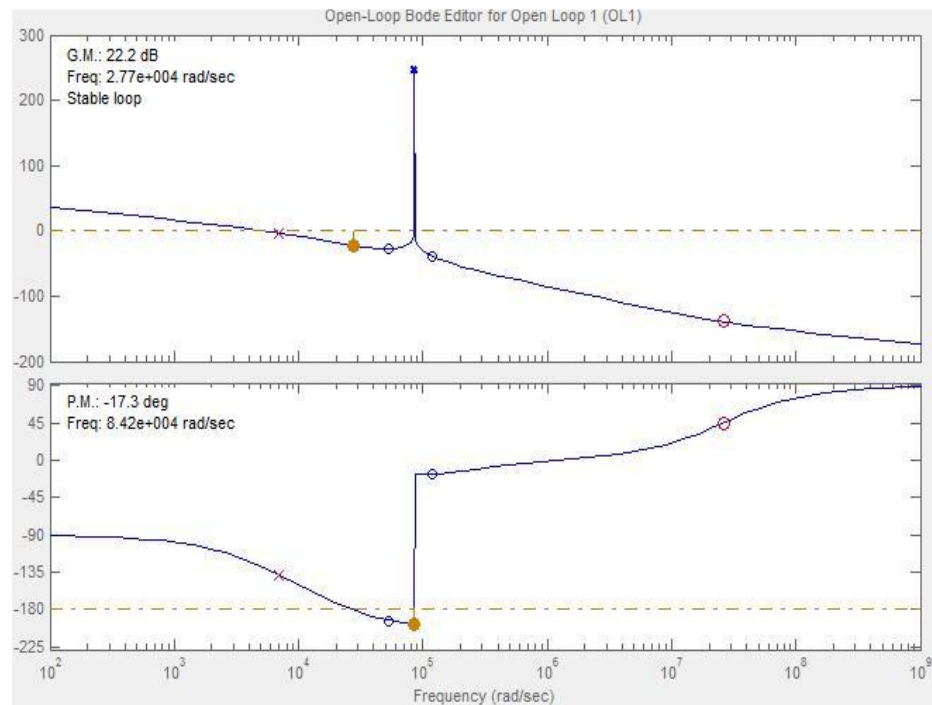


Figura 6.4 - Diagrama de Bode em malha aberta

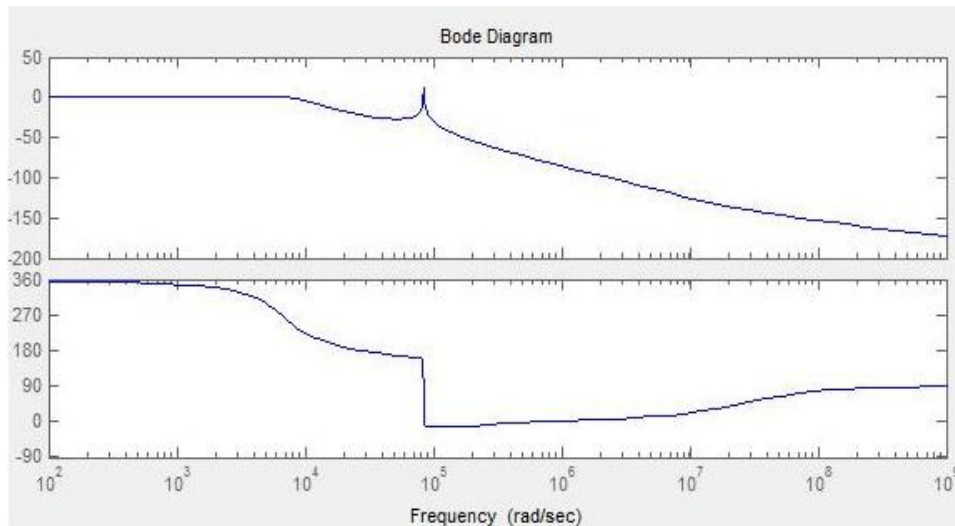


Figura 6.5 - Diagrama de Bode

Considerando o ganho do sensor unitário e a tensão PWM variar entre zero e um, o ganho de realimentação reduz-se a:

$$G_c(s) \cdot T_i(s) = \frac{6,458 \times 10^{-5} s^3 - 1,699 \times 10^4 s^2 - 1,19 \times 10^9 s + 1,082 \times 10^{14}}{4,6 \times 10^{-5} s^4 + s^3 + 3,312 \times 10^5 s^2 + 7,2 \times 10^9 s}, \quad (6.13)$$

### 6.4.3 - Implementação

O esquema da Figura 6.8 representa o conversor com o controlador obtido anteriormente, cuja função é gerar o sinal de referência para o sinal PWM.

O sinal de corrente à saída do conversor é gerado a partir de uma medida de tensão da rede para garantir que este se encontra em fase com a mesma, pois uma das características desejadas é o factor de potência unitário. É importante referir que este sinal proveniente da rede vem em valores unitários para depois ser multiplicado pelo índice de modulação, tal como mostra a Figura 6.9.

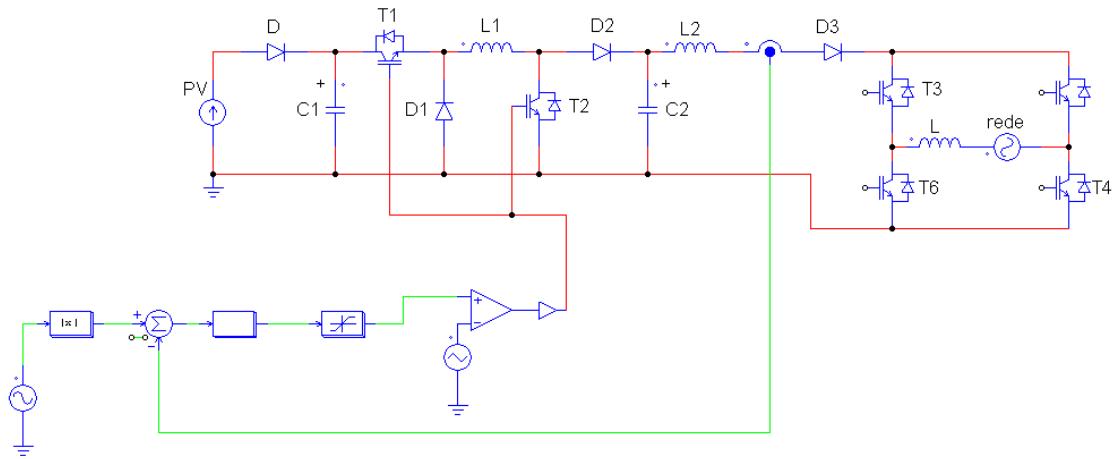


Figura 6.6 - Esquema de controlo do conversor proposto

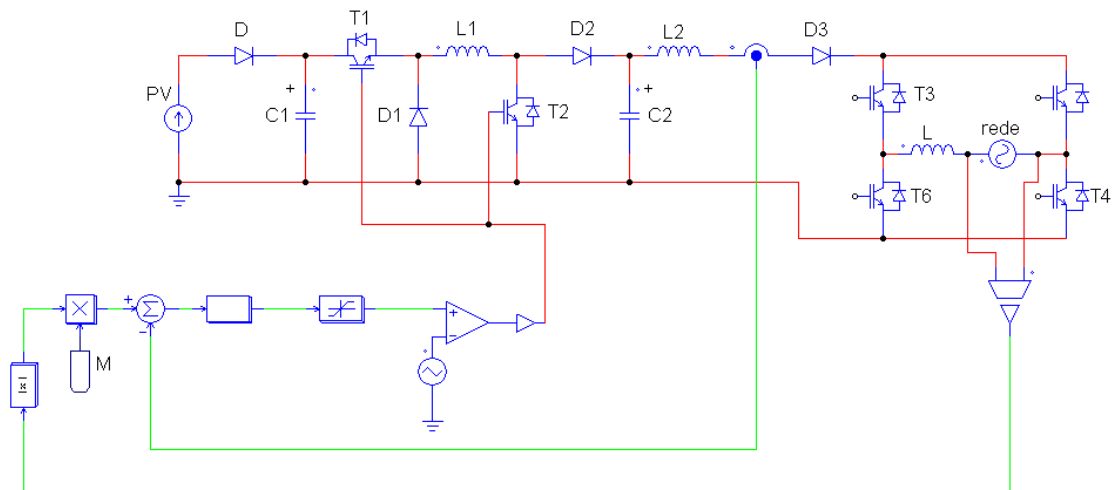


Figura 6.7 - Esquema de controlo com a rede e o índice de modulação

Em paralelo com o controlador foi implementado um controlador para a ponte H e está representado na Figura 6.10.

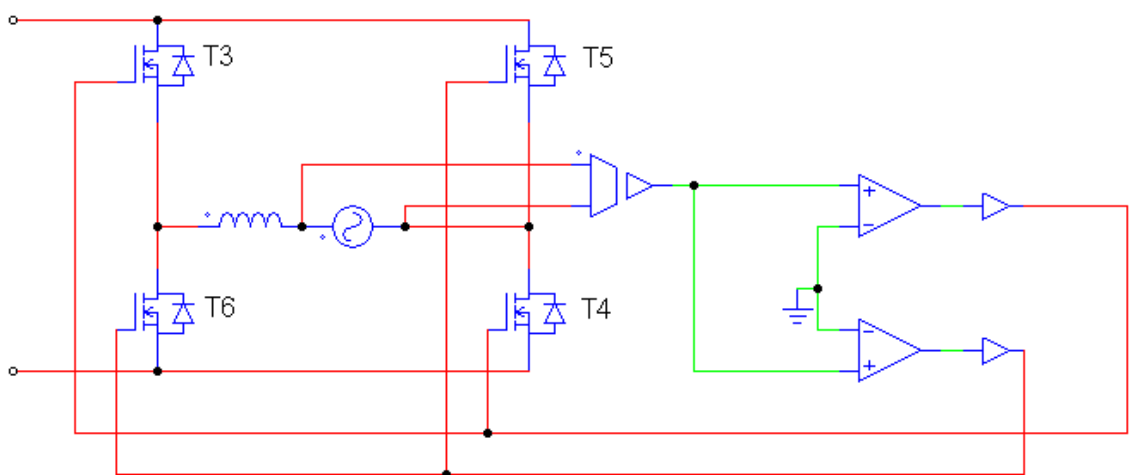


Figura 6.8 - Controlador da ponte H

A tensão da rede é medida e verificado se o seu valor é positivo, activando os transístores T3 e T4, ou negativo, activando os transístores T5 e T6.

São também ligados ao conversor dois modelos de simulação de painéis fotovoltaicos, apresentados na Figura 6.11, com capacidade máxima combinada de 340 W já desenvolvidos [41].

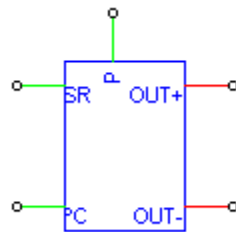


Figura 6.9 - Bloco de Simulação

Nas portas “SR” e “C” é introduzido o valor das variáveis da radiação solar e da temperatura do painel respectivamente e as saídas “OUT+” e “OUT-” irão fornecer os valores da tensão e corrente. No ponto “P” é também fornecida a potência instantânea do painel e este dado é importante para o método MPPT.

## 6.5 - Resultados Obtidos

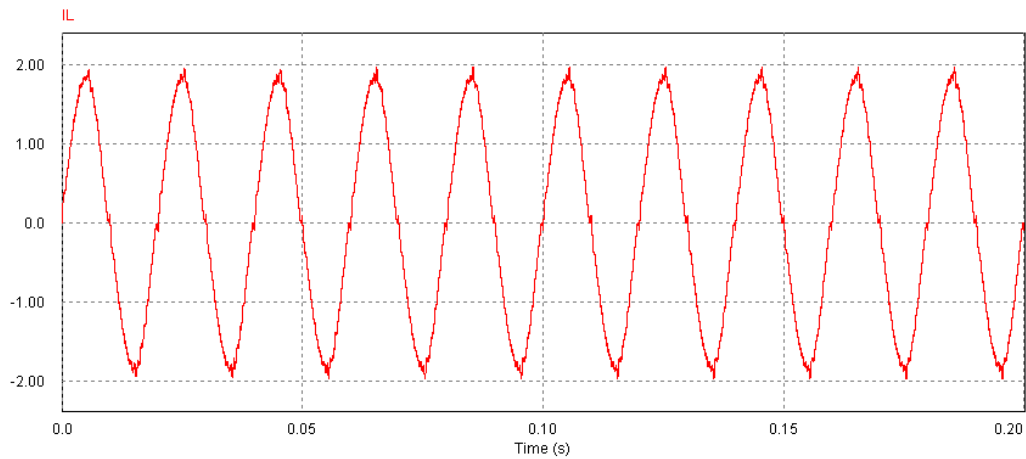
Depois de se ter desenvolvido um controlador capaz de colocar na saída do conversor o valor de referência, é possível controlar o sistema completo.

Num primeiro teste será analisado o desempenho do conversor sem controlo MPPT com a radiação solar e temperatura constantes, 1000W/m<sup>2</sup> e 25°C respectivamente. O índice de modulação neste teste será de 1,9.

O segundo teste terá como objectivo observar a dinâmica do controlador MPPT e do conversor quando existe uma variação na radiação solar.

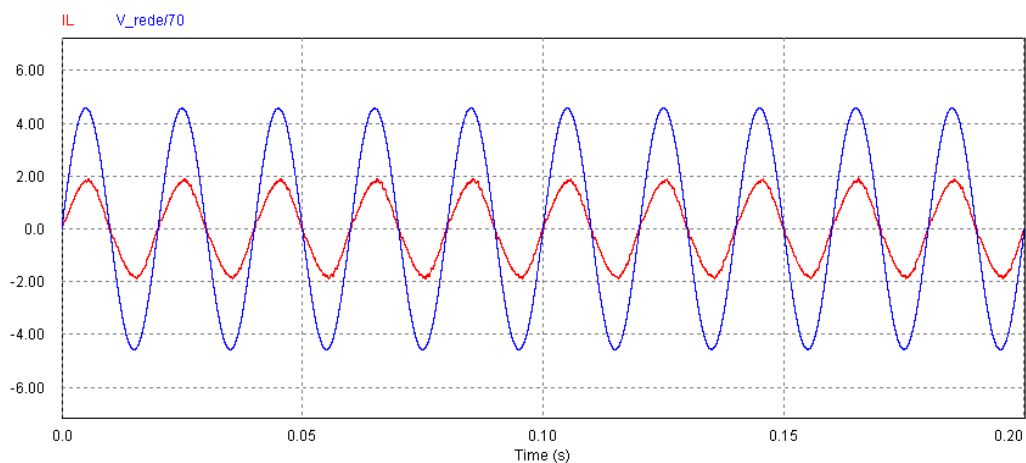
### 6.5.1 - Referência de Corrente Constante

Nesta secção serão analisados as principais ondas referentes ao conversor e o tempo considerado no teste foi de 0,2 segundos.



**Figura 6.10 - Onda de corrente à saída do conversor**

À saída do conversor obtém-se uma corrente sinusoidal e este aspecto comprova que o conversor é capaz de transferir a potência gerada pelo painel à rede. A onda de corrente apresenta um valor de pico de 1,9 e tem uma frequência de 50Hz.



**Figura 6.11 - Onda de corrente à saída do conversor e onda da rede.**

Na Figura 6.13 verifica-se que o sinal de tensão, representado com uma escala de 1:70 (V), e o sinal de corrente estão em fase, apresentando por isso factor de potência unitário.

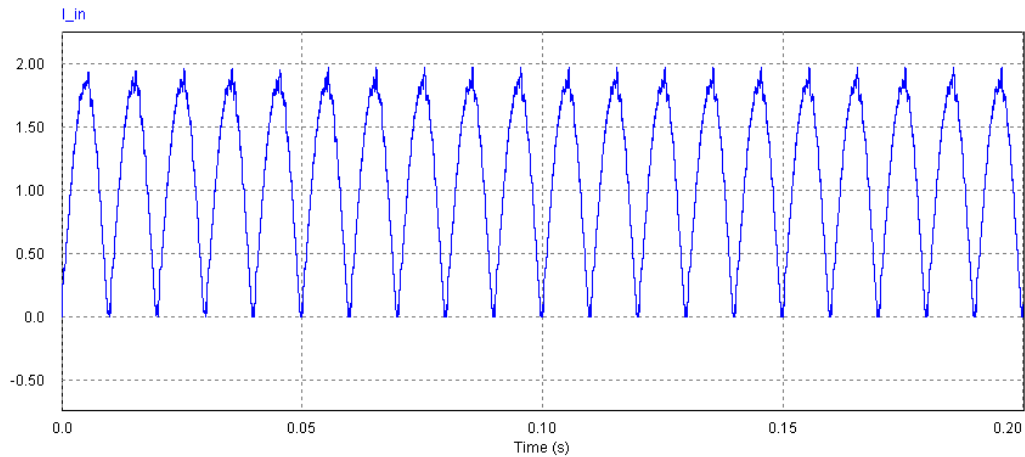


Figura 6.12 - Onda de corrente na bobine  $L_2$

Na Figura 6.12 está apresentada a onda de corrente gerada antes da ponte H, que com o auxílio da mesma, inverte as arcadas negativas, gerando desta forma o sinal de corrente que é injectado na rede.

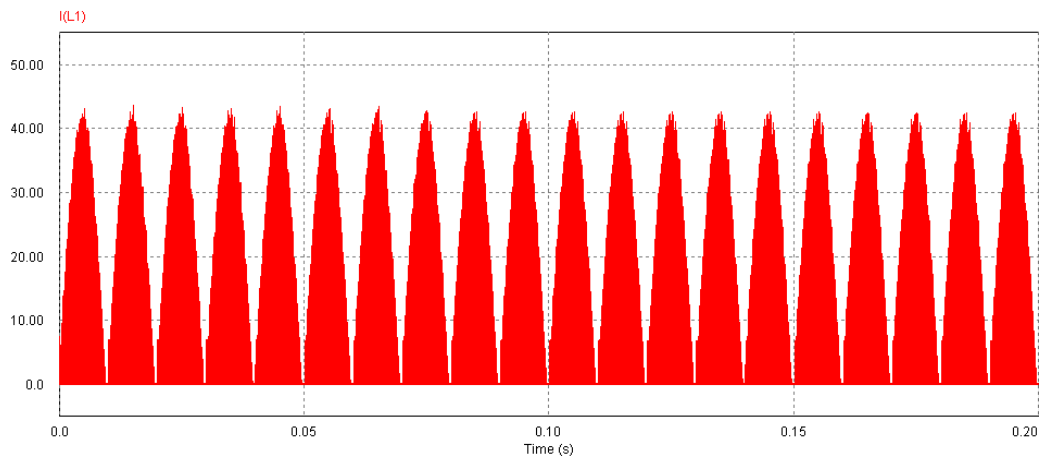


Figura 6.13 - Onda de corrente na bobine  $L_1$

Tal como já foi referido na secção 6.5.1 a bobine  $L_1$  tem que ser carregada com uma corrente muito superior à que é fornecida pelo painel e através da Figura 6.14 verifica-se que os valores de pico são de 4,6 A.

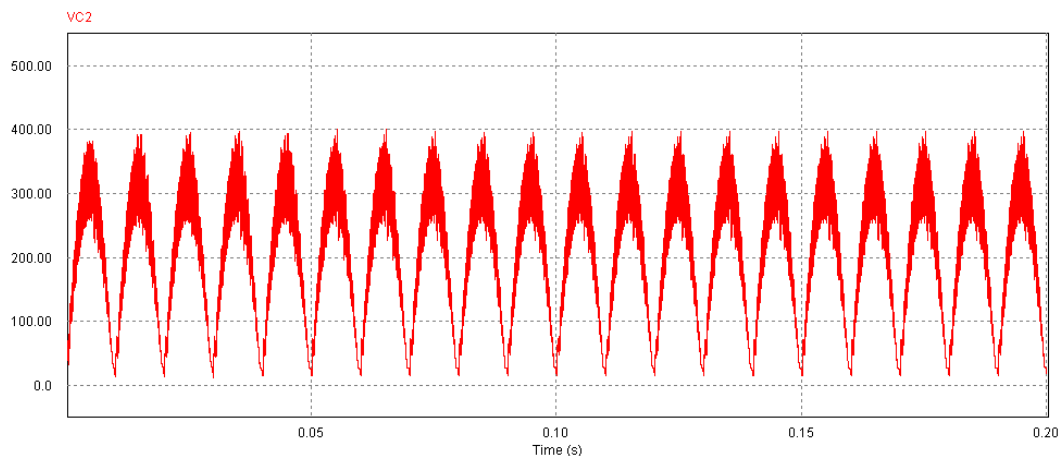


Figura 6.14 - Onda de tensão no condensador  $V_{C_2}$

A Figura anterior representa a tensão do condensador, componente responsável pelo controlo da corrente na bobine L2. Tal como era desejado, a tensão aos terminais deste elemento segue a tensão da rede.

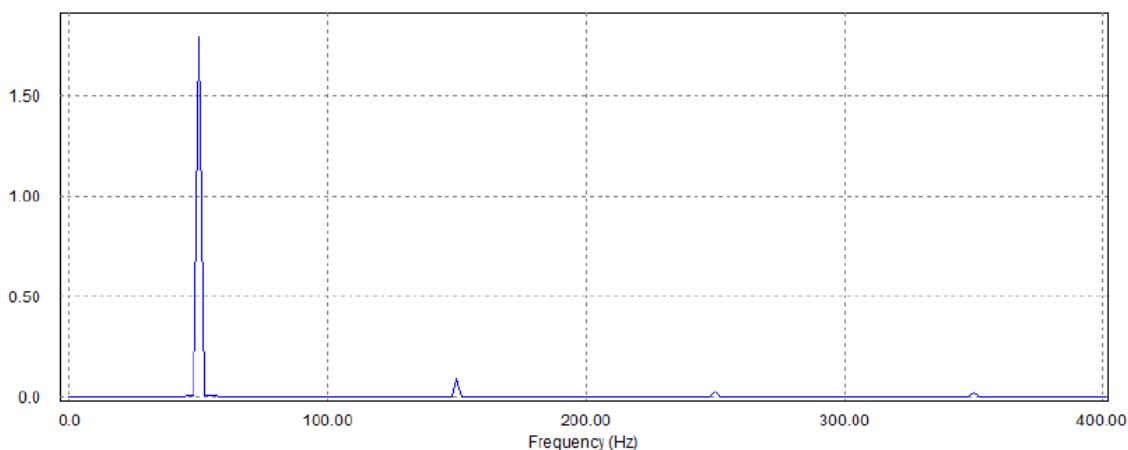


Figura 6.157 - Harmónicos de corrente do conversor

Na Figura 6.17 estão representados os principais harmónicos do sinal de corrente e é observável a componente fundamental a 50Hz como outras componentes, sendo as dominantes os harmónicos a 150 e 250Hz. A amplitude da componente a 150Hz apresenta um valor superior ao legislado derivado ao nível de corrente que se está a gerar.

### 6.5.2 - Controlo MPPT com Luminosidade Variável nos Painéis Fotovoltaicos

Este estudo foi feito durante 2 segundos e foi examinada a resposta do controlador MPPT e do circuito quando se varia a radiação luminosa.

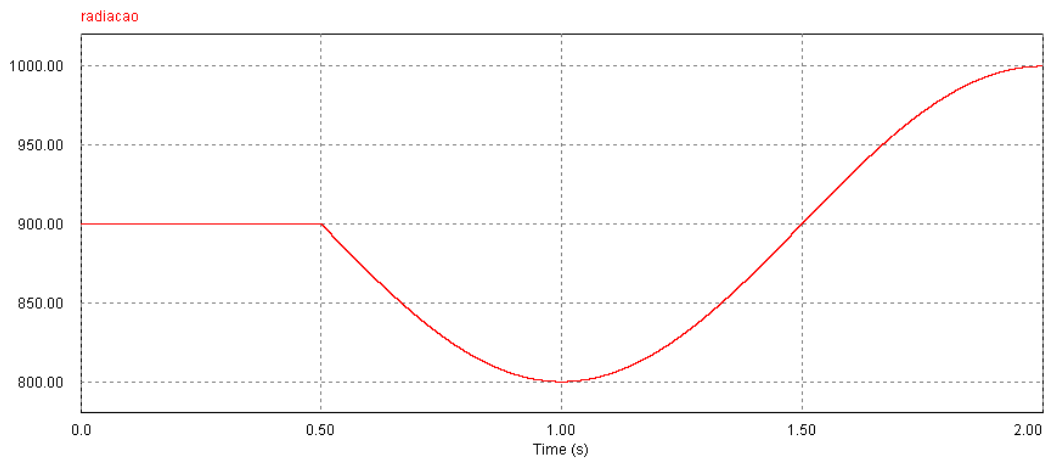


Figura 6.16 - Radiação solar

A radiação fornecida a cada painel é representada na Figura 6.18 e a mesma mostra que o valor foi constante até aos 0,5 segundos e depois foi subtraída uma onda sinusoidal a 0,5hz com valor de pico 100.

Com esta variação obtiveram-se os seguintes resultados:

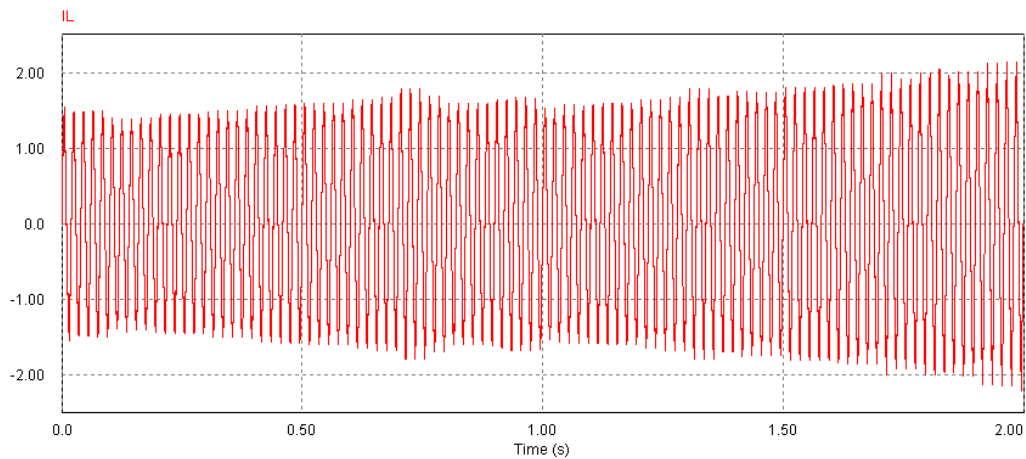


Figura 6.19 - Onda de corrente à saída do conversor

Na Figura anterior está apresentada a onda de saída do conversor e verifica-se que esta segue a referência que é esquematizada na Figura seguinte.

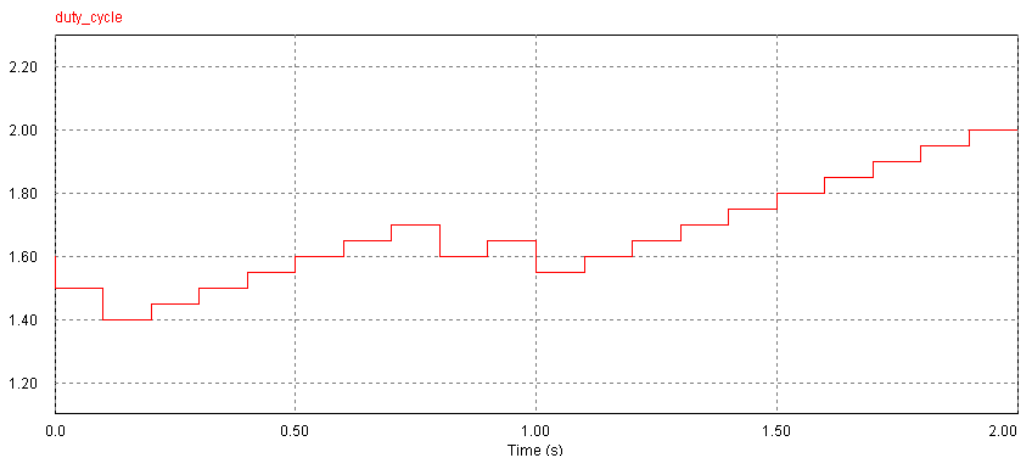


Figura 6.170 - Índice de modulação

Comparando a Figura 6.18 com a da Figura 6.19, conclui-se que quando a radiação desce o controlo MPPT encontra essa variação e compensa esse facto diminuindo o índice de modulação. Esta actuação do MPPT vai garantir que o conversor não pede mais potência que a disponível pelos painéis. Posteriormente a radiação aumenta e o controlo MPPT vai novamente variar o índice de modulação, mas desta vez vai aumentá-lo para ir em busca do ponto de potência máximo dos painéis.

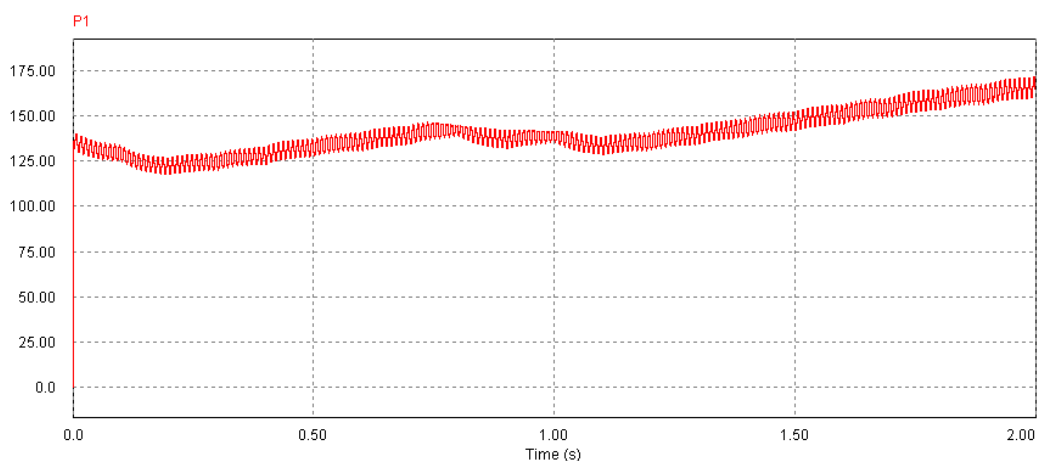


Figura 6.18 - Potência de um painel

Analisando a figura 6.21 constata-se o índice de modulação segue a potência fornecida pelo painel e através destas alterações conclui-se deste modo que o controlo MPPT revela uma dinâmica que lhe possibilita seguir as variações registadas na radiação solar, mantendo o conversor a funcionar de um modo estável.

## 6.6 - Conclusão

Este capítulo teve como base o desenvolvimento de um controlador que fosse capaz de colocar na saída do conversor o valor de referência e para tal usou-se o Matlab. Posteriormente foi testado o circuito completo e através dos resultados obtidos pode-se concluir que os mesmos são satisfatórios, tendo sido apenas o valor da componente a 150Hz superior ao máximo legislado.



## Capítulo 7

# Conclusões e Trabalhos Futuros

O objectivo desta dissertação era estudar um conversor *single-stage* já desenvolvido e posteriormente, através da sua modelização, retirar a função de transferência que será importantíssima para a implementação de um controlador analógico.

Numa primeira fase foi analisada toda a informação disponível e verificou-se que o conversor proposto, Figura 5.1, possui as características desejáveis para este tipo de aplicação, ou seja:

- Conversão eficiente
- Compacto
- Económico
- Capaz de amplificação
- Capaz de gerar onda de corrente sinusoidal
- Factor de potência unitário à saída
- Controlo MPPT
- De acordo com as regulamentações em vigor

De seguida efectuou-se a modelização em espaço de estados e para validar os resultados obtidos recorreu-se aos simuladores de simulação PSIM e Matlab. Tendo os resultados demonstrado que as equações do sistema o representam correctamente, retirou-se a função de transferência já linearizada, que relaciona a tensão de saída com o ciclo activo do conversor, que será fundamental para o estudo do controlador.

Numa terceira fase foi implementado um controlador através de realimentação em que os valores de saída são monitorizados e o ciclo activo compensado de maneira a que se obtenha na saída os valores pretendidos. Ainda nesta fase foi testado o circuito completo e

dos resultados obtidos constatou-se que foi possível transferir o máximo de potência de dois painéis fotovoltaicos para a rede, de acordo com as características pretendidas.

## **7.1 - Trabalhos Futuros**

A elaboração desta tese não finda todo o estudo que se pode e deve fazer sobre este conversor e com tal ainda existem certos desenvolvimentos que devem ser realizados, tais como o projecto e teste de um controlador digital e a implementação prática do sistema de modo a comprovar se tal conversor pode mesmo ser aplicável.

Estes trabalhos propostos vão permitir melhorar a qualidade do sistema e particularmente através da implementação prática pode ter-se uma noção do real do sistema pois até agora só foram usados simuladores de simulação.



## Referências

- [1] “Energia Solar: Princípios e Aplicações”. Centro de Referência para Energia Solar Sérgio de Salvo Brito. Disponível em: [www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutoria\\_solar.pdf](http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutoria_solar.pdf) Acesso em 13/Novembro/2008.
- [2] FRANDENRAICH, N., LYRA, F., “Energia Solar: Fundamentos e Tecnologias de Conversão Heliotérmica e Fotovoltaica”. Editora Universitária - UFPE, 1995.
- [3] SAYIGH, A., “World Renewable Energy”. Oral Plenary of The World Conference on Photovoltaic Conversion, Osaka, Japão, May 2003, pp. 2560 - 2561.
- [4] X. Yaosuo, C. Liuchen, K. Sren Baekhj, J. Bordonau, and T. Shimizu, “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1305-1314, 2004.
- [5] <http://www.eia.doe.gov/oiaf/ieo/electricity.html>, “International Energy Outlook 2003,” 2008, Acesso em 24/Abril/2009.
- [6] M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Teodorescu, and Z. C. Aalborg, “Power Converters and Control of Renewable Energy Systems,” in *The 6<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics*, 2004.
- [7] M. M. Frenanda T, J. S. Martins, and J. L. Afonso, “Medidas Reguladoras, Normas e Legislação Portuguesa Aplicável às Energias Renováveis e sugestões,” in *ENER’04 - Simpósio sobre Energias Renováveis em Portugal*, 2004.
- [8] B. S. Prasad, S. Jain, and V. Agarwal, “Universal Singel-Stage Grid-Connected Inverter,” *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol.23, pp. 128-137, 2008.
- [9] M.R. Patel, *Wind and Solar Power Systems - Design, Analysis, and Operation*, Second Edition ed. CRC Press: Taylor & Francis Group, 2006.
- [10] N. Mohan, T. M. Undelan, and W. P. Robbins, *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, Third Edition ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [11] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid connected inverters for photovoltaic modules,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.

- [12] N. Kasa, T. Iida, and H. Iwamoto, "Na inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system," in *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE*, 1999, pp. 185-190 vol. 1.
- [13] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 753-762, 2007.
- [14] F. -s. Kang, S.-J. Park, S. E. Cho, and J. -M. Kim, "Photovoltaic power interface circuit incorporated with a buck-boost converter and a full-bridge inverter," *Applied Energy*, vol. 82, pp. 266-283, 2005.
- [15] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An overview," in *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 4, 2002, pp. 1995 - 2000.
- [16] L. Wuidart, "TOPOLOGIES FOR SWITCHED MODE POWER SUPPLIES," ST Microelectronics, 1999.
- [17] K. C. Oliveira, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," in *VII INDUSCON*, 2006.
- [18] B. K. Bose, P. M. Szczesny, and R. L. Steigerwald, "Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Conditioning System," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, pp. 1182-1191, 1985.
- [19] X. Weidong and W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," in *Power Electronic Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35<sup>th</sup> Annual*, 2004, Vol 3. pp. 1957-1963.
- [20] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, vol. 142, pp. 59-64, 1995.
- [21] K. Kobayashi, H. Matsuo, and Y. Sekine, "An excellent operating point tracker of the solar-cell power supply system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 495-499, 2006.
- [22] H. S. H. Chung, K. K. Tse, S. Y. Ron Hui, C. M. Mok, and M. T. Ho, "A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 717-724, 2003.
- [23] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, "Principles of Power Electronics," *Cap. 11, Dynamics and Control*.
- [24] R. W. Erickson and d. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," *Cap. II, Converter Dynamics and Control*, 2001.
- [25] K. C. Oliveira, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and F.A.S. Neves, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems," in *VII INDUSCON*, 2006.
- [26] R. O. Caceres and I. Barbi, "A boost dc-ac converter: Analysis, design, and experimentation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp.134-141, Jan. 1999.
- [27] D. Schekulin, "Grid-Connected Photovoltaic System," Germany patent patent DE197 32 218 Cl, Mar.1999.
- [28] N. Kasa, T. Iida, and H. Iwamoto, "Maximum power point tracking with capacitor identifier for photovoltaic power system," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 147, no. 6, pp. 497-502, Nov. 2000.

- [29] W. Chien-Ming, "A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 1, pp. 150-159, Jan. 2004.
- [30] W. Chien-Ming, "A novel single-stage series-resonant buck-boost inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 4, pp. 1099-1108, Aug. 2005.
- [31] Sachin Jain and Vivek Agarwal, "A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 22, no. 5, pp 1928-1940, Sep 2007.
- [32] Honsberg, C. e Bowden, S., 1999. "PVCDROM - Fotovoltaics CDROM Part 1: Fotovoltaic Devices", University of New South Wales, Austrália.
- [33] <http://www.solenerg.com.br/Manuscrito%20Cinintel.pdf> "Sistemas solares de energia para telecomunicações," Acesso em 18/Março/2009.
- [34] Apontamentos do Prof. Dr. Cláudio Monteiro da cadeira Energia Eólica e Solar, 2008.
- [35] <http://academicos.cefetmg.br/admin/downloads/2114/TRANSP41.pdf> "Controlabilidade e Observabilidade," Acesso em 11/Maio/2009.
- [36] Ogata, K., 1996, "Projeto de Sistemas Lineares de Controle com MATLAB", Prentice-Hall do Brasil LTDA, pp 21 - 74.
- [37] Ogata, K., 1997, "Engenharia de Controle Moderno", 3ª edição. Ed., Prentice Hall, pp 643.
- [38] Ogata, K., 2003, "Engenharia de Controle Moderno", 4ta. Ed., Prentice Hall, pp 779 - 871 e 882 - 897.
- [39] Wikibooks, "Control Systems / Examples / Second Order Systems," retirado de: [http://en.wikibooks.org/wiki/Control\\_Systems/Examples/Second\\_Order\\_Systems](http://en.wikibooks.org/wiki/Control_Systems/Examples/Second_Order_Systems), Acesso em 13/Maio/2009.
- [40] [http://mentenergica.com/index.php?option=com\\_content&task=view&id=35&Itemid=37](http://mentenergica.com/index.php?option=com_content&task=view&id=35&Itemid=37), Acesso em 02/Março/2009.
- [41] Silva, A. N. M., "Sistemas de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica", in *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, Capítulo 3, Julho de 2008.
- [42] Silva, A. N. M., "Sistemas de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica", in *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, pp 76 - 78, Julho de 2008.
- [43] Silva, A. N. M., "Sistemas de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica", in *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, pp 72, Julho de 2008.
- [44] Silva, A. N. M., "Sistemas de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica", in *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, pp 71, Julho de 2008.
- [45] Silva, A. N. M., "Sistemas de Conversão de Energia Solar Fotovoltaica para Interligação à Rede Doméstica de Energia Eléctrica", in *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto*, Julho de 2008.