

**Controlo de um Inversor Monofásico para  
Ligação à Rede de um Gerador Síncrono de  
Ímanes Permanentes**

**Duarte Nuno Santos Freitas**

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em:

**Engenharia Industrial**

**Ramo de Engenharia Electrotécnica**

Dissertação realizada sob a orientação de

**Professor Doutor A. Vicente T. Leite**

**Professora Doutora Ângela P. B. S. Ferreira**



**Controlo de um Inversor Monofásico para  
Ligação à Rede de um Gerador Síncrono de  
Ímanes Permanentes**

Dissertação da UC de Dissertação  
Mestrado em Engenharia Industrial – Ramo Engenharia Eletrotécnica  
Escola Superior de Tecnologia e Gestão

Bragança, 9 de Setembro de 2013



Certifico que li este relatório e que na minha opinião, é adequado no seu conteúdo e forma como demonstrador do trabalho desenvolvido no âmbito da UC de Dissertação.

---

Professor Doutor A. Vicente. T. Leite    Orientador

Certifico que li este relatório e que na minha opinião, é adequado no seu conteúdo e forma como demonstrador do trabalho desenvolvido no âmbito da UC de Dissertação.

---

Professora Doutora Ângela P. B. S. Ferreira    Coorientador

Certifico que li este relatório e que na minha opinião, é adequado no seu conteúdo e forma como demonstrador do trabalho desenvolvido no âmbito da UC de Dissertação.

---

Professor    Arguente

Aceite para avaliação da UC de Dissertação



## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho aos meus pais, irmãos e namorada.



## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar gostaria agradecer ao meu orientador, Prof. Doutor A. Vicente T. Leite, por todo o apoio e disponibilidade demonstrado nestes últimos dois anos, pelo tempo que despendeu para que esta tese se torna-se realidade.

Agradeço também à coorientadora Prof. Doutora Ângela P. B. S. Ferreira, por todo o apoio demonstrado durante estes dois anos e também pela ajuda prestada na concretização desta tese.

Ao Mestre José Batista e ao técnico Filipe, os meus agradecimentos pelas contribuições que deram para a realização desta tese.

Ao Prof. Doutor Getúlio P. P. Igrejas, pelo seu pequeno, mas importante contributo para esta tese.

Ao amigo Jorge Paulo pela partilha de conhecimentos e amizade demonstrada ao longo dos últimos 5 anos.

À amiga Catarina Pessegueiro por estar sempre disposta a ajudar, por todo o apoio e também pela amizade criada nos últimos 5 anos.

Aos meus pais e irmãos, pelo incentivo carinho e paciência demonstrados ao longo deste período de estudos.

Um agradecimento especial à minha tia Dilma Freitas, pelo apoio especial que me tem dado ao longo de todo este percurso académico.

E por fim mas não menos importante, um agradecimento muito especial à minha namorada, que tem estado sempre do meu lado, a apoiar-me nos momentos bons e menos bons da minha vida.

A todos o meu muito obrigado.



## RESUMO

O objetivo desta dissertação é o estudo do dimensionamento e simulação dos controladores de um conversor AC-DC-AC, composto por um conversor DC-DC elevador e um inversor monofásico de tensão, para ligação à rede de turbinas eólicas com um gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG).

A estratégia de controlo do conversor AC-DC-AC pretende controlar de modo independente o conversor elevador e o inversor monofásico de tensão. O primeiro visa a maximização da potência extraída da turbina eólica, através da implementação de um algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT), enquanto o segundo visa a extração de toda a energia proveniente do primeiro fornecendo-a à rede elétrica com fator de potência unitário.

O controlo do inversor monofásico de tensão é baseado em técnicas de controlo em corrente, de modo a garantir uma forma de onda de corrente à saída, sinusoidal e síncrona com a tensão da rede. Também foi utilizado um controlo em tensão para que à entrada do inversor seja garantido um determinado valor DC (*Direct Current*) de tensão que permita ao inversor ter nos terminais de saída, uma tensão superior ao valor máximo da rede. A aplicação de um filtro à saída do inversor também foi um tópico abordado, de forma a permitir reduzir o conteúdo harmónico da corrente que é injetada na rede.

O controlo do conversor elevador é feito em velocidade e corrente para que seja extraída toda a energia proveniente do gerador e entregue ao inversor monofásico de tensão.

O desenvolvimento da simulação foi realizado em ambiente *MATLAB/Simulink*. Os controladores foram dimensionados, simulados e validados progressivamente, de modo a permitir um ajuste dos parâmetros de cada um dos controladores de forma independente.

**Palavras – chave:** Conversor de Energia, Controlo, Energia eólica, PMSG, Filtro.



## **ABSTRACT**

The objective of this thesis is to study the dimensioning and simulation of a AC-DC-AC converter control, composed by a DC-DC step-up and a single phase voltage inverter for grid connection of wind turbines with a permanent magnet synchronous generator (PMSG).

The control strategy of the converter AC-DC-AC is to control independently a step-up converter and an inverter. The first aims at maximization of power extracted from the turbine, through the implementation of a maximum power point tracking (MPPT) algorithm, while the second aims to extract all the energy from the first supplying it to the grid with unity power factor.

The control of the voltage source inverter is based on current control techniques to ensure a sinusoidal waveform in the output current, synchronous with the grid. It was also used a voltage control to ensure a certain DC (Direct Current) voltage value at the input of inverter to allow the inverter has an output voltage higher than the grid voltage. Applying a filter to the output of the inverter has also been an addressed topic. It is used to reduce the current harmonic content that is injected into the grid.

The control of the step-up is done is based on speed and current control to extract the maximum energy from the generator and deliver it to the inverter.

The development of the simulation was performed in MATLAB/Simulink. The controllers were dimensioned, simulated and validated progressively to allow an adjustment of the parameters of each controller independently.

**Key – Words:** Energy converter, control, wind energy, PMSG, Filter.



# ÍNDICE

<b>Índice de Figuras .....</b>	<b>xix</b>
<b>Índice de Tabelas .....</b>	<b>xxv</b>
<b>Lista de Abreviaturas.....</b>	<b>xxvii</b>
<b>Lista de Símbolos.....</b>	<b>xxix</b>
<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1. Estrutura do Trabalho .....	5
<b>2. Modelação do Inversor Monofásico de Tensão.....</b>	<b>9</b>
2.1. Estrutura de Potência do Sistema de Conversão de Energia Eólica .....	9
2.2. Dimensionamento de Parâmetros dos Controladores Proporcionais Integrais.....	11
2.2.1. Cálculo dos Parâmetros dos Controladores .....	13
2.2.1.1. Método do Ganho em Malha Aberta para o Controlador de Corrente... 13	
2.2.1.2. Método do Ganho em Malha Aberta para o Controlador de Tensão .....	17
2.2.2. Outros Métodos .....	22
2.3. Filtros .....	22
2.3.1. Filtro $L$ .....	23
2.3.2. Filtro $LC$ .....	25
2.3.3. Filtro $LCL$ .....	26
<b>3. Controlo do Inversor de Tensão.....</b>	<b>27</b>
3.1. Lei de Controlo .....	27
3.2. Projeto dos controladores Proporcional e Integral do Inversor .....	28
3.2.1. Controlador de Tensão.....	28
3.2.1.1. Ajuste dos Parâmetros do Controlador de Tensão .....	29
3.2.1.2. Análise de Estabilidade do Controlador de Tensão .....	31

3.2.2.	Projeto do Controlador de Corrente .....	34
3.2.2.1.	Afinação dos Parâmetros do Controlador de Corrente .....	35
3.2.2.2.	Análise de Estabilidade do Controlador de Corrente.....	39
<b>4.</b>	<b>Conversor Elevador .....</b>	<b>41</b>
4.1.	Descrição do Conversor.....	41
4.2.	Projeto dos Controladores Proporcionais Integrativos .....	42
4.2.1.	Modelação do Controlador de Corrente .....	42
4.2.1.1.	Projeto do Controlador de Corrente .....	45
4.2.1.2.	Afinação dos Parâmetros do Controlador de Corrente .....	47
4.2.1.3.	Análise de Estabilidade do Controlador de Corrente.....	49
4.2.2.	Controlador de Velocidade.....	51
4.2.2.1.	Projeto do Controlador de Velocidade.....	55
4.2.2.2.	Afinação dos Parâmetros do Controlador de Velocidade .....	56
4.2.2.3.	Análise de Estabilidade do Controlador de Velocidade .....	58
<b>5.</b>	<b>Modelação da Turbina Eólica, Gerador e MPPT .....</b>	<b>61</b>
5.1.	Turbina Eólica .....	61
5.2.	Gerador .....	62
5.3.	Algoritmo de Seguimento do Ponto de Potência Máxima (MPPT) .....	65
5.3.1.	Algoritmo do Método da Perturbação Observação .....	65
5.3.2.	Implementação do Algoritmo em MatLab/Simulink .....	68
<b>6.</b>	<b>Análise e Discussão dos Resultados da Simulação .....</b>	<b>71</b>
6.1.	Validação das Leis de Controlo do Inversor de Tensão .....	71
6.1.1.	Validação do Controlador de Corrente.....	71
6.1.2.	Validação do Controlador PI de Tensão .....	76

6.2.	Validação dos Controladores do Conversor Elevador de tensão .....	78
6.2.1.	Controlador de Corrente do Conversor Elevador .....	79
6.2.2.	Controlador de Velocidade do Conversor Elevador.....	81
<b>7.</b>	<b>Conclusões e Desenvolvimentos Futuros .....</b>	<b>85</b>
7.1.	Conclusões Gerais do Trabalho .....	85
7.2.	Trabalhos e Desenvolvimentos Futuros.....	86
	<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>89</b>
	<b>ANEXO A.....</b>	<b>91</b>
<b>A.1</b>	<b>Descrição da Plataforma Experimental.....</b>	<b>92</b>
A.1.1	Descrição do <i>Hardware</i> .....	92
A.1.1.1	Carta de Controlo da dSPACE.....	92
A.1.1.2	Módulo CP1103 .....	93
A.1.1.3	Módulo de Potência .....	94
A.1.2	Descrição do Software .....	94
A.1.2.1	RTI – Real Time Interface .....	95
A.1.2.2	ControlDesk .....	95



## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Capacidade total instalada a nível mundial [8] .....	2
Fig. 1.2 – Capacidade instalada <i>per capita</i> a nível mundial [9] .....	3
Fig. 1.3 – Capacidade total cumulativa de pequenas turbinas eólicas instaladas a nível mundial [10]. .....	4
Fig. 1.4 – Estruturas de potência com gerador de indução de rotor em gaiola de esquilo a) e b), e rotor bobinado c) e d) [11].....	4
Fig. 1.5 – Estruturas de potência com gerador síncrono de imanes permanentes e) e síncrono f), g) e h) [11].....	5
Fig. 2.1 – Estrutura de Potência do sistema de conversão de energia eólica adotada neste trabalho. ....	9
Fig. 2.2 – Diagrama de blocos de um controlador PI realimentado. $R(s)$ e $Y(s)$ são a entrada e a saída do sistema, $E(s)$ e $U(s)$ são o erro e a saída do controlador e $C(s)$ e $G(s)$ são as funções de transferência do controlador e do sistema, respetivamente. ....	11
Fig. 2.3 – Estrutura interna do Controlador PI. $K_1$ e $K_2$ são respetivamente o ganho proporcional e integral.....	12
Fig. 2.4 – Inversor monofásico de tensão .....	14
Fig. 2.5 – Modelação do Inversor monofásico de tensão. ....	14
Fig. 2.6 – Esquema de ligação do Inversor monofásico à rede .....	14
Fig. 2.7 – Diagrama de blocos do controlo em corrente do inversor de tensão .....	16
Fig. 2.8 – Esquema do inversor de tensão .....	18
Fig. 2.9 – Diagrama de blocos que modela o controlador de tensão.....	18
Fig. 2.10 – Diagrama de blocos de controlo da tensão no barramento DC. ....	20
Fig. 2.11 – Topologia simples de um inversor monofásico com filtro $L$ . ....	23

Fig. 2.12 – Topologia simples de um filtro <i>LC</i> . .....	26
Fig. 2.13 – Topologia simples de um filtro <i>LCL</i> . .....	26
Fig. 3.1 – Lei de controlo do inversor de tensão. ....	27
Fig. 3.2 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de tensão. ....	30
Fig. 3.3 – Resposta do Controlador de tensão do inversor de tensão a um degrau. ....	30
Fig. 3.4 – Sistema do controlador de tensão. ....	32
Fig. 3.5 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de tensão. ....	33
Fig. 3.6 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de corrente. ....	36
Fig. 3.7 – Resposta do controlador de corrente a uma entrada em degrau. ....	37
Fig. 3.8 – Resposta do controlador de corrente a uma entrada sinusoidal. ....	38
Fig. 3.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de corrente. ....	40
Fig. 4.1 – Conversor DC-DC elevador de tensão. ....	41
Fig. 4.2 – Estrutura de controlo do conversor DC-DC elevador de tensão. ....	42
Fig. 4.3 – Estrutura do controlador PI de corrente, onde $I_{Ld}$ é a corrente medida na bobine do conversor elevador e $v_c$ é a tensão de controlo. ....	42
Fig. 4.4 – Diagrama de blocos do controlador de corrente. ....	44
Fig. 4.5 – Diagrama de blocos do controlador de corrente. ....	45
Fig. 4.6 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de corrente. ....	47
Fig. 4.7 – Resposta do controlador de corrente do conversor elevador a uma entrada em degrau. ....	48
Fig. 4.8 – Sistema do controlador de corrente conversor elevador. ....	49
Fig. 4.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de corrente. ....	50

Fig. 4.10 – Diagrama de blocos do controlador de velocidade, onde $\omega^*$ é a velocidade de referência, $\omega_m$ é a velocidade medida e $I_{Ld}$ a corrente de referência à saída do controlador PI.....	51
Fig. 4.11 – Diagrama de blocos que modela o controlador de velocidade, onde $T_{em}$ é o binário eletromagnético desenvolvido pelo gerador e $TL$ o binário fornecido pela turbina.	51
Fig. 4.12 – Modelação do controlador de velocidade.....	54
Fig. 4.13 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de velocidade. ...	56
Fig. 4.14 – Resposta do controlador de velocidade do conversor elevador a uma entrada em degrau. ....	57
Fig. 4.15 – Sistema do controlador de corrente conversor elevador. ....	58
Fig. 4.16 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de velocidade.....	59
Fig. 5.1 – Bloco de <i>Simulink</i> que modela a turbina eólica [Figura retirada de [24]] .....	61
Fig. 5.2 – Caixa de diálogo do bloco em <i>Simulink</i> que modela a turbina eólica [Figura retirada de [24]] .....	62
Fig. 5.3 – Modelo do gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG) do <i>Simulink</i> [Figura retirada de [24]]. .....	63
Fig. 5.4 – Caixa de diálogo do bloco do gerador síncrono de ímanes permanentes [Figura retirada de [24]]. .....	64
Fig. 5.5 – Caixa de diálogo do bloco do gerador síncrono de ímanes permanentes (cont.) [Figura retirada de [24]]. .....	64
Fig. 5.6 – Ajuste do ponto de funcionamento da turbina para o ponto de máxima potência [Figura retirada de [26]] .....	66
Fig. 5.7 – Fluxograma do método da Perturbação Observação para o algoritmo do seguimento do ponto de potência máxima [Figura adaptada de [26]].....	67
Fig. 5.8 – Algoritmo MPPT implementado em <i>MatLab/Simulink</i> . .....	68

Fig. 5.9 – Máscara do algoritmo MPPT implementado em <i>MatLab/Simulink</i> . .....	69
Fig. 5.10 – Caixa de diálogo da máscara do sistema.....	69
Fig. 6.1 – Modelo de validação do controlador de corrente.....	72
Fig. 6.2 – Resposta do controlador de corrente: a) Resposta a diferentes degraus de diferentes amplitudes e b) Pormenor de um degrau. ....	73
Fig. 6.3 – Qualidade da corrente em função da amplitude.....	74
Fig. 6.4 – Tensão e corrente à saída do inversor. ....	75
Fig. 6.5 – Efasamento entre tensão e corrente à saída do inversor, para uma amplitude da corrente de 0.5 A. ....	75
Fig. 6.6 – Efasamento entre tensão e corrente à saída do inversor, para uma amplitude da corrente de 3 A. ....	76
Fig. 6.7 – Diagrama de validação do controlador de tensão. ....	77
Fig. 6.8 – Resultados da simulação para o controlador PI de tensão: a) Corrente fornecida pela fonte de corrente, b) Tensão no barramento DC, c) Corrente à saída do inversor de tensão.....	78
Fig. 6.9 – Diagrama de simulação utilizado na validação do controlador PI de corrente do conversor elevador. ....	79
Fig. 6.10 – Resposta do controlador de corrente à corrente que circula na bobina do conversor elevador. ....	80
Fig. 6.11 – Tensão à entrada e saída do conversor elevador. ....	81
Fig. 6.12 – Modelo de validação do controlo de velocidade do conversor elevador. ....	82
Fig. 6.13 – Velocidade à entrada do controlador de velocidade: a) Velocidade de referência do controlador de velocidade e medida, b) Pormenor das velocidades. ....	83
Fig. 6.14 – Tensão: a) À entrada conversor elevador, b) À saída do conversor elevador....	84
Fig. A.1 – Carta de desenvolvimento <i>DS1103PPC Controller Board</i> [29].....	93

Fig. A.2 – Módulo <i>CP1103</i> .....	93
Fig. A.3 – Módulo de potência.....	94
Fig. A.4 – Livraria RTI para a <i>DS1103PPC Controller Board</i> .....	95
Fig. A.5 – Ambiente gráfico do <i>ControlDesk</i> . ....	96



## ÍNDICE DE TABELAS

Tab. 2.1 – Métodos alternativos ao dimensionamento dos parâmetros do controlador de corrente.....	22
Tab. 3.1 – Parâmetros do controlador PI da tensão no barramento DC do inversor de tensão.....	29
Tab. 3.2 – Parâmetros afinados do controlador de tensão do inversor de tensão.....	31
Tab. 3.3 – <i>Array</i> de Routh para a análise de estabilidade do controlador de tensão do inversor.....	32
Tab. 3.4 – Parâmetros do controlador de corrente do inversor de tensão.....	35
Tab. 3.5 – Parâmetros afinados do controlador de corrente do inversor de tensão.....	38
Tab. 3.6 – <i>Array</i> de Routh para a análise de estabilidade do controlador de corrente do inversor.....	39
Tab. 4.1 – Parâmetros do controlador de corrente.....	47
Tab. 4.2 – Parâmetros afinados do controlador de corrente do conversor elevador.....	48
Tab. 4.3 – <i>Array</i> de Routh para a análise de estabilidade do controlador de corrente do conversor elevador.....	49
Tab. 4.4 – Parâmetros do controlador de velocidade .....	56
Tab. 4.5 – Parâmetros afinados do controlador de velocidade do conversor elevador. ....	58
Tab. 4.6 – <i>Array</i> de Routh para a análise de estabilidade do controlador de velocidade do conversor elevador.....	59
Tab. 6.1 – Valores reais da corrente de referência à entrada do controlador de corrente. ..	74
Tab. 6.2 – Valores da corrente de referência à entrada do controlador de corrente.....	79



## LISTA DE ABREVIATURAS

<i>Abreviatura</i>	<i>Descrição</i>
<i>AC</i>	Corrente alternada ( <i>Alternat Current</i> )
<i>D</i>	<i>Duty Cycle</i>
<i>DC</i>	Corrente contínua ( <i>Direct Current</i> )
<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>FT</i>	Função de Transferência
<i>FTMA</i>	Função de Transferência em Malha Aberta
<i>FTMF</i>	Função de Transferência em Malha Fechada
<i>G<sub>CL</sub></i>	Ganho em malha fechada
<i>G<sub>OL</sub></i>	Ganho em malha aberta
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>IPB</i>	Instituto Politécnico de Bragança
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Field Effect Transistor</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>PI</i>	Controlador <i>Proporcional Integral</i>
<i>PMSG</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
$B$	Coeficiente de atrito
$C_{in}$	Condensador a saída da ponte retificadora
$C$	Condensador do barramento DC
$C(s)$	Função de transferência do controlador PI
$D(s)$	Perturbação externa ao sistema
$D$	<i>Duty Cycle</i>
$E(s)$	Erro a entrada do controlador PI
$f_c$	Frequência de corte do controlador de corrente
$f_{cV_{DC}}$	Frequência de corte do controlador de tensão
$f_{cvelo}$	Frequência de corte do controlador de velocidade
$f_{sw}$	Frequência de comutação ( <i>switching</i> )
$G(s)$	Função de transferência do sistema
$I_1$	Componente fundamental da corrente
$I_a$	Corrente da fase $a$
$I_b$	Corrente da fase $b$
$I_b$	Corrente de base
$I_c$	Corrente no condensador do barramento DC
$I_c(t)$	Corrente no condensador
$I_d$	Corrente à saída do conversor elevador
$I_g$	Corrente de fase do gerador

$I_{inv}$	Corrente à entrada do inversor
$I_{L_d}$	Corrente na bobine do conversor DC-DC elevador
$I_r$	Componente de <i>ripple</i> da corrente
$I_{smax}$	Corrente máxima à saída do inversor
$I_m^*$	Corrente máxima de referência à saída do inversor
$i_s$	Corrente à saída do inversor
$i_s^*$	Corrente de referência à saída do inversor
$J_{eq}$	Momento de inércia do gerador
$K$	Constante
$K$	Ganho do sistema
$K_1$	Ganho proporcional
$K_2$	Ganho integral
$K_{PWM}$	Ganho do inversor para o controlador de corrente
$K_{PWMDC}$	Ganho do inversor para o controlador de tensão
$K_T$	Constante de binário
$L_b$	Indutância de base
$L_d$	Indutância do conversor DC-DC elevador
$L_s$	Indutância a saída do inversor
$m_a$	Índice de modulação de amplitude
$P_{DC}$	Potência no barramento DC
$P_g$	Potência do gerador
$P_r$	Potência à saída da ponte retificadora

$P_{in}$	Potência à entrada do inversor de tensão
$P_{out}$	Potência à saída do inversor de tensão
$R_{L_s}$	Resistência da bobine do filtro
$R(s)$	Entrada do sistema
$s$	Operador de Laplace, $s=j\omega$
$S_b$	Potência de base
$T_2$	Constante de tempo integrativa
$U(s)$	Saída do controlador PI
$V_{ab}$	Tensão composta entre a fase $a$ e $b$
$V_{bc}$	Tensão composta entre a fase $b$ e $c$
$V_b$	Tensão de base
$V_c$	Tensão de controle
$\hat{V}_c$	Amplitude da tensão de controle
$V_{DC}$	Tensão no barramento DC
$V_{DC}^*$	Tensão de referência no barramento DC
$V_g$	Tensão simples do gerador
$V_{L_d}$	Tensão na bobina do conversor elevador
$V_{L_s}$	Tensão na bobina do filtro L à saída do inversor
$V_M$	Tensão aos terminais do IGBT do conversor elevador
$V_R$	Tensão da rede
$V_s$	Tensão à saída do inversor de tensão
$\hat{V}_{tri}$	Amplitude da tensão triangular

$\hat{V}_{01}$	Amplitude da componente fundamental da tensão à saída do inversor
$V_{01}$	Valor eficaz da componente fundamental da tensão à saída do inversor
$X(s)$	Entrada do sistema
$\omega$	Frequência angular
$\omega_c$	Frequência angular de corte do controlador de corrente
$\omega_{cvelo}$	Frequência angular de corte do controlador de velocidade
$\omega_m$	Velocidade angular medida do gerador
$\omega^*$	Velocidade angular de referência do gerador
$Y(s)$	Saída do sistema
$Z_b$	Impedância de base

---

# Capítulo 1

## 1. INTRODUÇÃO

O presente trabalho insere-se no âmbito do estudo de sistemas de conversão eletrónica de energia para ligação à rede elétrica de turbinas eólicas de baixa potência, que utilizam geradores síncronos de ímanes permanentes (PMSG).

Com a crescente escalada do preço da energia elétrica, devido ao aumento dos preços dos combustíveis fósseis, os governos têm incentivado, por todo o mundo, a instalação de sistemas de energias renováveis de micro e mini produção de energia elétrica, destacando-se, por exemplo, o caso português de micro e minigeração [1]. Estes sistemas são de baixa/média potência (Potências entre os 100 W e 100 kW) e estão ligados à rede por intermédio de inversores que injetam corrente através de um controlo em corrente [2-4]. No entanto a penetração da energia proveniente de micro e mini sistemas de produção acarreta problemas no que diz respeito à qualidade do serviço [5, 6]. Torna-se pois imprescindível impor novos padrões de qualidade que permitam melhorar a qualidade da corrente injetada na rede, nomeadamente a diminuição do conteúdo harmónico que é injetado e fator de potência unitário.

A energia eólica é atualmente uma das fontes renováveis de energia com mais potencial e uma tecnologia bastante amadurecida. Os atuais aerogeradores são capazes de produzir eletricidade a preços competitivos, comparativamente com as fontes tradicionais. Esta fonte renovável apresenta uma influência ambiental moderada, comparativamente com as outras fontes de produção de eletricidade [7]. A capacidade instalada a nível mundial atingiu, em 2012, 254 GW, com um crescimento médio nesse mesmo ano de 16,4% [8].

Na Europa os maiores mercados continuam a ser a Alemanha com uma nova capacidade instalada em 2012 de 941 MW e uma capacidade acumulada de 30016 MW, seguindo-se a

Espanha com uma nova capacidade instalada de 414 MW uma capacidade acumulada 20087 MW, a Itália com 490 MW e uma capacidade acumulada 7280 MW, a França com 650 MW e uma capacidade acumulada de 7118 MW, o Reino Unido com 822 MW e uma capacidade acumulada de 6480 MW e Portugal com 19 MW e uma capacidade acumulada de 4398 MW [8].

O gráfico da Fig. 1.1, ilustra a potência instalada nos anos 2011 e 2012 a nível mundial de turbinas eólicas para produção de energia eólica.

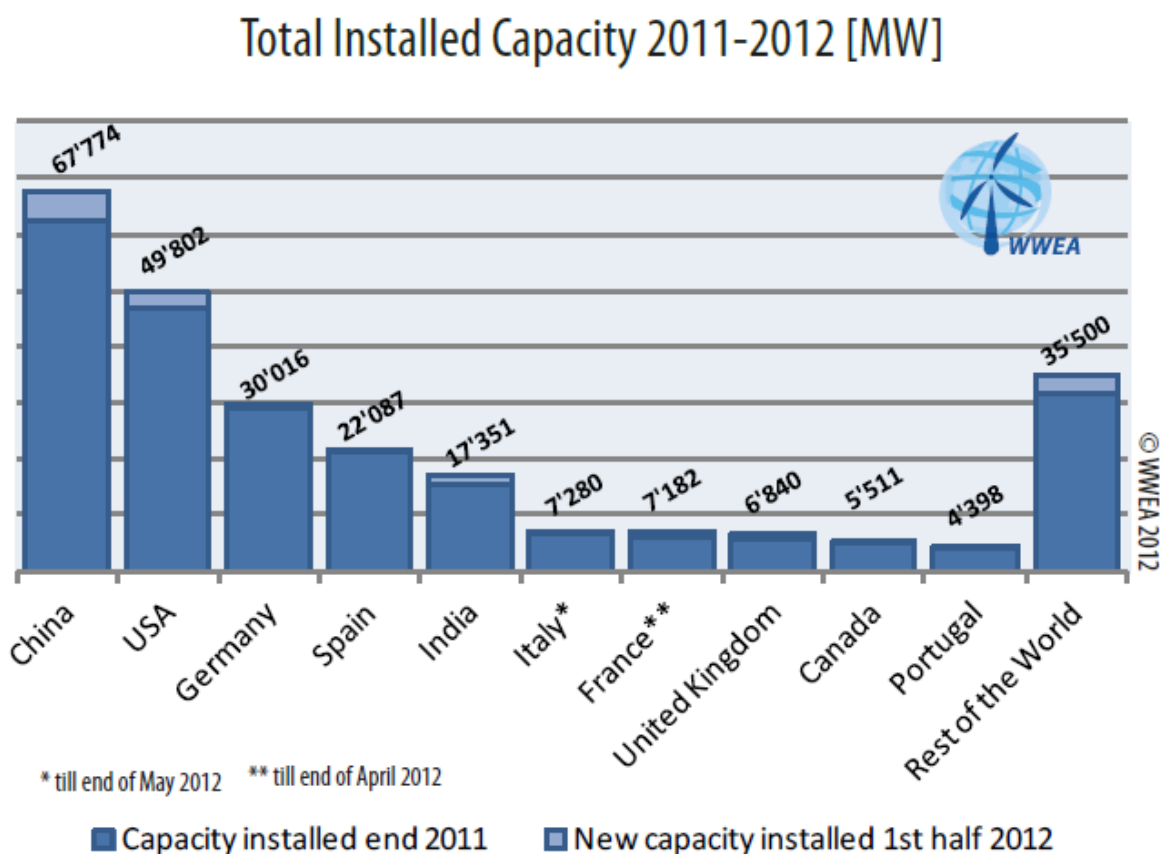


Fig. 1.1 – Capacidade total instalada a nível mundial [8]

No que respeita à capacidade instalada *per capita*, Portugal está entre os países que mais tem apostado na energia eólica. O gráfico ilustrado na Fig. 1.2, dá uma visão geral dos países com capacidades instaladas *per capita* mais significativas.

**Top Wind Power Countries Per Capita 2012**

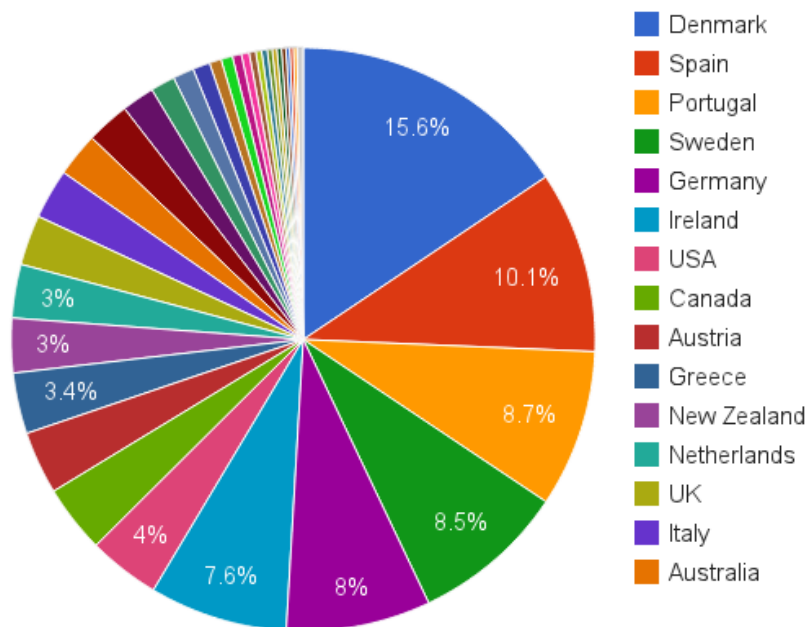


Fig. 1.2 – Capacidade instalada *per capita* a nível mundial [9]

No que respeita a turbinas de pequenas dimensões (Potências entre os 100 W e os 100 kW), a capacidade instalada a nível global em 2011 rondou os 570 MW [10]. Só nesse ano foram instalados 120MW, o que comparativamente com o ano 2010 representou aproximadamente o dobro da capacidade instalada (64 MW instalados no ano 2010) [10]. Em termos globais o ano de 2012 representou um aumento da capacidade instalada de 27% [10].

Na Fig. 1.3, está ilustrada a capacidade total cumulativa instalada (em kW) a nível global.

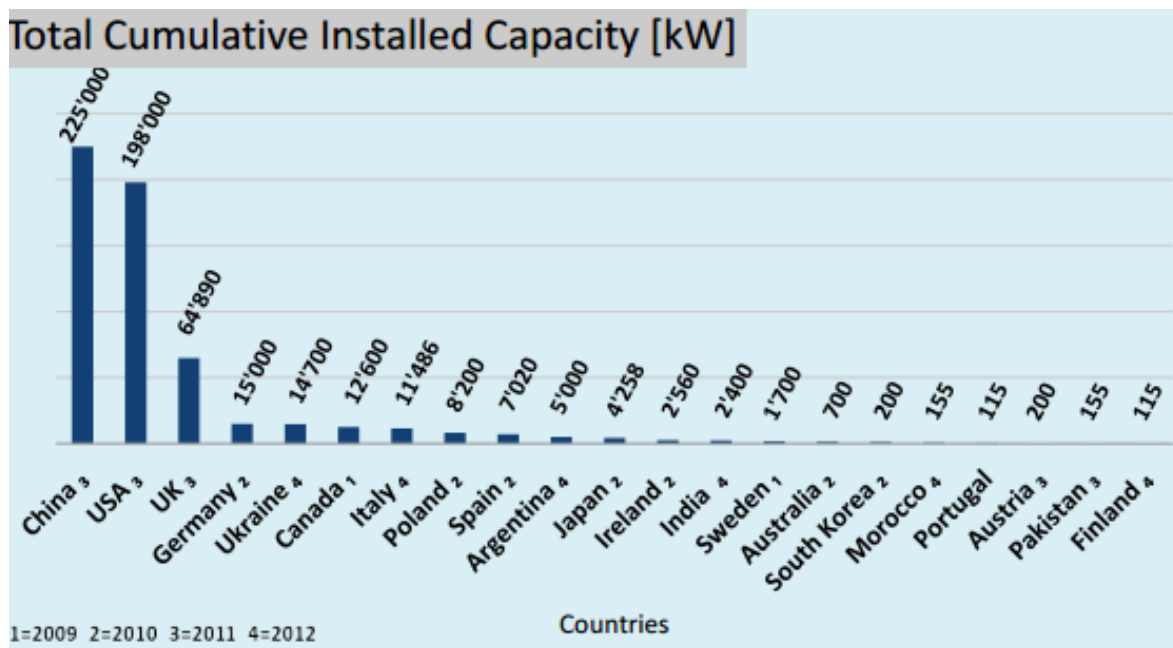


Fig. 1.3 – Capacidade total cumulativa de pequenas turbinas eólicas instaladas a nível mundial [10].

Em termos de estruturas de potência utilizadas destacam-se de seguida as mais vulgarizadas.

As primeiras tecnologias a aparecer foram as turbinas de velocidade fixa (Fig. 1.4 a)); nestes sistemas, a velocidade de rotação da turbina é imposta pela frequência da rede. Estas tecnologias baseiam-se em geradores de indução, e são consideradas robustas e fiáveis [11].

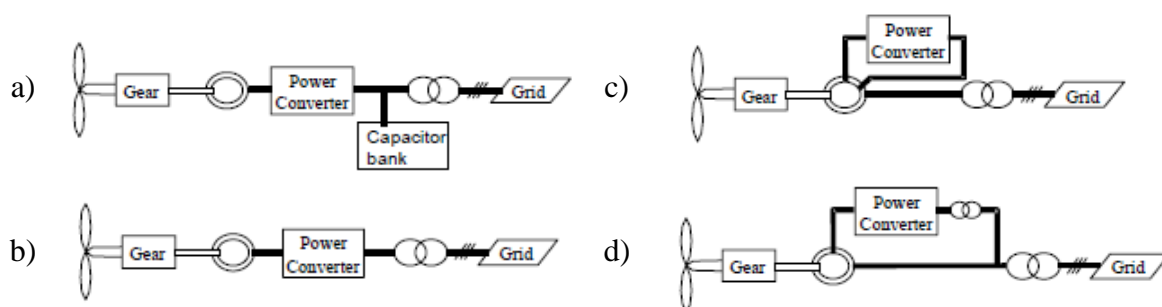


Fig. 1.4 – Estruturas de potência com gerador de indução de rotor em gaiola de esquilo a) e b), e rotor bobinado c) e d) [11].

Nos anos seguintes ao aparecimento da primeira tecnologia foram surgindo outras, quer para turbinas com gerador de indução ou síncrono, Fig. 1.4 b), c) e d), e Fig. 1.5 e), f), g) e h). Estas já tinham incorporados sistemas de conversão eletrónica mais avançados que permitiam fazer o controlo de potência reativa, e algumas destas topologias permitiam também que as turbinas funcionassem a velocidades variáveis [11].

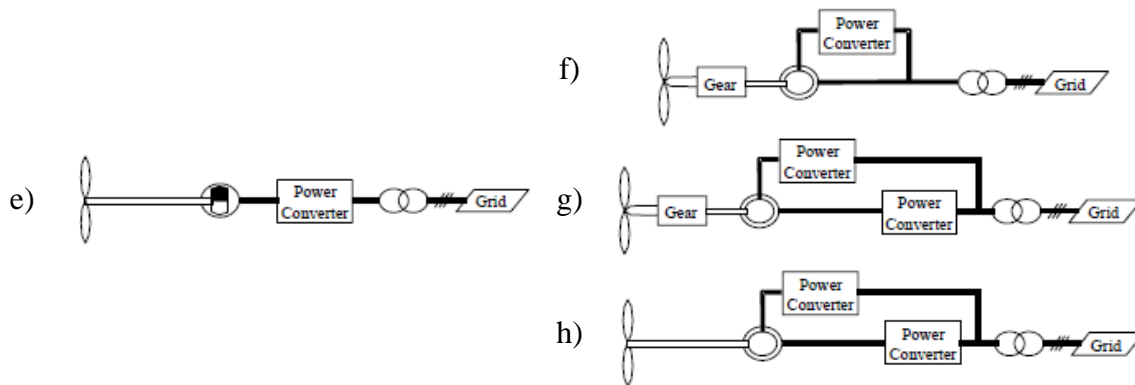


Fig. 1.5 – Estruturas de potência com gerador síncrono de ímanes permanentes e) e síncrono f), g) e h) [11].

Neste trabalho a estrutura seguida foi a e) da Fig. 1.5. É uma estrutura onde o gerador é síncrono de ímanes permanentes com um elevado número de polos, de forma a permitir o acionamento direto (sem caixa de velocidade) e velocidade variável, onde o fluxo de energia é controlado por eletrónica de potência.

O principal objetivo do trabalho é projetar e simular os controlador de corrente e tensão do inversor, e os controladores de corrente e velocidade do conversor elevador de tensão de forma a controlar a estrutura de potência adotada neste trabalho.

## 1.1. ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho desenvolvido é aqui apresentado de acordo com a seguinte estrutura:

No capítulo 1 faz-se uma breve introdução à energia eólica e às estruturas de potência, objetivos e apresentação da estrutura do trabalho.

No capítulo 2 é feita uma introdução aos conceitos teóricos associados ao projeto de controladores para conversores de energia. Inicialmente apresenta-se a estrutura de potência adotada para este trabalho, onde é feita uma breve descrição da mesma. Depois são apresentados os procedimentos teóricos para calcular os parâmetros dos controladores de corrente e tensão do inverso monofásico, e no final do capítulo é apresentada uma descrição sucinta dos possíveis filtros, e são apresentados alguns métodos alternativos para calcular os parâmetros dos controladores.

No terceiro capítulo, é demonstrada a aplicação dos métodos descritos no capítulo 2. Para projetar os parâmetros do controlador de corrente e de tensão do inversor de tensão é apresentada uma primeira estimativa dos parâmetros dos controladores. Depois é descrito o procedimento e apresentados os valores da afinação dos parâmetros dos controladores. Por fim, é feita uma análise de estabilidade dos controladores recorrendo ao Lugar das Raízes e ao Diagrama de Bode.

No capítulo 4, são apresentados os métodos de dimensionamento dos controladores de corrente e de velocidade do conversor elevador. No seguimento é demonstrada a aplicação dos métodos para o projeto destes controladores, onde são apresentadas as estimativas dos valores dos parâmetros dos controladores. Também é feita a descrição e apresentação dos valores afinados para cada um dos controladores e, ainda, uma análise de estabilidade de cada uma dos controladores.

No quinto capítulo é feita uma descrição de elementos utilizados na simulação: os blocos que simulam o gerador síncrono de ímanes permanente e o da turbina eólica. No final do capítulo é descrito o algoritmo de seguimento de ponto potência máxima e o bloco implementado em *MATLAB/Simulink*.

No capítulo 6, são discutidos os resultados obtidos nas simulações feitas, para validação de todo o controlo do inversor. Cada parte do controlo, ou seja, os controladores de tensão e corrente do inversor e os controladores de corrente e velocidade do conversão elevador, são validados individualmente.

O capítulo 7 apresenta a plataforma experimental, parcialmente desenvolvida no âmbito deste trabalho, que existe no Laboratório de Sistemas Eletromecatrónicos.

Finalmente no capítulo 8 são descritas as principais conclusões do trabalho e apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros de forma a dar continuidade ao trabalho agora desenvolvido.



# Capítulo 2

## 2. MODELAÇÃO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE TENSÃO

Inicialmente neste capítulo é apresentada a estrutura de potência adotada, depois são descritas algumas leis de controlo, sendo apresentados logo de seguida os métodos de cálculo de parâmetros dos controladores de corrente e tensão. No final é exposta alguma matéria acerca de filtros e apresentado um método de projetar filtros do tipo  $L$ .

### 2.1. ESTRUTURA DE POTÊNCIA DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

A estrutura de potência de ligação à rede do sistema de conversão de energia adotada neste trabalho é apresentada na Fig. 2.1 é possível identificar os seguintes blocos: ponte retificadora a díodos na saída do gerador de ímãs permanentes, o conversor elevador, o inversor de tensão, o filtro à saída do inversor de tensão e o transformador de isolamento entre a rede e o sistema conversor de energia.

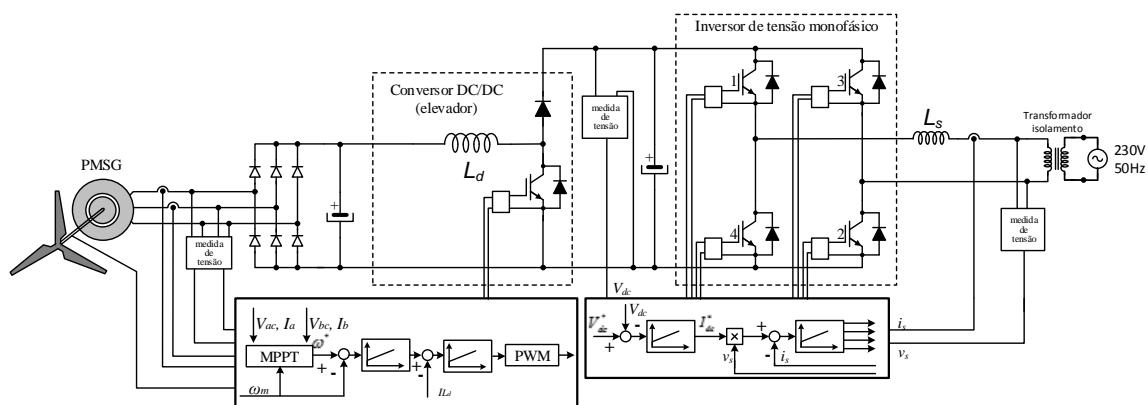


Fig. 2.1 – Estrutura de Potência do sistema de conversão de energia eólica adotada neste trabalho.

O conversor elevador tem com principal função elevar a tensão no barramento DC para valores que permitam o funcionamento do inversor de tensão. O conversor elevador é controlado em corrente de modo a impor na bobina  $L_d$  uma corrente igual a um valor de referência, que controlará convenientemente o *Duty Cycle* ( $D$ ) do PWM do conversor elevador. Esta corrente de referência é definida por um algoritmo que faz o seguimento do ponto de potência máxima (MPPT) do gerador de ímanes permanentes (PMSG). Para a implementação deste algoritmo podem ser adotadas várias estratégias, de entre as quais se destacam as seguintes:

- A primeira consiste em medir a corrente e a tensão à saída da ponte a diodos, do seu produto obtém-se a potência [12-15]. O valor da corrente que maximiza a potência corresponde ao valor de referência desejado.
- A segunda consiste no controlo em malha fechada da velocidade do gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG). O controlo pode ser feito de duas formas, medindo a velocidade [14] ou estimando-a [15]. O algoritmo permite ajustar a velocidade de referência do gerador de forma a manter a velocidade deste no seu ponto de potência máxima, para cada velocidade de vento. A descrição deste algoritmo será retomada mais à frente no capítulo 5.

Se o conversor elevador for controlado com esta última estratégia, será garantida a máxima extração de energia do gerador PMSG, no entanto o algoritmo não garante que a tensão no barramento DC seja constante. Cabe então ao inversor de tensão monofásico retirar mais ou menos corrente a injetar na rede, de forma a manter constante a tensão no barramento DC.

Para o conversor elevador, o inversor de tensão é visto como uma carga ativa que mantém a tensão no barramento DC constante e absorve toda a corrente proveniente do conversor elevador, sendo que a corrente média do condensador do barramento DC é nula se a tensão for constante.

O inversor de tensão é controlado em corrente, de forma a ser injetada na rede uma corrente sinusoidal, com amplitude variável, que é injetada na rede em fase com a tensão, garantido assim um fator de potência unitário, não originando dessa forma, trânsito de potência

reativa. Considerando a tensão no barramento DC,  $V_{DC}$ , constante, se  $I_d$  (à saída do conversor elevador) aumenta, a potência no barramento DC ( $P_{DC}$ ) também aumenta, porque  $P_{DC} = V_{DC}I_d$ ; de igual modo, se  $I_d$  diminui, então  $P_{DC}$  também diminui. Desprezando as perdas nos conversores eletrônicos e considerando os componentes passivos ideais, a potência produzida pelo gerador eólico é igual à potência entregue ao barramento DC, que por sua vez é igual à potência entregue à rede. Portanto, se a corrente no barramento DC, à saída do conversor elevador aumentar/diminuir, também a amplitude da corrente AC injetada na rede aumentará/diminuirá.

## 2.2. DIMENSIONAMENTO DE PARÂMETROS DOS CONTROLADORES PROPORCIONAIS INTEGRAIS

Pretende-se com este subcapítulo descrever de uma forma muito sucinta como obter a expressão do ganho em malha aberta ( $G_{OL}$ ) de um controlador Proporcional Integral (PI). Posteriormente serão descritos os controladores necessários ao controlo do inversor de tensão, depois serão ainda apresentadas as equações e os cálculos para o projeto dos controladores PI.

Um sistema convencional com controlador proporcional integral (PI) pode ser modelado pelo seguinte diagrama de blocos:

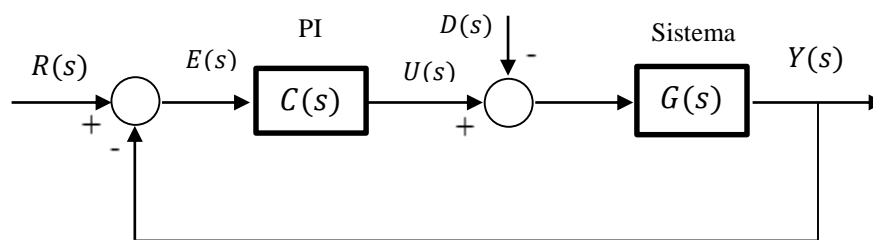


Fig. 2.2 – Diagrama de blocos de um controlador PI realimentado.  $R(s)$  e  $Y(s)$  são a entrada e a saída do sistema,  $E(s)$  e  $U(s)$  são o erro e a saída do controlador e  $C(s)$  e  $G(s)$  são as funções de transferência do controlador e do sistema, respetivamente.

No dimensionamento do controlador, as perturbações externas ( $D(s)$ ) não são consideradas. A estrutura interna do controlador é ilustrada na Fig. 2.3

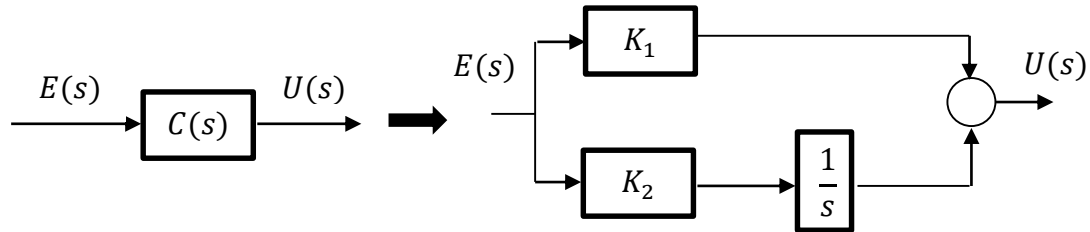


Fig. 2.3 – Estrutura interna do Controlador PI.  $K_1$  e  $K_2$  são respectivamente o ganho proporcional e integral

A expressão que define um controlador PI pode ser obtida pela sua função de transferência, em função do erro  $E(s) = R(s) - Y(s)$  e da sua saída  $U(s)$  [16-18], sendo  $C(s)$  a função de transferência do controlador [16]:

$$C(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} = K_1 \frac{1 + sT_2}{sT_2} \quad (2.1)$$

A constante de tempo integrativa  $T_2$  é definida através de:

$$T_2 = \frac{K_1}{K_2} \quad (2.2)$$

Abrindo a realimentação e considerando nula a perturbação  $D(s)$ , o ganho em malha aberta ( $G_{OL}$ ) do controlador PI obtém-se pela seguinte expressão:

$$G_{OL} = \frac{Y(s)}{R(s)} = C(s)G(s) \quad (2.3)$$

Considerando também a perturbação  $D(s)$  nula, o ganho em malha fechada ( $G_{CL}$ ) é obtido da seguinte forma:

$$G_{CL} = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}} \quad (2.4)$$

A relação entre a entrada  $R(s)$  e a saída  $Y(s)$  do sistema de controlo da Fig. 2.2 é descrita por [16, 18]:

$$Y(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}R(s) - \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)}D(s) \quad (2.5)$$

### 2.2.1. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES

No seguimento do que foi descrito no subcapítulo 2.2, apresentam-se agora os métodos para calcular os parâmetros dos controladores de corrente e de tensão do inversor monofásico em estudo nesta tese.

#### 2.2.1.1. MÉTODO DO GANHO EM MALHA ABERTA PARA O CONTROLADOR DE CORRENTE

O inversor de tensão responsável pela conversão de um valor DC à saída do conversor elevador,  $I_d$ , numa corrente sinusoidal,  $i_s$ , que é fornecida à rede em fase com a tensão à saída do inversor,  $v_s$ , é controlado em corrente.

O conversor DC/DC, a montante, vê o inversor como uma carga ativa ideal, que absorve toda a corrente que esteja disponível, mantendo a tensão no barramento DC constante. Se forem desprezadas as perdas, a potência à entrada e à saída do inversor são iguais, o que permite relacionar a amplitude da corrente à saída com o valor DC da corrente à entrada [7].

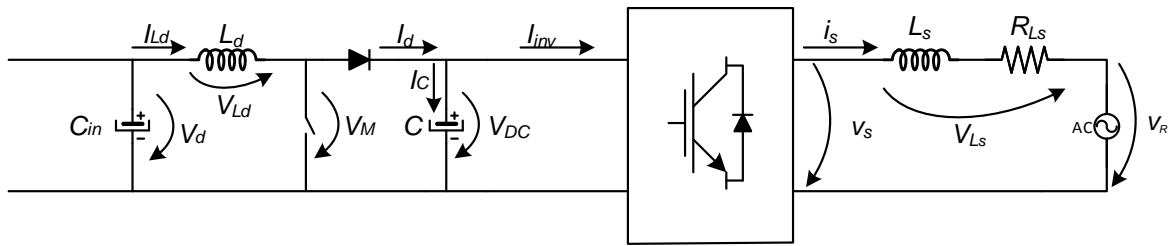


Fig. 2.4 – Inversor monofásico de tensão

A modelação do inversor monofásico, representado na Fig. 2.4, é ilustrado na Fig. 2.5.

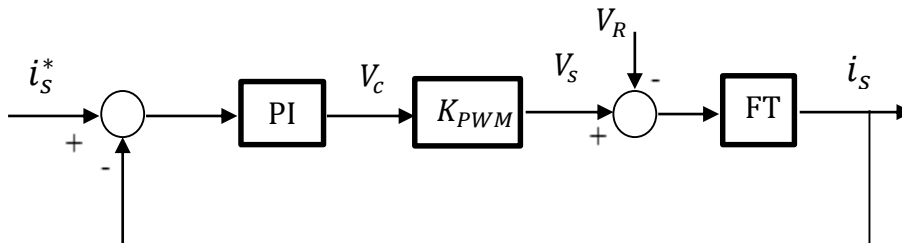


Fig. 2.5 – Modelação do Inversor monofásico de tensão.

No diagrama de blocos que modela o inversor monofásico de tensão,  $V_c$  é a tensão de controlo dado pelo controlador PI, o bloco  $K_{PWM}$  é o ganho do inversor de tensão e à sua saída obtém-se a tensão  $v_s$ .

Neste controlo pretende-se obter a corrente na bobina  $L_s$  representada na Fig. 2.6, sendo necessária a função de transferência do sistema que modela a Fig. 2.6.

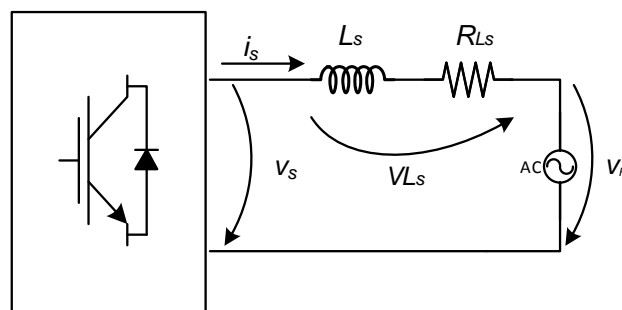


Fig. 2.6 – Esquema de ligação do Inversor monofásico à rede

Para obter o valor de  $K_{PWM}$  é necessário definir que tipo de configuração do inversor será utilizado. Para este caso a configuração será em ponte completa monofásica com tensão unipolar, pelo que  $K_{PWM}$  obtém-se das seguintes equações [19]:

$$V_s = m_a V_{DC} \quad (2.6)$$

sendo  $m_a$  o índice de modulação de amplitude, definido pelo quociente entre a amplitude da tensão de controlo,  $\hat{V}_c$ , e a amplitude da tensão triangular,  $\hat{V}_{tri}$ , ou seja [19, 20]:

$$m_a = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.7)$$

Substituindo a equação (2.7) na equação (2.6), obtém-se:

$$V_s = m_a V_{DC} = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} V_{DC} = \frac{V_{DC}}{\hat{V}_{tri}} \hat{V}_c \quad (2.8)$$

Desta equação estima-se o valor do ganho do inversor,  $K_{PWM}$ , através do quociente entre o valor da tensão no barramento DC e a amplitude da tensão triangular  $\hat{V}_{tri}$ :

$$K_{PWM} = \frac{V_{DC}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.9)$$

Para o cálculo da corrente na bobina  $L_s$  é necessário modelar a impedância associada aos condutores da linha de ligação à rede.

À saída do inversor, a tensão,  $V_s$ , é determinada pela seguinte equação:

$$V_s = L_s \frac{di_s}{dt} + R_{L_s} i_s + V_R \quad (2.10)$$

onde  $R_{L_s}$  é a resistência interna da bobina  $L_s$ . Recorrendo à transformada de Laplace a equação (2.10) é possível de ser reescrita na seguinte forma:

$$V_s(s) = (R_{L_s} + L_s s)I_s(s) + V_R \quad (2.11)$$

Da equação (2.11) retira-se que a corrente na bobina,  $I_s$ , é igual a:

$$V_s - V_R = (R_{L_s} + sL_s)I_s \leftrightarrow I_s = \frac{V_s - V_R}{R_{L_s} + sL_s} \quad (2.12)$$

sendo a função de transferência do sistema:

$$FT = \frac{1}{R_{L_s} + sL_s} \quad (2.13)$$

Na Fig. 2.7, ilustra-se o diagrama de blocos do controlo em corrente do inversor monofásico de tensão, utilizado para dimensionar o controlador PI de corrente.

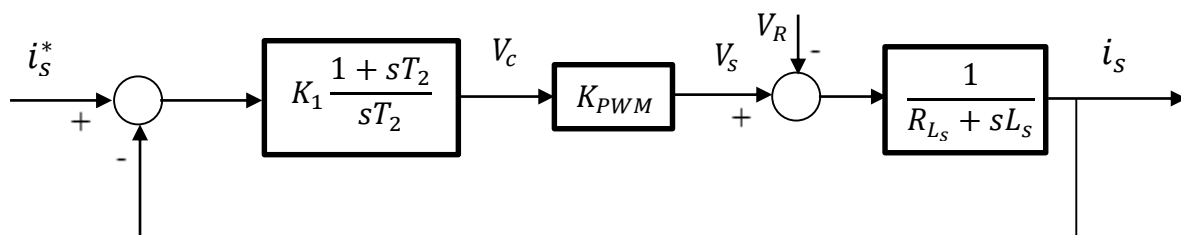


Fig. 2.7 – Diagrama de blocos do controlo em corrente do inversor de tensão

O ganho em malha aberta,  $G_{OL}$ , do sistema da Fig. 2.7 é dado pela seguinte expressão (admitindo a perturbação  $V_R = 0$ ):

$$G_{OL} = \frac{I_s}{I_s^*} = \text{controlador} * \text{sistema} \quad (2.14)$$

$$G_{OL} = K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) K_{PWM} \left( \frac{1}{R_{L_s} + sL_s} \right) \quad (2.15)$$

Impondo  $T_2 = L_s/R_{L_s}$  o ganho em malha aberta passa a ser:

$$G_{OL} = K_1 \frac{1 + sT_2}{sT_2} K_{PWM} \frac{1/R_{L_s}}{1 + sL_s/R_{L_s}} = \frac{K_1 K_{PWM}}{R_{L_s}} \frac{1}{sT_2} \quad (2.16)$$

Para a determinação dos parâmetros do PI, a partir do diagrama de *Bode*, impõem-se as seguintes condições [19]:

$$\begin{cases} |G_{OL}|_{s=j\omega} = 1 \\ \angle(G_{OL})_{s=j\omega} = -180^\circ + \text{Margem de fase} \end{cases} \quad (2.17)$$

A frequência de corte do controlador de corrente  $f_c$  deve ser 10 a 20 vezes menor que a frequência de comutação  $f_{sw}$ ; esta frequência é a largura de banda do controlador, isto é, a gama de frequências à qual o controlador responde, ou, acima da qual ele não responde.

Para o sistema ser estável, a margem de fase tem de tomar um valor superior a  $45^\circ$ , no entanto, para que a estabilidade seja assegurada com uma margem de segurança, é normalmente usado um valor de  $60^\circ$  [18].

### 2.2.1.2. MÉTODO DO GANHO EM MALHA ABERTA PARA O CONTROLADOR DE TENSÃO

O controlador de corrente permite injetar mais ou menos corrente para a rede, consoante a que está disponível, no entanto para que o inversor funcione corretamente é necessário garantir um nível mínimo de tensão no barramento DC, para tal é necessário um controlador de tensão, que imponha esse nível mínimo de tensão.

O controlador de tensão tem como função garantir que a corrente que flui do barramento DC para a rede não seja excessiva ao ponto de fazer baixar a tensão naquele barramento para valores inoportáveis ao bom funcionamento do inversor.

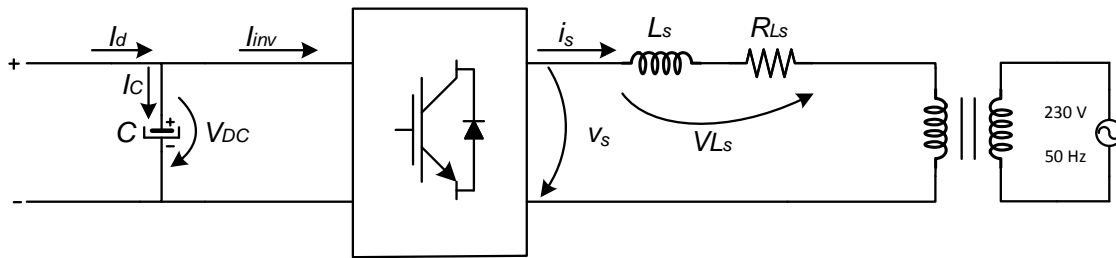


Fig. 2.8 – Esquema do inversor de tensão

O controlo de tensão do inversor de tensão, representado na Fig. 2.8 pode ser representado pelo diagrama de blocos da Fig. 2.9.

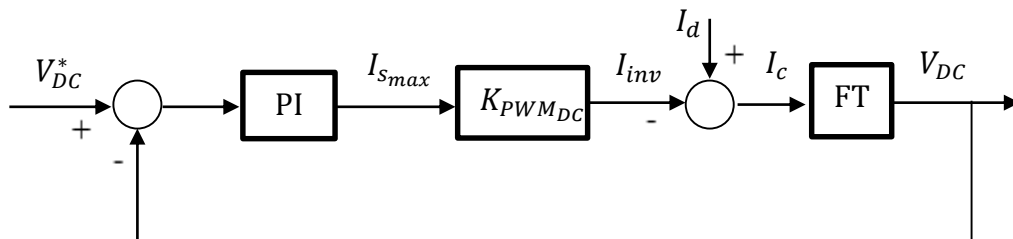


Fig. 2.9 – Diagrama de blocos que modela o controlador de tensão

Para se obter a tensão do barramento DC é necessário modelar a impedância associada ao condensador desse mesmo barramento, uma vez que a corrente no condensador  $I_c$  é igual à corrente à saída do conversor elevador  $I_d$  menos a corrente que vai para o inversor  $I_{inv}$ . Pela Fig. 2.8 obtém-se a relação entre a corrente e a tensão do condensador do barramento DC:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + V_c(0) \quad (2.18)$$

Admitindo que a tensão inicial no condensador é nula, (2.18) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (2.19)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* à (2.19):

$$V_c(s) = \frac{1}{sC} I_c(s) \quad (2.20)$$

Por sua vez a corrente  $I_c(s)$  determina-se segundo a equação (2.21)

$$I_c(s) = I_d - I_{inv} \quad (2.21)$$

Substituindo a equação (2.21) em (2.20), obtém-se:

$$V_c(s) = \frac{1}{sC} (I_d - I_{inv}) = -\frac{1}{sC} (I_{inv} - I_d) \quad (2.22)$$

De acordo com a Fig. 2.8, se forem desprezadas as perdas e considerado fator de potência unitário ( $\cos \varphi = 1$ ) retira-se que:

$$P_{in} = P_{out} \quad (2.23)$$

$$V_{DC} I_{inv} = V_s I_s = V_s \frac{I_{smax}}{\sqrt{2}} \quad (2.24)$$

Admitindo que o controlador mantém a tensão medida  $V_{DC}$ , igual à de referência  $V_{DC}^*$ ,  $V_{DC} = V_{DC}^*$ , pela equação (2.24):

$$I_{inv} = \frac{V_s}{\sqrt{2}V_{DC}} I_m^* = K_{PWM_{DC}} I_m^* \quad (2.25)$$

Conclui-se assim que o ganho do inversor para o controlador de tensão,  $K_{PWM_{DC}}$  é:

$$K_{PWM_{DC}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}V_{DC}} \quad (2.26)$$

Quanto à função de transferência do barramento DC, a partir da qual se obtém a tensão  $V_{DC}$ , é dada pela equação (2.22):

$$FT = -\frac{1}{sC} \quad (2.27)$$

O diagrama de blocos que modela o controle de tensão do barramento DC, segundo o qual se irá dimensionar o controlador PI da tensão do barramento DC é representado pela figura que se segue:

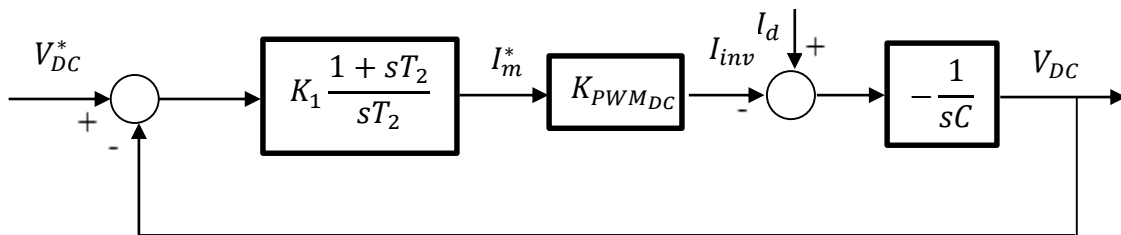


Fig. 2.10 – Diagrama de blocos de controle da tensão no barramento DC.

O ganho em malha aberta,  $G_{OL}$ , do modelo do controle de tensão no barramento DC é obtido da seguinte forma:

$$G_{OL} = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \text{controlador} * \text{sistema} \quad (2.28)$$

$$G_{OL} = K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) K_{PWM_{DC}} \left( \frac{1}{sC} \right) \quad (2.29)$$

Manipulando a equação (2.29), obtêm-se:

$$\begin{aligned} K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_{PWMDC}}{sC} &= K_1 K_{PWMDC} \frac{1 + sT_2}{s^2 T_2 C} \\ &= \frac{K_1 K_{PWMDC}}{s^2 T_2 C} + \frac{K_1 K_{PWMDC} sT_2}{s^2 T_2 C} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Substituindo  $s$  por  $j\omega$  em (2.30), onde  $\omega = 2\pi f$  é a frequência angular, para a qual se projetam os ganhos proporcional e integrativo, vem que:

$$-\frac{K_1 K_{PWMDC}}{\omega^2 T_2 C} + j \frac{K_1 K_{PWMDC} sT_2}{-\omega^2 T_2 C} = -\frac{K_{PWMDC}}{\omega^2 T_2 C} - j \frac{K_1 K_{PWMDC} sT_2}{\omega^2 T_2 C} \quad (2.31)$$

Substituindo (2.31) em (2.17) obtêm-se os ganhos  $K_1$  e  $K_2$ , e a constante de tempo integrativa  $T_2$ :

$$K_1 = \frac{\omega^2 T_2 C}{K_{PWMDC} (1 + T_2 \omega)} \quad (2.32)$$

$$T_2 = \frac{\tan(-2\pi/3)}{2\pi f_{cVDC}} \quad (2.33)$$

$$K_2 = \frac{K_1}{T_2} \quad (2.34)$$

O valor da frequência de corte do controlador de tensão  $f_{cVDC}$  deve ser 10 a 20 vezes menor que a frequência de corte do controlador de corrente  $f_c$ ; da mesma forma que descrito anteriormente, esta frequência é a largura de banda do controlador, isto é, a gama de frequências à qual o controlador responde, ou, acima da qual ele não responde.

## 2.2.2. OUTROS MÉTODOS

O método de cálculo dos parâmetros do controlador de corrente proposto anteriormente, não é único; existem outros métodos descritos em várias referências que também permitem fazer uma estimativa dos parâmetros dos controladores.

A tabela que se apresenta a seguir é um exemplo dado numa das referências [16], que apresenta um conjunto de métodos que permitem fazer uma estimativa dos valores dos parâmetros para o controlador de corrente.

Tab. 2.1 – Métodos alternativos ao dimensionamento dos parâmetros do controlador de corrente

Método	Sistema	Ganho Proporcional $K_1$	Constante de Tempo Integrativa $T_2$ Ganho Integral $K_2$	Observações
<b>Critério do módulo ótimo</b> ( $T_a \gg \tau_0$ )	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$K_1 = \frac{T_a}{2K_0\tau_0}$	$T_2 = T_a$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 4% sobrelevação na resposta ao degrau.</li> <li>• Rejeição de perturbações lentas.</li> </ul>
<b>Critério de simetria ótima</b> ( $T_a \gg (T_b + \tau_0)$ )	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{sT_a(1 + sT_a)}$	$K_1 = \frac{T_a}{2K_0(T_b + \tau_0)}$	$K_2 = \frac{1}{2K_0\tau_0}$ $T_2 = 4(T_b + \tau_0)$ $K_2 = \frac{T_a}{8K_0(T_b + \tau_0)^2}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Rejeição de perturbações rápidas.</li> <li>• 43% de sobrelevação na resposta ao degrau. Requer filtro na entrada (<math>T_F = T_2</math>)</li> </ul>
<b>Seleção do fator de amortecimento <math>\zeta</math> (<math>\tau_0 = 0</math>)</b>	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$K_1 = 1$	$T_2 = \frac{4\zeta^2 T_a K_0}{(1 + K_0)^2}$ $K_2 = \frac{(1 + K_0)^2}{4\zeta^2 T_a K_0}$	Sistema amortecido.
<b>“Regra de Ouro”</b>		$K_1 = 1$	$T_2 = T_s$ $K_1 = \frac{1}{T_s}$	Apenas para uma estimativa grosseira

Esta tabela serve como um guia alternativo ao método apresentado anteriormente.

## 2.3. FILTROS

Os filtros têm como função eliminar o ruído presente na corrente, ou seja, frequências que são superiores à fundamental (50 Hz) com amplitudes significativas.

### 2.3.1. FILTRO $L$

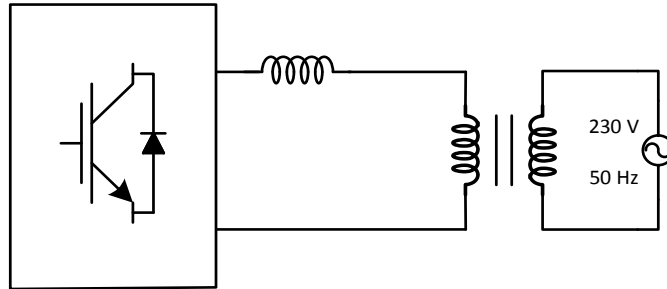


Fig. 2.11 – Topologia simples de um inversor monofásico com filtro  $L$ .

A topologia de filtro do tipo  $L$  é a mais simples de todas, no entanto tem algumas desvantagens em relação às outras topologias, que são [21]:

- Fraca dinâmica do sistema devido à queda de tensão na indutância, que causa grandes tempos de resposta;
- Para uma boa filtragem é necessário valores de  $L$  grandes, o que torna o filtro mais dispendioso, maior e mais pesado;

Uma das componentes que influencia a qualidade da energia é o fator de *ripple*, definido na equação (2.35) [2]; quanto maior for o fator de ripple, pior será a qualidade do sinal:

$$RF = \frac{I_r}{I} 100 [\%] \quad (2.35)$$

Na equação anterior,  $I_r$  é o somatório das componentes harmônicas da corrente  $I$ , sendo esta definida por:

$$I = I_r + I_1 \quad (2.36)$$

onde  $I_1$  é a componente fundamental da corrente.

Para facilitar a exposição da metodologia de cálculo do filtro L, recorre-se ao Sistema p.u., definindo-se os valores de base da potência e da tensão. Os valores escolhidos são:

$$S_b = 2 \text{ kVA} \quad (2.37)$$

$$V_b = 230 \text{ V} \quad (2.38)$$

A potência de base  $S_b$ , neste trabalho é igual à potência do transformador de isolamento que será utilizado no *setup* laboratorial, que providencia o isolamento elétrico entre a rede e o inversor. Daqui, definem-se a impedância e a corrente de base, de acordo com:

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = 26,45 \Omega \quad (2.39)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f} = 84 \text{ mH} \quad (2.40)$$

$$I_b = \frac{S_b}{V_b} = 8,7 \text{ A} \quad (2.41)$$

A equação utilizada para determinar o valor de  $L_s$  como proposta em [2], é a seguinte:

$$L_s \geq \frac{1}{RF} \sqrt{\frac{\pi}{3} \left[ \frac{\pi}{4} \left( 1 + \frac{3}{4} m_a^2 \right) - \frac{4}{3} m_a^2 \right] \frac{f}{f_{sw}} L_b} \quad (2.42)$$

Para o projeto do filtro tipo L é necessário calcular o índice de modulação de amplitude  $m_a$ . Para PWM com tensão unipolar, aquele é definido por [19]:

$$\hat{V}_{01} = m_a V_{DC} \quad (2.43)$$

sendo  $\hat{V}_{01}$  a amplitude da componente fundamental da tensão à saída do inversor.

Expressando  $\hat{V}_{01}$  em função do valor eficaz, é possível reescrever a equação (2.43), obtendo-se:

$$V_{01} \approx 0,707m_a V_{DC} \quad (2.44)$$

Considerando:

$$\begin{cases} V_{01} > 230 \text{ V} \\ V_{DC} = 400 \text{ V} \end{cases} \quad (2.45)$$

o índice de modulação de amplitude,  $m_a$ , é dado por:

$$m_a = \frac{V_{01}}{0,707V_{DC}} < 0,81 \quad (2.46)$$

O valor de  $L$  definido na equação (2.42), pode ser agora calculado para a frequência  $f$  igual a frequência da rede e  $f_{sw}$  igual à frequência de comutação.

Admitindo  $m_a = 0,8$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  e  $RF = 10 \%$   $\rightarrow (I_r = 0,1I_1)$ , pela equação (2.42) o valor do filtro  $L$  terá de ser:

$$L_s \geq 1,33 \text{ mH} \quad (2.47)$$

### 2.3.2. FILTRO LC

Este tipo de filtro consiste numa bobina em série com o inversor e um condensador em paralelo. A utilização de uma capacidade em paralelo permite que o valor da indutância seja mais pequeno, o que torna o filtro mais barato, reduzindo também as perdas [21], sendo claramente uma vantagem comparativamente ao filtro  $L$ .

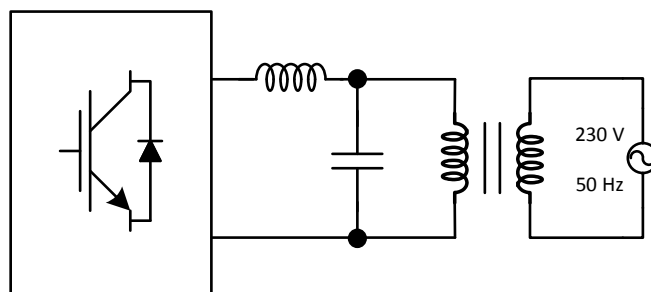


Fig. 2.12 – Topologia simples de um filtro *LC*.

Este filtro apresenta, no entanto, algumas desvantagens no que respeita ao uso de uma capacidade muito elevada, as altas correntes necessárias para carregar o condensador são, correntes indesejáveis à frequência fundamental e a dependência do filtro da impedância da rede para atenuação da grande maioria dos harmónicos [21, 22].

### 2.3.3. FILTRO *LCL*

Tal como no filtro *LC*, o aumento da capacidade leva à diminuição do custo do filtro.

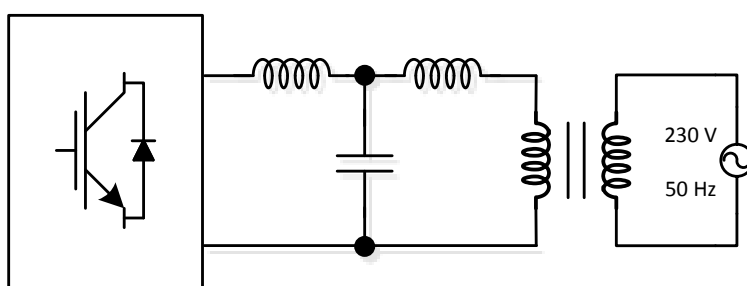


Fig. 2.13 – Topologia simples de um filtro *LCL*.

O filtro *LCL*, Fig. 2.13, tem a vantagem de ter um melhor desacoplamento em relação à impedância da rede, o que resulta numa menor dependência dos parâmetros da mesma. Devido ao baixo *ripple* da corrente, haverá um menor *stress* na indutância da rede [21-23].

# Capítulo 3

## 3. CONTROLO DO INVERSOR DE TENSÃO

Neste capítulo é descrita a lei de controlo do inversor de tensão para ligação à rede, o qual é controlado em corrente utilizando dois controladores PI: um para controlo da tensão do barramento DC e outro para controlo da corrente injetada na rede, como descrito no capítulo 2. Posteriormente são dimensionados os parâmetros dos controladores PI e é analisada a estabilidade dos mesmos.

### 3.1. LEI DE CONTROLO

O diagrama de controlo a utilizar está representado na figura que se segue.

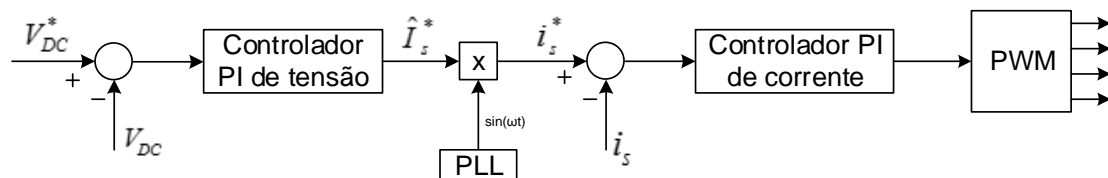


Fig. 3.1 – Lei de controlo do inversor de tensão.

A primeira função do controlo do inversor de tensão para ligação à rede é manter a tensão do barramento DC constante. Para tal é medido o valor da tensão desse mesmo barramento ( $V_{DC}$ ) e comparado com um valor de referência ( $V_{DC}^*$ ), definido em fase de projeto. Da comparação resulta um erro que corresponde à entrada do controlador (PI) de tensão (Fig. 3.1). Este erro corresponde ao desvio do valor medido de tensão relativamente ao valor da tensão de referência. O controlador PI atua de forma a minimizar o erro em regime permanente entre o valor de referência e o medido. O sinal à saída do controlador corresponde ao valor da corrente que pode ser extraída do barramento DC, de forma a manter a tensão

( $V_{DC}$ ) constante. De salientar que este não é o sinal de referência da corrente que se pretende fornecer à rede, uma vez que este deve ser sinusoidal e estar em fase com a tensão. Para isso, basta multiplicar o sinal à saída do controlador PI de tensão (isto é, a corrente  $\hat{I}_S^*$ ) por uma “imagem limpa” da tensão da rede, isto é uma senoide pura, escalada entre -1 e 1. Obtém-se assim uma corrente de referência, sinusoidal, em fase com a tensão da rede, cuja amplitude é proporcional ao valor médio da corrente extraída do barramento DC. A “imagem limpa” da tensão da rede é obtida através do bloco designado na Fig. 3.1 por PLL – *Phase locked Loop*.

A segunda função do controlo do inversor de tensão é fornecer uma corrente à rede igual à corrente de referência descrita no parágrafo anterior. Para isso compara-se esta corrente de referência com o valor que está efetivamente a ser fornecido à rede e o erro resultante corresponde à entrada do controlador PI de corrente (de acordo com a Fig. 3.1), o qual atua no sentido de anular esse desvio. A saída deste controlador corresponde ao sinal de controlo que atua na modulação da largura de impulsos (PWM) e da qual resultam os sinais de comando para os IGBT do inversor de tensão.

### 3.2. PROJETO DOS CONTROLADORES PROPORCIONAL E INTEGRAL DO INVERSOR

No capítulo 2 descreveu-se a modelação dos dois controladores PI (corrente e tensão), incluindo as equações necessárias para o seu dimensionamento. Nesta secção pretende-se implementar os métodos propostos e utilizar as equações obtidas para dimensionar os parâmetros dos controladores.

#### 3.2.1. CONTROLADOR DE TENSÃO

Para uma frequência de corte do controlador de tensão  $f_{cDC} = f_c/10$ , com,  $f_c = 1000$  Hz, recorrendo à equação (2.33), a constante de tempo integrativa,  $T_2$ , será:

$$T_2 = \frac{\tan(-2\pi/3)}{2\pi f_{cDC}} = 2,7567 \text{ ms} \quad (3.1)$$

O ganho do inversor para o controlador de tensão,  $K_{PWM_{DC}}$ , é dado pela equação (2.26), com  $V_s = 230$  V e  $V_{DC} = 400$  V, onde  $V_s$  e  $V_{DC}$  são respetivamente a tensão à saída do inversor e a tensão no barramento DC:

$$K_{PWM_{DC}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}V_{DC}} = 0.4066 \quad (3.2)$$

Da equação (2.32) retira-se  $K_1$ , para um valor de  $C = 1$  mF:

$$K_1 = \frac{\omega^2 T_2 C}{K_{PWM_{DC}}(1 + T_2 \omega)} = 1.0287 \quad (3.3)$$

Por fim o ganho integral é obtido por:

$$K_2 = \frac{K_1}{T_2} = 373.1706 \quad (3.4)$$

Das equações (3.3) e (3.4) obtém-se uma primeira aproximação ao valor dos ganhos do controlador de tensão, a qual é apresentada na Tab. 3.1:

Tab. 3.1 – Parâmetros do controlador PI da tensão no barramento DC do inversor de tensão.

PARÂMETRO	VALOR
<b>K<sub>1</sub></b>	1.0287
<b>K<sub>2</sub></b>	373.1706

### 3.2.1.1. AFINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO

Os valores teóricos obtidos para este controlador são apenas uma primeira estimativa, isto é, um ponto de partida para verificar se o controlador cumpre com o propósito para o qual foi projetado. Na prática, os sistemas físicos comportam-se de forma diferente dos obtidos

por modelação matemática, devido às aproximações introduzidas, o que resulta na necessidade de fazer alguns ajustes.

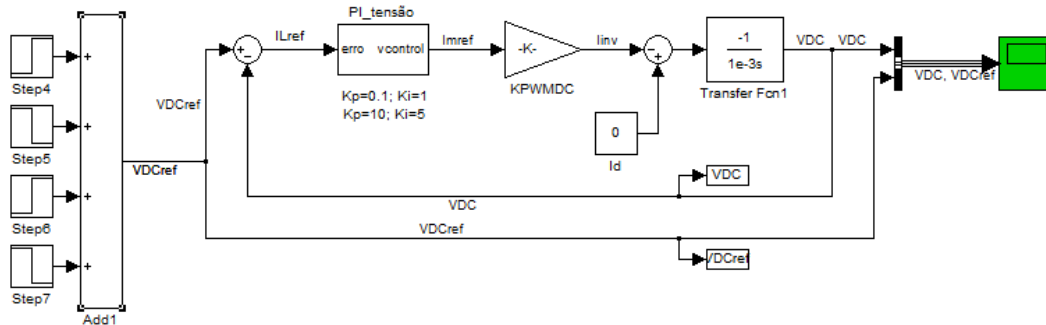


Fig. 3.2 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de tensão.

Na Fig. 3.2 está apresentado o modelo da lei de controlo de tensão do inversor monofásico de tensão implementado em *MATLAB/Simulink*. Para se poder afinar os parâmetros foi aplicado um degrau na entrada e observou-se a resposta do sistema. Mediante o que se ia observando, ajustavam-se os valores dos parâmetros de forma a obter a resposta desejada.

A resposta do controlador é apresentada na Fig. 3.3

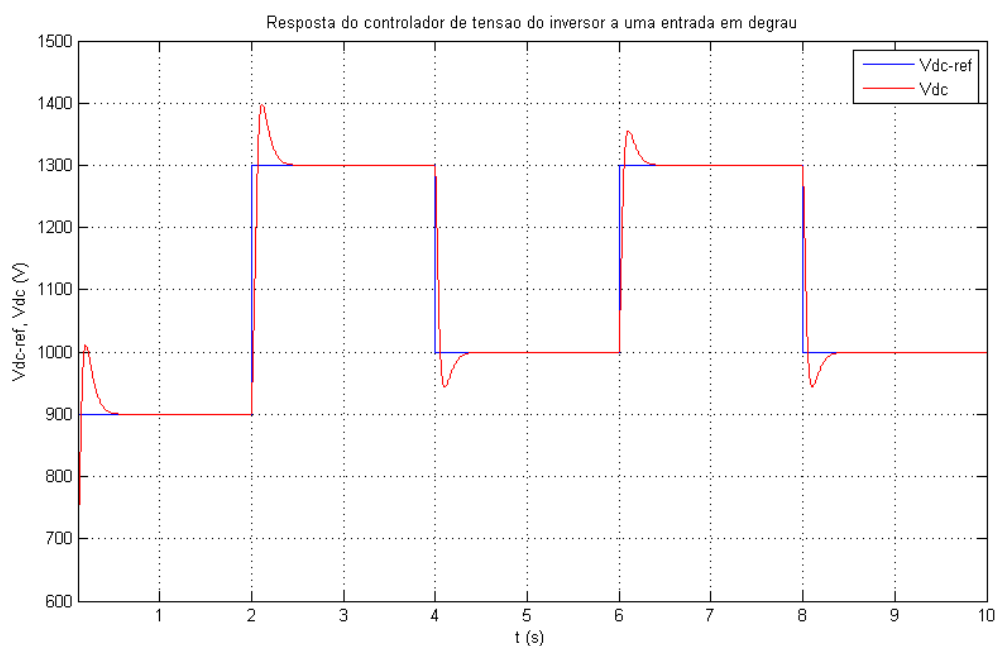


Fig. 3.3 – Resposta do Controlador de tensão do inversor de tensão a um degrau.

Após várias simulações os resultados obtidos para os parâmetros são os que se apresentam na Tab. 3.2

Tab. 3.2 – Parâmetros afinados do controlador de tensão do inversor de tensão.

<b>PARÂMETRO</b>	<b>VALOR INICIAL</b>	<b>VALOR FINAL</b>
<b>K<sub>1</sub></b>	1,0287	0.1
<b>K<sub>2</sub></b>	373,1706	1
<b>Lim_sup</b>	-	15
<b>Lim_inf</b>	-	-15

Os limites superior e inferior servem para limitar o sinal de saída do controlador, que corresponde aos limites do sinal que se pretende ter à saída do controlador, que não é mais do que a corrente que se pretende extrair do barramento DC de modo a manter a tensão constante.

### 3.2.1.2. ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR DE TENSÃO

A análise de estabilidade pode ser feita segundo o critério de Routh, através do lugar das raízes e do diagrama de Bode.

Segundo o critério de Routh, a análise de estabilidade do sistema é feita tendo em consideração a função de transferência em malha fechada do sistema (FTMF). Para obter a FTMF é necessário obter, primeiro, a função de transferência em malha aberta (FTMA) a partir do sistema da Fig. 2.10, resultando no sistema da Fig. 3.4, para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$  e  $C$ , respetivamente, 0.1, 0.0027 s, e 1 mF, e  $K = K_{PWM_{DC}}$  que para efeitos da análise de estabilidade, pode ser avaliado em qualquer valor superior a zero. Sendo  $K$  o ganho do sistema.

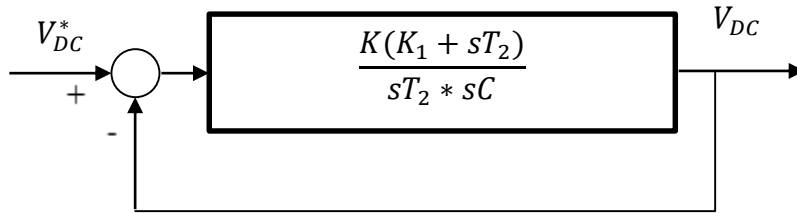


Fig. 3.4 – Sistema do controlador de tensão.

A expressão da FTMF é definida pela equação (3.5).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{GH(s)}{1 + GH(s)} \quad (3.5)$$

Sendo  $X(s)$  e  $Y(s)$  a entrada e saída do sistema, respetivamente, e  $GH(s)$  o ganho em malha aberta.

A expressão da função de transferência em malha fechada do controlador da Fig. 3.4 é dada pela equação (3.6).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K(K_1 + T_2s)}{T_2Cs^2 + T_2Ks + K_1K} \quad (3.6)$$

Para construir o array de Routh recorre-se ao valor de  $K_1$ ,  $T_2$  e  $C$ , já mencionados.

Tab. 3.3 –Array de Routh para a análise de estabilidade do controlador de tensão do inversor.

$s^2$	$T_2C$	$K_1K$
$s^1$	$T_2K$	$0$
$s^0$	$K_1K$	

Na análise de estabilidade do sistema pelo critério de Routh, obtém-se o array de Routh exposto na Tab. 3.3. Para construir o array de Routh recorre-se ao valor de  $K_1$ ,  $T_2$  e  $C$ , já mencionados. Verifica-se que não há alterações de sinal na primeira coluna, no entanto na

linha  $s^1$  existe um valor de  $K$  para o qual a linha se anula,  $K = 0$ , o que leva a concluir que o sistema é estável, se for garantido um ganho do sistema superior a zero,  $K > 0$ .

Para analisar a estabilidade pelo traçado do Lugar das Raízes, é necessário obter a expressão do ganho em malha aberta do sistema. O ganho em malha aberta é avaliado para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$  e  $C$ , respetivamente, 0.1, 2.7 ms e 1 mF

$$GH(s) = \frac{K(K_1 + sT_2)}{sT_2 * sC} \quad (3.7)$$

Recorrendo à ferramenta *sisotool*, do *MATLAB*, obtêm-se os gráficos do Lugar das Raízes e do diagrama de Bode, ilustrados na Fig. 3.5. Da análise dos resultados obtidos de estabilidade em relação à localização dos pólos no plano imaginário para o lugar das raízes, e em relação à margem de fase do sistema para o diagrama de Bode, o sistema é estável se se garantir uma margem de fase mínima de  $45^\circ$ .

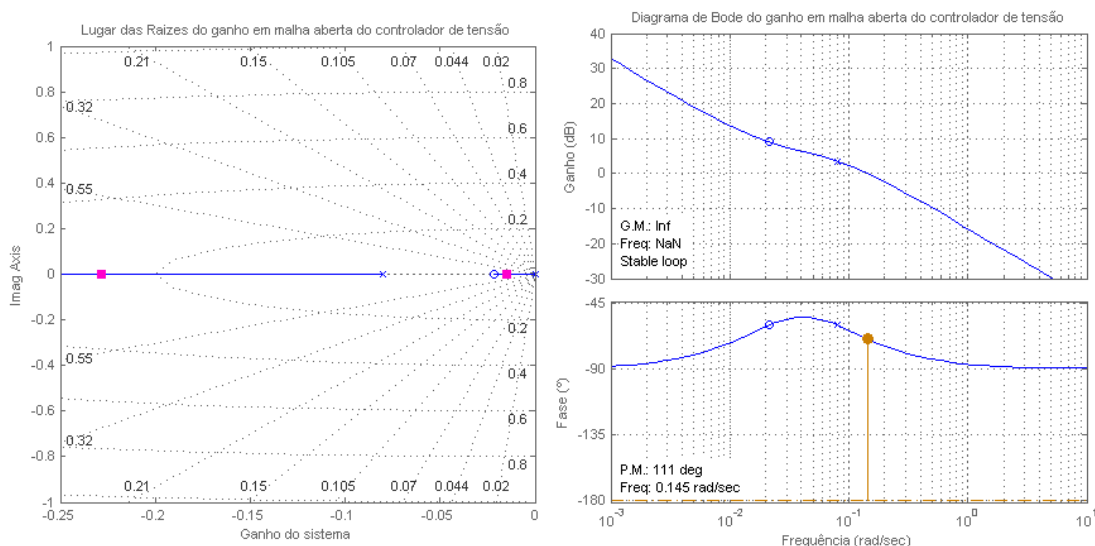


Fig. 3.5 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de tensão.

Segundo a análise feita no *MATLAB* aos resultados apresentado na Fig. 3.5, verificou-se que qualquer que fosse o valor do ganho do sistema, exceto para  $K = 0$ , o sistema manti-

na-se estável. Pelo diagrama de Bode verificou-se que a margem de fase está dependente da localização dos pólos no semiplano esquerdo, estando compreendida entre 90° e 125°.

Para a largura de banda do controlador (100 Hz ou 628 rad/s) é garantida uma margem de fase de 90°.

### 3.2.2. PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Pelas equações expostas no capítulo 2, para o cálculo dos parâmetros do controlador PI de corrente, estimam-se os valores dos ganhos  $K_1$  e  $K_2$ .

Segundo o sistema de equações (2.17) obtém o módulo do ganho em malha aberta,  $G_{OL}$ :

$$|G_{OL}|_{s=j\omega} = 1 \quad (3.8)$$

$$\left| \frac{K_1 K_{PWM}}{R} \frac{1}{sT_2} \right| = 1 \quad (3.9)$$

Fazendo  $s = j\omega_c$ , sendo  $\omega_c$  a frequência angular de corte que é definida por  $\omega_c = 2\pi f_c$ , do controlador PI, obtém-se a seguinte expressão do  $|G_{OL}|$ :

$$\left| \frac{K_1 K_{PWM}}{R} \frac{1}{j\omega_c T_2} \right| = 1 \quad (3.10)$$

$$\frac{K_1 K_{PWM}/R}{2\pi f_c T_2} = 1 \quad (3.11)$$

Assumindo  $R_{L_s} = 0,18 \Omega$  e  $L_s = 30$  mH, obtém-se:

$$T_2 = \frac{L_s}{R_{L_s}} = 0.1667 \text{ s} \quad (3.12)$$

Da equação (2.9), para  $V_{DC} = 400$  V e  $\hat{V}_{tri} = 1$  V obtém-se o ganho do inversor ( $K_{PWM}$ ):

$$K_{PWM} = \frac{V_{DC}}{\hat{V}_{tri}} = \frac{400}{1} = 400 \quad (3.13)$$

Pela equação (3.11), para uma frequência de corte  $f_c = f_{sw}/10$  com uma frequência de comutação  $f_{sw} = 10$  kHz, o ganho proporcional,  $K_1$ , é estimado em:

$$K_1 = \frac{2\pi f_c T_2 R_{Ls}}{K_{PWM}} = 0.4488 \quad (3.14)$$

Segundo (2.2) o ganho integral,  $K_2$ , é avaliado em:

$$K_2 = \frac{K_1}{T_2} = 2.6928 \quad (3.15)$$

Resumindo, uma primeira aproximação ao valor dos ganhos do controlador PI de corrente do inversor de tensão monofásico é apresentada na Tab. 3.4.

Tab. 3.4 – Parâmetros do controlador de corrente do inversor de tensão.

PARÂMETRO	VALOR
<b>K<sub>1</sub></b>	0.4488
<b>K<sub>2</sub></b>	2.6928

### 3.2.2.1. AFINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE

O procedimento a adotar para a afinação do controlador de corrente é similar ao utilizado para o controlador de tensão.

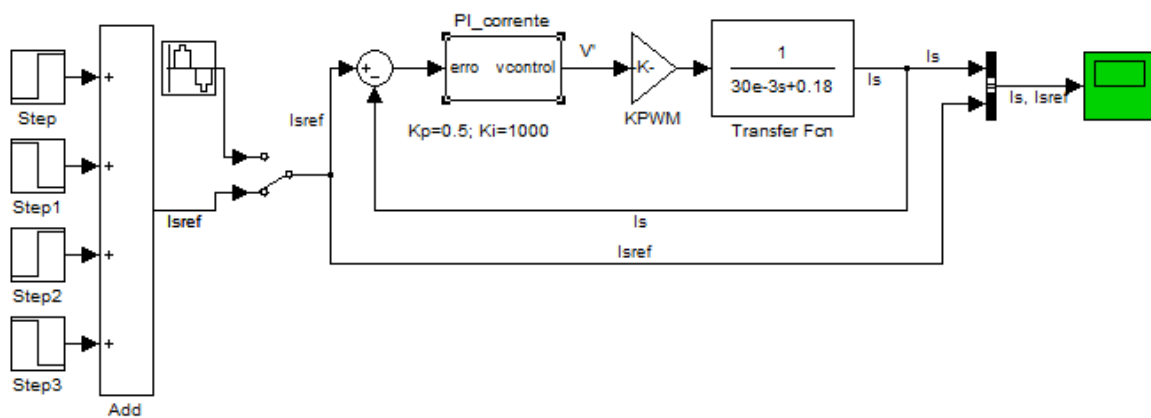


Fig. 3.6 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de corrente.

Para fazer a afinação dos parâmetros do controlador de corrente, ilustrado na Fig. 3.6, submeteu-se a sua entrada a dois tipos de sinais: um degrau e uma senoide. Foi necessário este tipo de análise porque na realidade a entrada do controlador é um degrau multiplicado por uma senoide, o que resulta, obviamente numa senoide com a amplitude do degrau aplicado. No entanto fez-se a afinação para uma entrada em degrau de forma a garantir que o controlador responderia bem a uma entrada sinusoidal, pois os sistemas têm mais dificuldade em responder a entradas em degrau.

A resposta do controlador a um degrau pode ser observada na Fig. 3.7

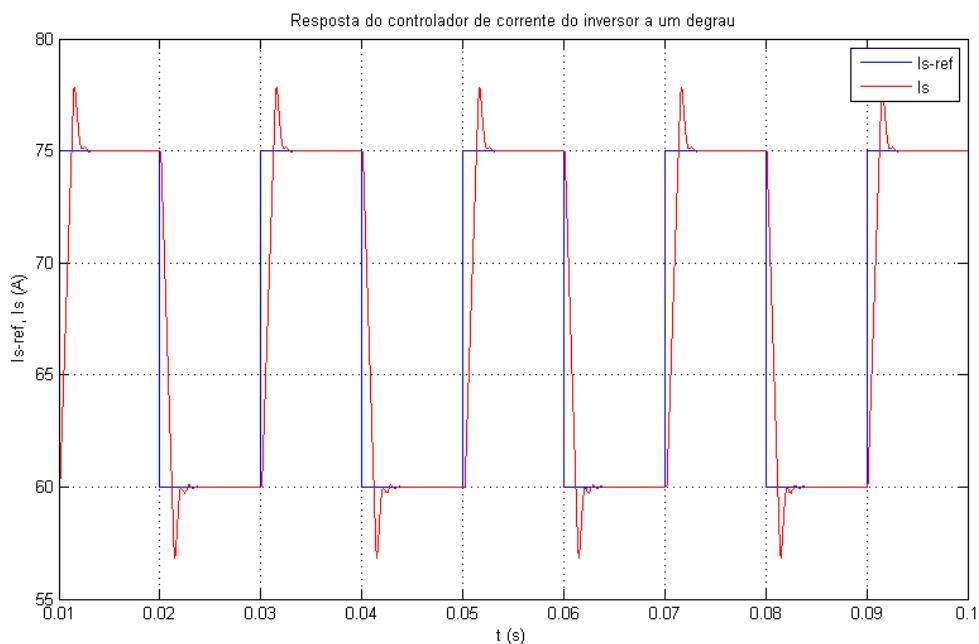


Fig. 3.7 – Resposta do controlador de corrente a uma entrada em degrau.

Observa-se que no período transitório existe uma sobrelevação na resposta do controlador, não constituindo, no entanto, um problema no que respeita à estabilidade do controlador, pois em regime permanente a resposta é estável e mantém-se igual à referência.

A resposta a uma entrada sinusoidal é ilustrada na Fig. 3.8.

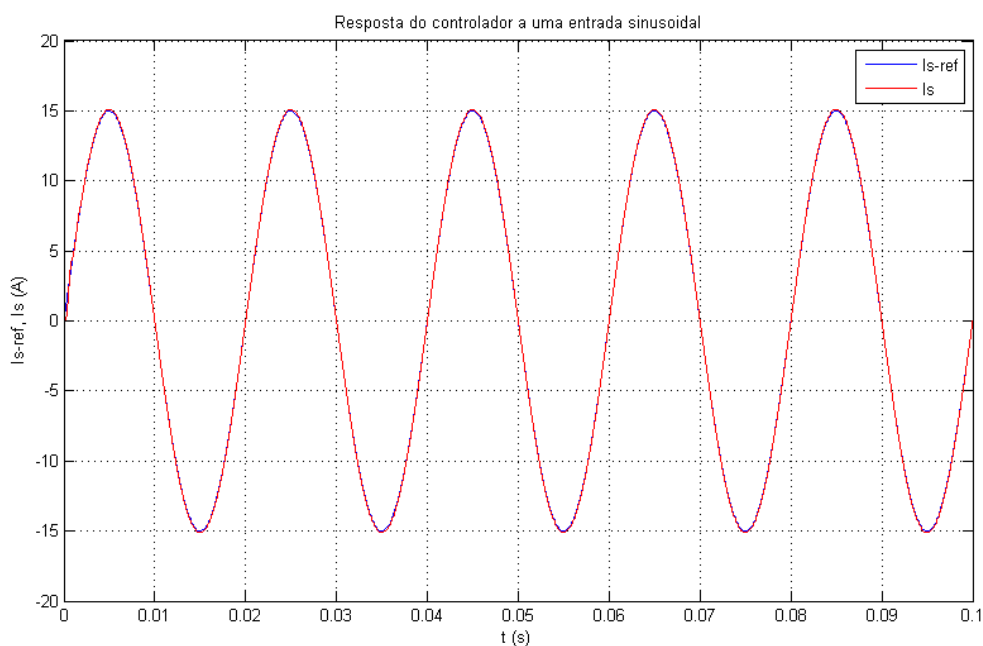


Fig. 3.8 – Resposta do controlador de corrente a uma entrada sinusoidal.

Como se pode observar na Fig. 3.8, o controlador responde bem a uma entrada sinusoidal.

Após algumas simulações os resultados obtidos para os parâmetros do controlador de corrente são os apresentados na Tab. 3.5.

Tab. 3.5 – Parâmetros afinados do controlador de corrente do inversor de tensão.

PARÂMETRO	VALOR INICIAL	VALOR FINAL
<b>K<sub>1</sub></b>	0.4488	0.35
<b>K<sub>2</sub></b>	2.6928	1100
<b>Lim_sup</b>	-	1
<b>Lim_inf</b>	-	-1

### 3.2.2.2. ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Para analisar a estabilidade do controlador de corrente, o método adotado segue os mesmos procedimentos que o adotado para o controlador de tensão. O primeiro passo é obter o diagrama que representa o sistema do controlador de corrente, o segundo é simplificar o diagrama e retirar a expressão da FTMF para fazer a análise de estabilidade do sistema pelo critério de Routh; posteriormente obtém-se a expressão do ganho em malha aberta e faz-se a análise de estabilidade pelo traçado do Lugar das Raízes e pelo diagrama de Bode.

Pelo critério de Routh segundo a Fig. 2.7, considerando a perturbação  $V_R$  nula, obtém-se a seguinte FTMF representada pela equação (3.16). Esta função é avaliada para  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{L_s}$  e  $L_s$ , respetivamente, 0.35, 0.16 s, 0.18  $\Omega$  e 30 mH, e  $K = K_{PWM}$ , o ganho do sistema, para efeito da análise de estabilidade pode ser avaliado para qualquer valor superior a zero.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K(K_1 + T_2s)}{L_sT_2s^2 + R_{L_s}T_2s + K_1K + T_2Ks} \quad (3.16)$$

Sendo  $X(s)$  e  $Y(s)$  a entrada e saída do sistema, respetivamente.

O array de Routh é obtido através dos coeficientes do denominador da equação (3.16).

Tab. 3.6 – Array de Routh para a análise de estabilidade do controlador de corrente do inversor.

$s^2$	$L_sT_2$	$K_1K$
$s^1$	$T_2K + R_{L_s}T_2$	$0$
$s^0$	$K_1K$	

Segundo o critério de estabilidade de Routh, verifica-se que não há alterações de sinal na primeira coluna da Tab. 3.6. Não existe um valor de  $K$  para o qual a linha  $s^1$  se anule. Pode-se então concluir que o sistema é estável.

Para analisar a estabilidade segundo o traçado do Lugar das Raízes, obtém-se a expressão do ganho em malha aberta do sistema, de acordo com a equação (3.17), para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{L_s}$  e  $L_s$ , acima mencionados.

$$GH(s) = \frac{K(K_1 + sT_2)}{sT_2(sL_s + R_{L_s})} \quad (3.17)$$

Recorrendo à ferramenta *sisotool* do *MATLAB*, faz-se o traçado de onde se obtêm os gráficos do Lugar das Raízes e do diagrama de Bode, apresentados Fig. 3.9. A análise de estabilidade é feita em relação à localização dos pólos no plano imaginário para o lugar das raízes, alterando o ganho e margem de fase do sistema para o diagrama de Bode.

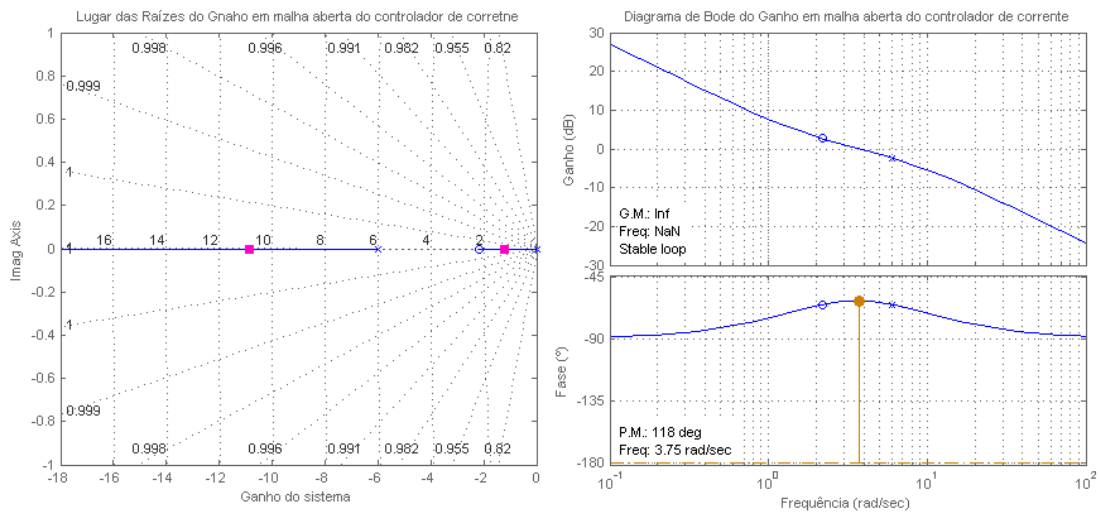


Fig. 3.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de corrente.

Segundo esta análise, verificou-se que qualquer que fosse o valor do ganho do sistema, ou seja, o valor de  $K$ , o sistema mantém-se estável. Pelo diagrama de Bode também se verifica que o valor mínimo da margem de fase é de  $90^\circ$ .

# Capítulo 4

## 4. CONVERSOR ELEVADOR

Neste capítulo apresenta-se o conversor DC-DC elevador, identificando a sua funcionalidade neste tipo de sistemas de conversão de energia, posteriormente são apresentados os princípios de dimensionamento e de projeto dos controladores PI de corrente e velocidade.

### 4.1. DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

A utilização deste tipo de conversores permite uma maior gama de funcionamento de sistemas que tenham como sistema produtor de energia, turbinas eólicas de baixa potência. Embora estes conversores sejam tipicamente utilizados para elevar a tensão, nesta aplicação também é utilizado para efetuar o controlo da corrente, de forma a manter a tensão no barramento DC constante. Por sua vez, o inversor de tensão é visto pelo conversor elevador como uma carga ativa que absorve toda a corrente que o conversor disponibiliza. A estrutura do conversor elevador DC-DC é apresentada na Fig. 4.1.

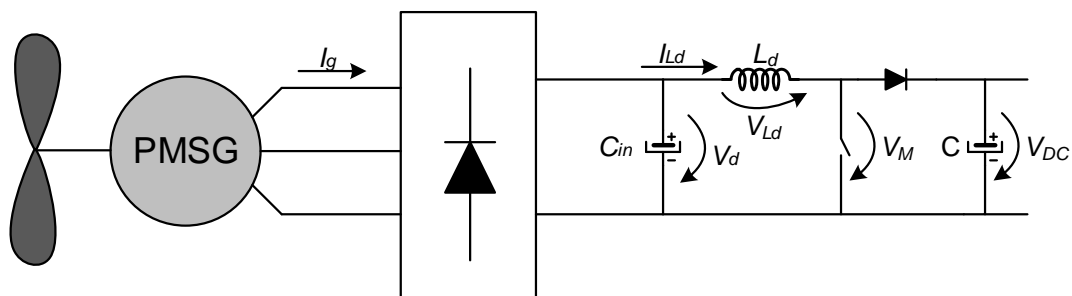


Fig. 4.1 – Conversor DC-DC elevador de tensão.

A estrutura de controlo do conversor DC-DC utilizada contém uma parte que controla a corrente e outra que controla o ponto de potência máxima do gerador, onde é utilizado um

algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT), que é o responsável por fornecer a velocidade de referência ao controlador de velocidade. Por sua vez, a saída deste fornece a corrente de referência ao controlador de corrente. A estrutura de controlo é apresentada no diagrama de blocos da Fig. 4.2.

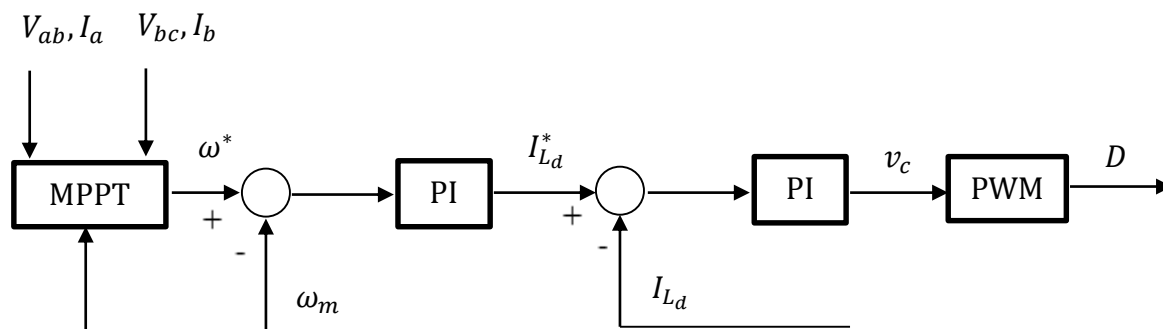


Fig. 4.2 – Estrutura de controlo do conversor DC-DC elevador de tensão.

## 4.2. PROJETO DOS CONTROLADORES PROPORCIONAIS INTEGRATIVOS

Nos subcapítulos que se seguem descreve-se a modelação e o projeto dos controladores de corrente e velocidade.

### 4.2.1. MODELAÇÃO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

A estrutura do controlador de corrente é a que se mostra na Fig. 4.3.

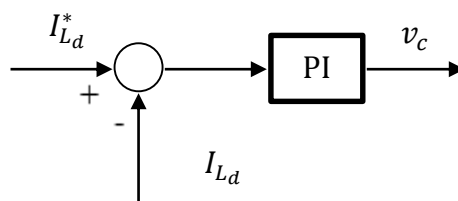


Fig. 4.3 – Estrutura do controlador PI de corrente, onde  $I_{Ld}$  é a corrente medida na bobine do conversor elevador e  $v_c$  é a tensão de controlo.

O controlador de corrente tem como função definir o *Duty Cycle* ( $D$ ) que controlará a comutação do interruptor eletrónico, IGBT ou MOSFET, usado no conversor.

Para projetar este controlador é necessário modelar o conversor de forma a obter o modelo matemático do sistema.

A tensão aos terminais do condensador,  $C_{in}$ , à entrada do conversor elevador é definida por:

$$V_d = V_{L_d} + V_M \quad (4.1)$$

onde  $V_d$ ,  $V_{L_d}$  e  $V_M$  são, respetivamente, a tensão à saída da ponte retificadora a díodos, tensão na bobina e a tensão de comutação.

Por sua vez a tensão na indutância  $L_d$  é:

$$V_{L_d} = L_d \frac{dI_{L_d}}{dt} \quad (4.2)$$

Aos terminais do interruptor eletrónico tem-se:

$$V_M = V_{DC}(1 - D) \quad (4.3)$$

Como uma bobine não é um elemento puramente indutivo, tem sempre uma resistência interna associada, o *Duty Cycle* ( $D$ ) deve ser determinado tendo em consideração a resistência interna da bobina. Substituindo (4.2) e (4.3) em (4.1), obtém-se:

$$V_d = R_{L_d} I_{L_d} + L_d \frac{dI_{L_d}}{dt} + V_{DC}(1 - D) \quad (4.4)$$

Manipulando a equação (4.4), obtém-se (4.5).

$$DV_{DC} = R_{L_d} I_{L_d} + L_d \frac{dI_{L_d}}{dt} + 1 - \frac{V_d}{V_{DC}} \quad (4.5)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* a (4.5) o *Duty Cycle* ( $D$ ) é definido por:

$$D = \frac{(R_{L_d} + sL_d)}{V_{DC}} I_{L_d}(s) + 1 - \frac{V_d}{V_{DC}} \quad (4.6)$$

onde a tensão de controlo  $V_c$ , é dada por:

$$V_c(s) = \frac{R_{L_d} + sL_d}{V_{DC}} I_{L_d}(s) \quad (4.7)$$

O sistema que modela o controlador de corrente está ilustrado na Fig. 4.4

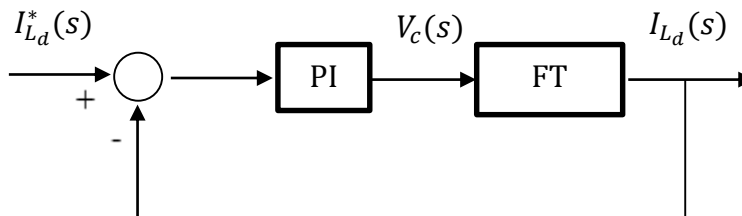


Fig. 4.4 – Diagrama de blocos do controlador de corrente.

A função de transferência, FT, do sistema obtém-se da equação (4.7), através de:

$$I_{L_d}(s) = \frac{V_{DC}}{R_{L_d} + sL_d} V_c(s) \quad (4.8)$$

Dividindo por  $R_{L_d}$  a equação (4.8) toma a seguinte forma:

$$I_{L_d}(s) = \frac{V_{DC}/R_{L_d}}{1 + s \frac{L_d}{R_{L_d}}} V_c(s) \quad (4.9)$$

e a FT é:

$$FT = \frac{V_{DC}/R_{L_d}}{1 + s \frac{L_d}{R_{L_d}}} \quad (4.10)$$

A modelação do sistema é apresentada na Fig. 4.5

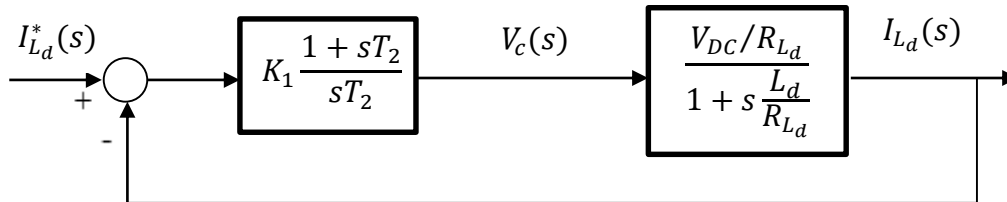


Fig. 4.5 – Diagrama de blocos do controlador de corrente.

Para projetar os parâmetros do controlador é necessário obter o seu ganho em malha aberta  $G_{OL}$ :

$$G_{OL} = K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{V_{DC}/R_{L_d}}{1 + s \frac{L_d}{R_{L_d}}} \quad (4.11)$$

Impondo  $T_2 = L_d/R_{L_d}$ :

$$G_{OL} = \frac{K_1 V_{DC}/R_{L_d}}{sT_2} \quad (4.12)$$

Utilizando o sistema de equações (2.17), através do módulo do ganho em malha aberta  $G_{OL}$  para uma determinada frequência de corte,  $f_c$ , que é 10 a 20 vezes menor que a frequência de comutação,  $f_{sw}$ , obtêm-se os parâmetros do controlador de corrente. A frequência de corte define a largura de banda do controlador, isto é, a gama de frequências à qual o controlador responde, ou, acima da qual ele não responde.

#### 4.2.1.1. PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Depois do sistema modelado, segundo as equações do subcapítulo anterior passa-se ao projeto do controlador, onde é calculando o seu ganho proporcional e integral,  $K_1$  e  $K_2$ , respetivamente, utilizando para o efeito a equação do ganho em malha aberta.

Pelo módulo do ganho em malha aberta  $G_{OL}$ , retira-se  $K_1$ :

$$\left| \frac{K_1 V_{DC}/R_{L_d}}{sT_2} \right| = 1 \quad (4.13)$$

ou seja:

$$K_1 = \frac{\omega_c R_{L_d} T_2}{V_{DC}} \quad (4.14)$$

O ganho integral é estimado por:

$$K_2 = \frac{K_1}{T_2} \quad (4.15)$$

A frequência de comutação  $f_{sw}$  a adotar é de 10 kHz, então a frequência de corte do controlador de corrente,  $f_c$ , é dada por:

$$f_c = \frac{f_{sw}}{10} = 1 \text{ kHz} \quad (4.16)$$

A constante de tempo integral  $T_2$ , para um  $R_{L_d} = 0.1 \Omega$  e  $L_d = 97 \text{ mH}$ , é:

$$T_2 = \frac{L_d}{R_{L_d}} = 0.97 \text{ s} \quad (4.17)$$

Uma primeira aproximação pelo método do diagrama de *Bode* aos parâmetros  $K_1$  e  $K_2$  é apresentada na tabela que se segue:

Tab. 4.1 – Parâmetros do controlador de corrente

PARÂMETRO	VALOR
$K_1$	0.2310
$K_2$	0.2381

#### 4.2.1.2. AFINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE

O modelo a partir do qual se faz a afinação dos parâmetros do controlador de corrente é apresentado na Fig. 4.6.

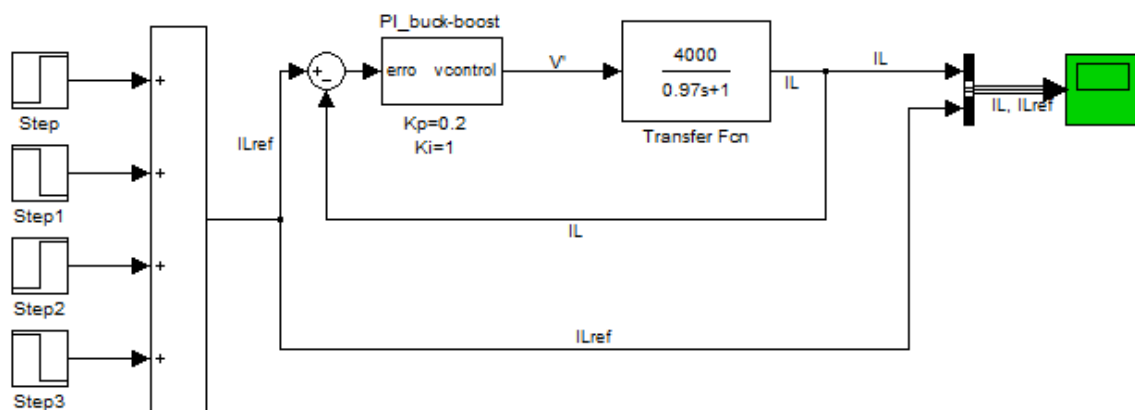


Fig. 4.6 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de corrente.

Ao submeter a entrada do controlador de corrente a um degrau, o sistema vai responder de forma a eliminar o erro entre a entrada e a saída. Para obter a resposta desejada é necessário ir alterando os valores das constantes ou parâmetros do controlador PI de corrente, ao mesmo tempo que se observa a resposta do controlador. Assim que se obtém a resposta pretendida testam-se os valores dos parâmetros no esquema do controlo do inversor mono-fásico, e caso os valores não sejam os ideais é necessário ajustá-los novamente.

A resposta deste controlador pode ser observada com mais detalhe na Fig. 4.7.

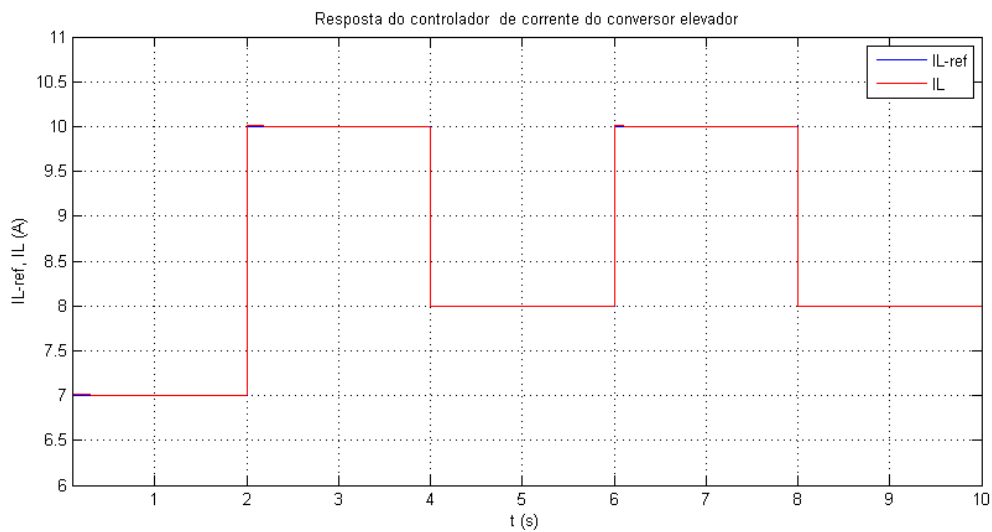


Fig. 4.7 – Resposta do controlador de corrente do conversor elevador a uma entrada em degrau.

Da resposta do controlador de corrente, verifica-se que esta praticamente coincide com a referência à entrada do controlador. O sistema é suficientemente rápido a responder aos transitórios impostos pelas entradas em degrau, verificando-se que não há sobrelevação da resposta.

Os valores obtidos após a metodologia descrita são apresentados na Tab. 4.2

Tab. 4.2 – Parâmetros afinados do controlador de corrente do conversor elevador.

PARÂMETRO	VALOR INICIAL	VALOR FINAL
<b>K<sub>1</sub></b>	0.2310	0.2
<b>K<sub>2</sub></b>	0.2381	1
<b>Lim<sub>sup</sub></b>	-	1
<b>Lim<sub>inf</sub></b>	-	-1

### 4.2.1.3. ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR DE CORRENTE

A análise de estabilidade do controlador de corrente, é feita pelo diagrama da Fig. 4.5, para os valores  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{L_d}$  e  $L_d$ , respetivamente, 0,2, 0,97 s, 0,1  $\Omega$  e 97 mH do qual se obtém o ilustrado na Fig. 4.8, onde  $K$  é o ganho do sistema e pode ser avaliado para qualquer valor superior a zero.

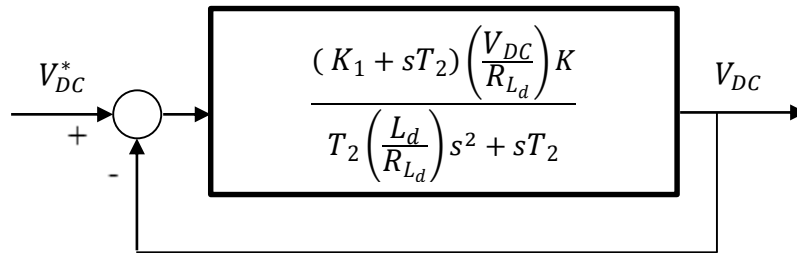


Fig. 4.8 – Sistema do controlador de corrente conversor elevador.

Recorrendo à Fig. 4.8, a função de transferência em malha fechada (FTMF), é dada pela equação (4.18).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) (K_1 + T_2 s)}{T_2 \left(\frac{L_d}{R_{L_d}}\right) s^2 + T_2 s + K_1 \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) K + T_2 \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) K s} \quad (4.18)$$

onde  $X(s)$  e  $Y(s)$ , são a entrada e saída do sistema, respetivamente.

O array de Routh é obtido para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{L_d}$  e  $L_d$ , anteriormente mencionados.

Tab. 4.3 – Array de Routh para a análise de estabilidade do controlador de corrente do conversor elevador.

$s^2$	$T_2 \left(\frac{L_d}{R_{L_d}}\right)$	$K_1 \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) K$
$s^1$	$T_2 \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) K + T_2$	$0$
$s^0$	$K_1 \left(\frac{V_{DC}}{R_{L_d}}\right) K$	

Pelo *array* de Routh, Tab. 4.3, não se verifica nenhuma alteração de sinal na primeira coluna. Na linha  $s^1$  não existe nenhum valor de  $K$  que a anule, pelo que se conclui que o sistema é estável.

Para fazer a análise de estabilidade segundo o traçado do Lugar das Raízes, adota-se o mesmo procedimento do capítulo 3, onde se obtém, primeiro, o ganho em malha aberta para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{L_d}$  e  $L_d$  já indicados, e a partir do qual se traça o lugar das raízes.

$$GH(s) = \frac{K(K_1 + sT_2)}{sT_2(1 + s\frac{L_d}{R_{L_d}})} \quad (4.19)$$

Recorrendo à ferramenta *sisotool* do *MATLAB*, de onde se obtêm os gráficos do Lugar das Raízes e do diagrama de Bode, ilustrados na Fig. 4.9, pode-se verificar se os pólos se mantêm ou não no semiplano esquerdo, e se a margem de fase, no diagrama de Bode é superior a  $45^\circ$ .

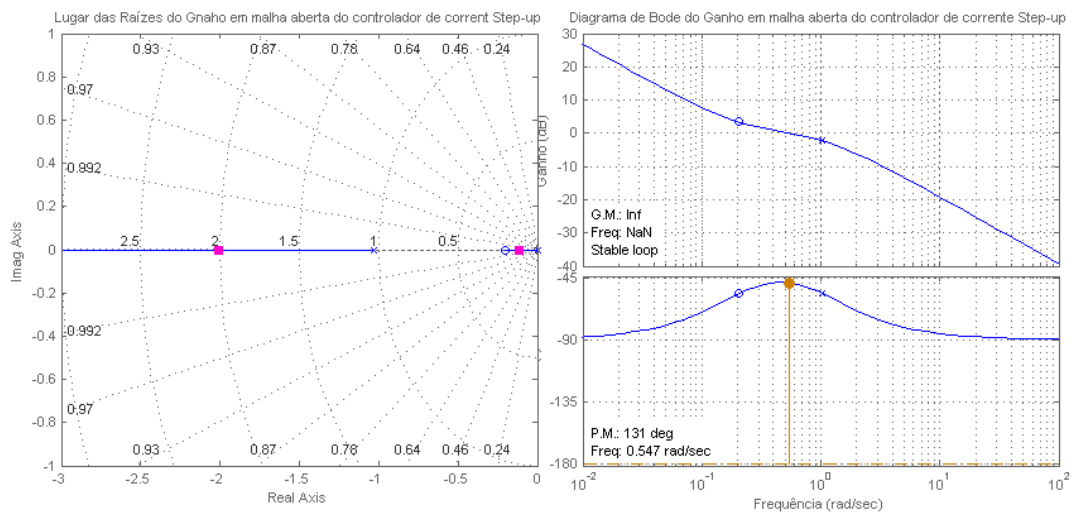


Fig. 4.9 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de corrente.

Na análise feita no *MATLAB* aos resultados apresentados na Fig. 4.9, verificou-se que qualquer que fosse o valor do ganho do sistema, ou seja o valor de  $K$ , o sistema mantém-se estável, não se verificando a existência de pólos no semiplano direito. Pelo diagrama de

Bode também se verificou que, para qualquer valor de ganho, a margem de fase mínima é de  $90^\circ$ , e como tal o sistema é estável, já que foi projetado para uma margem de fase de  $60^\circ$ .

#### 4.2.2. CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Agora que se dimensionou o controlador de corrente, é necessário dimensionar o controlador de velocidade de forma a obter a corrente de referência na bobina,  $I_{Ld}^*$ . O diagrama de blocos da Fig. 4.10 representa o controlador de velocidade.

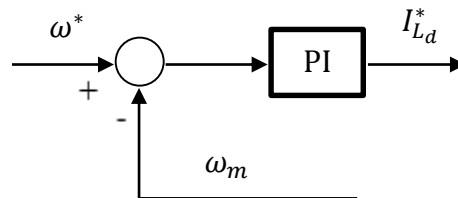


Fig. 4.10 – Diagrama de blocos do controlador de velocidade, onde  $\omega^*$  é a velocidade de referência,  $\omega_m$  é a velocidade medida e  $I_{Ld}^*$  a corrente de referência à saída do controlador PI.

Na Fig. 4.11 está representado o diagrama de blocos que modela o controlador PI de velocidade.

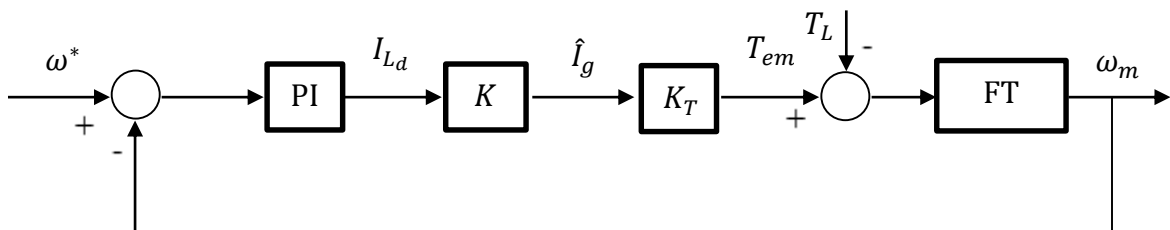


Fig. 4.11 – Diagrama de blocos que modela o controlador de velocidade, onde  $T_{em}$  é o binário eletromagnético desenvolvido pelo gerador e  $T_L$  o binário fornecido pela turbina.

O bloco  $K$  da Fig. 4.11, representa uma transformação que é feita para determinar a corrente  $\hat{I}_g$ ; por sua vez, a partir do bloco  $K_T$ , obtém-se o binário eletromagnético desenvolvido pelo gerador,  $T_{em}$ .

Admitindo um fator de potência, FP, unitário, a potência  $P_g$  é dada pela seguinte expressão:

$$P_g = 3I_g V_g \quad (4.20)$$

onde  $I_g$  e  $V_g$  são, respetivamente, os valores eficazes da corrente e da tensão simples do gerador.

Por sua vez a potência á saída da ponte retificadora é expressa por:

$$P_r = V_d I_{L_d} \quad (4.21)$$

sendo  $V_d$  a tensão, e  $I_{L_d}$  a corrente à saída da ponte retificadora.

Desprezando as perdas na conversão AC-DC, efetuada pela ponte retificadora a díodos, a potência à saída do gerador ( $P_g$ ) é igual à potência à saída da ponte retificadora ( $P_r$ ). Assim, é possível escrever

$$3I_g V_g = V_d I_L \quad (4.22)$$

$$I_L = \frac{3I_g V_g}{V_d} \quad (4.23)$$

Numa ponte retificadora trifásica, a tensão  $V_d$  é dada pela seguinte expressão [19]:

$$V_d = 1.35V_{LL} \quad (4.24)$$

sendo  $V_{LL}$  a tensão composta do gerador, ou seja  $V_{LL} = \sqrt{3}V_g$ .

Substituindo (4.24) em (4.23),  $I_{L_d}$  é obtido da seguinte forma:

$$I_{L_d} = \frac{3I_g V_g}{1.35\sqrt{3}V_g} = \frac{3}{1.35\sqrt{3}} I_g = \frac{3}{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}} \hat{I}_g \quad (4.25)$$

Então  $K$  é dado por:

$$K = \frac{\hat{I}_g}{I_{Ld}} = \frac{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}}{3} \quad (4.26)$$

$\hat{I}_g$  também pode ser obtido da seguinte forma:

$$\hat{I}_g = \frac{T_{em}}{K_T} \quad (4.27)$$

Pelo que  $K_T$  é dado por:

$$K_T = \frac{T_{em}}{\hat{I}_g} \quad (4.28)$$

Recorrendo à equação mecânica do gerador:

$$J_{eq} \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_{em} - T_L \quad (4.29)$$

onde  $J_{eq}$  é o momento de inercia do gerador,  $B$  coeficiente de atrito e  $\omega$  velocidade angular do gerador e aplicando-lhe a transformada de *Laplace*, obtém-se

$$(sJ_{eq} + B)\omega(s) = T_{em} - T_L \quad (4.30)$$

Manipulando a equação (4.30), a velocidade angular de rotação do gerador é:

$$\omega(s) = \frac{T_{em} - T_L}{B + sJ_{eq}} \quad (4.31)$$

Obtém-se então a função de transferência, FT, do sistema:

$$FT = \frac{1}{B + sJ_{eq}} \quad (4.32)$$

A modelação do sistema de controlador de velocidade é apresentada na Fig. 4.12.

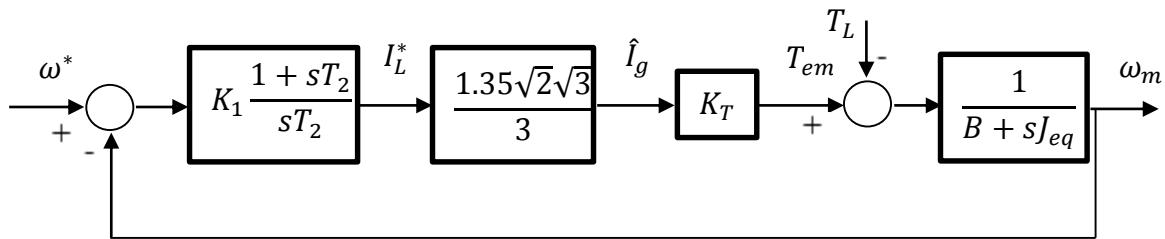


Fig. 4.12 – Modelação do controlador de velocidade.

Obtida a modelação de todo o sistema do controlador de velocidade, é necessário projetar os parâmetros do controlador. Para começar determina-se o seu ganho em malha aberta,  $G_{OL}$ .

$$\begin{aligned} G_{OL} &= \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) K K_T \frac{1}{B + sJ_{eq}} \quad (4.33) \\ &= K_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) K K_T \left( \frac{1/B}{1 + s \frac{J_{eq}}{B}} \right) \end{aligned}$$

Impondo  $T_2 = J/B$ :

$$G_{OL} = \frac{K_1 K K_T / B}{sT_2} \quad (4.34)$$

Pelo sistema de equações (2.17), através do módulo do ganho em malha aberta  $G_{OL}$ , para uma determinada frequência de corte,  $f_{c_{velo}}$ , que é 10 a 20 vezes menor que a frequência de corte do controlador de corrente do conversor elevador,  $f_c$ , obtêm-se os parâmetros do con-

trolador de velocidade. O valor da frequência de corte,  $f_{c_{velo}}$ , impõe a largura de banda do controlador, isto é, a gama de frequências à qual o controlador responde, ou seja, a frequência acima da qual ele não responde.

#### 4.2.2.1. PROJETO DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Pelo módulo do ganho em malha aberta  $G_{OL}$ , retira-se o ganho proporcional,  $K_1$ :

$$|G_{OL}| = 1 \quad (4.35)$$

$$\left| \frac{K_1 K K_T / B}{s T_2} \right| = 1 \quad (4.36)$$

Então  $K_1$  é obtido pela seguinte equação:

$$K_1 = \frac{B \omega_{c_{velo}} T_2}{K K_T} \quad (4.37)$$

Pela equação (2.2) retira-se o ganho integral  $K_2$ :

$$K_2 = \frac{K_1}{T_2} \quad (4.38)$$

Pela frequência de corte do controlador de corrente,  $f_c$ , obtém-se a frequência de corte do controlador de velocidade

$$f_{c_{velo}} = \frac{f_c}{10} = 100 \text{ Hz} \quad (4.39)$$

A constante de tempo integrativa,  $T_2$ , para um momento de inércia  $J = 0.001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  e um coeficiente de atrito  $B = 0.0008 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$  (valores típicos que vêm com o do modelo do gerador no *Simulink*), é avaliada em:

$$T_2 = \frac{J}{B} = 1.25 \text{ s} \quad (4.40)$$

Uma primeira aproximação aos parâmetros  $K_1$  e  $K_2$  é apresentada na Tab. 4.4:

Tab. 4.4 – Parâmetros do controlador de velocidade

PARÂMETRO	VALOR
$K_1$	0.0266
$K_2$	0.0213

#### 4.2.2.2. AFINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Para afinar os parâmetros do controlador de velocidade recorreu-se ao diagrama ilustrado na Fig. 4.13.

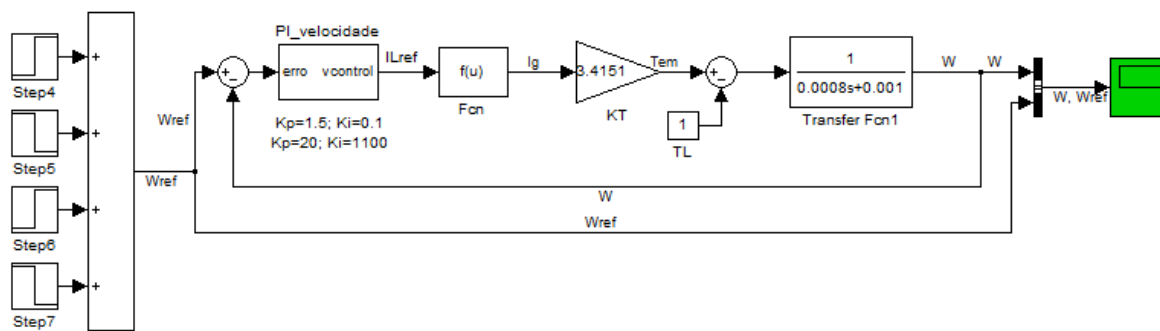


Fig. 4.13 – Modelo utilizado para ajuste dos parâmetros do controlador de velocidade.

À imagem do que foi feito no controlador de corrente, também no controlador de velocidade torna-se necessário proceder ao ajuste dos parâmetros. Este ajuste é realizado submetendo a entrada do sistema a um degrau, observando em simultâneo a saída, a partir da qual se faz a análise da resposta do sistema. Mediante a observação feita à resposta, ajustaram-se os valores dos parâmetros até que a resposta fosse a pretendida.

Para uma melhor percepção da resposta do sistema, apresenta-se na Fig. 4.14 a resposta do controlador de velocidade.

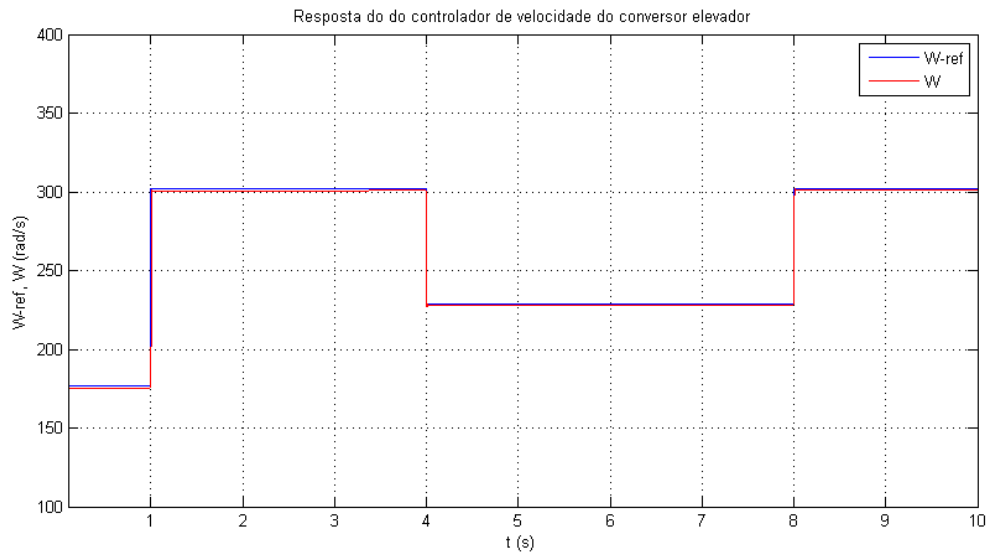


Fig. 4.14 – Resposta do controlador de velocidade do conversor elevador a uma entrada em degrau.

Da análise da Fig. 4.14, verifica-se que a resposta do sistema é aceitável, apesar de no sentido ascendente se verificar uma pequena sobrelevação, e no sentido descendente do degrau de verificar um ligeiro atraso da resposta. No entanto a resposta quase se sobrepõe à entrada do sistema, sendo por isso uma resposta aceitável.

Os valores obtidos para os parâmetros do controlador de velocidade, após o ajuste, foram os apresentados na Tab. 4.5.

Tab. 4.5 – Parâmetros afinados do controlador de velocidade do conversor elevador.

PARÂMETRO	VALOR INICIAL	VALOR FINAL
<b>K<sub>1</sub></b>	0.0266	1.7
<b>K<sub>2</sub></b>	0.0213	0.1
<b>Lim_sup</b>	-	5
<b>Lim_inf</b>	-	0

#### 4.2.2.3. ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Adotando o mesmo método descrito no controlador de corrente, fez-se a análise de estabilidade do controlador de velocidade.

A função de transferência em malha fechada (FTMF) do sistema da Fig. 4.15 a equação do sistema é avaliada para os valores de  $K_1$ ,  $T_2$ ,  $J$  e  $B$ , respectivamente, 1.7, 1.25 s, 0.001 kg.m<sup>2</sup>, 0.0008 N.m.s. Sendo  $K$  o ganho do sistema que para o efeito da análise de estabilidade é avaliado para qualquer valor superior a zero.

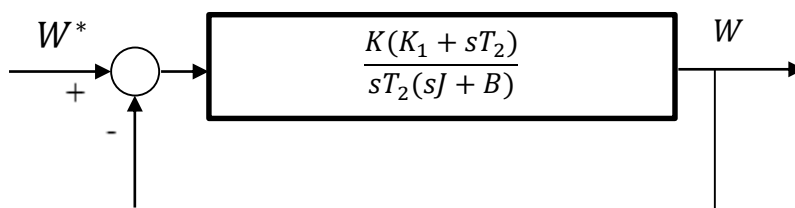


Fig. 4.15 – Sistema do controlador de corrente conversor elevador.

A FTMF do sistema, representado pela Fig. 4.15, é obtida pela equação (4.41).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K(K_1 + sT_2)}{T_2Js^2 + Js + T_2Ks + KK_1} \quad (4.41)$$

Onde  $X(s)$  e  $Y(s)$  são a entrada e saída do sistema, respetivamente.

Tab. 4.6 – *Array* de Routh para a análise de estabilidade do controlador de velocidade do conversor elevador.

$s^2$	$T_2J$	$KK_1$
$s^1$	$J + T_2K$	$0$
$s^0$	$KK_1$	

Pela análise de estabilidade do sistema segundo o *array* de Routh (Tab. 4.6) para os valores acima mencionados, verifica-se que não há alterações de sinal na primeira coluna e não existe nenhum valor de  $K$  que a anule a linha  $s^1$ , pelo que se conclui que o sistema é estável.

Após se obter a expressão do ganho em malha aberta do sistema, faz-se a análise pelo traçado do Lugar das Raízes. A expressão em malha aberta é dada pela equação (4.42).

$$GH(s) = \frac{K(K_1 + sT_2)}{sT_2(Js + B)} \quad (4.42)$$

Recorrendo à ferramenta *sisotool* do *MATLAB*, obtêm-se os gráficos do Lugar das Raízes e do diagrama de Bode, ilustrados na Fig. 4.9, a partir dos quais se analisa a estabilidade, verificando se os pólos se mantêm ou não no semiplano esquerdo no caso do lugar das raízes, e se a margem de fase é superior a  $45^\circ$  no caso do diagrama de Bode.

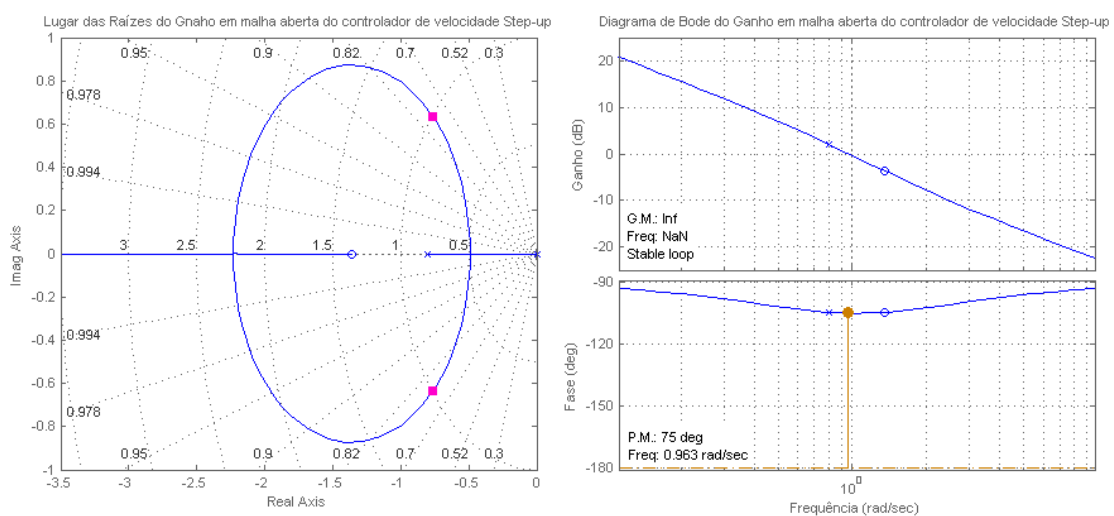


Fig. 4.16 – Lugar das Raízes e Diagrama de Bode do sistema que modela o controlador de velocidade.

Da análise feita aos resultados apresentado na Fig. 4.16, verifica-se que qualquer que seja o valor do ganho do sistema, ou seja o valor de  $K$ , o sistema mantém-se estável, pois os pólos estão sempre no semiplano esquerdo. Pelo diagrama de Bode também se verifica que para qualquer valor de ganho, a margem de fase é no mínimo de  $90^\circ$ .

# Capítulo 5

## 5. MODELAÇÃO DA TURBINA EÓLICA, GERADOR E MPPT

A simulação de todo o sistema de potência é feita em *MATLAB/Simulink*, através do qual se pode verificar o comportamento de cada um dos componentes que compõem o conversor de energia. Neste capítulo pretende-se demonstrar como é feita a modelação de alguns dos componentes utilizados no conversor de potência, nomeadamente da turbina eólica, do gerador síncrono de ímanes permanentes e do ponto de seguimento da potência máxima.

### 5.1. TURBINA EÓLICA

A turbina eólica é modelada com base num bloco existente no *Simulink*, onde apenas é necessário inserir as características daquela (Fig. 5.1).

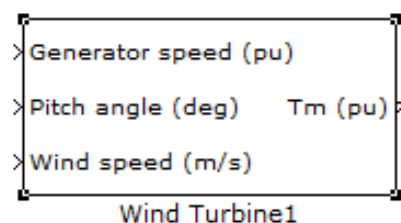


Fig. 5.1 – Bloco de *Simulink* que modela a turbina eólica [Figura retirada de [24]]

Os valores de entrada são a velocidade do vento, o ângulo de passo das pás e a velocidade do gerador em p.u.. À sua saída obtém-se binário em p.u., para obter este valor em unidades SI, N.m, basta multiplicar a saída pelo valor de base do binário.

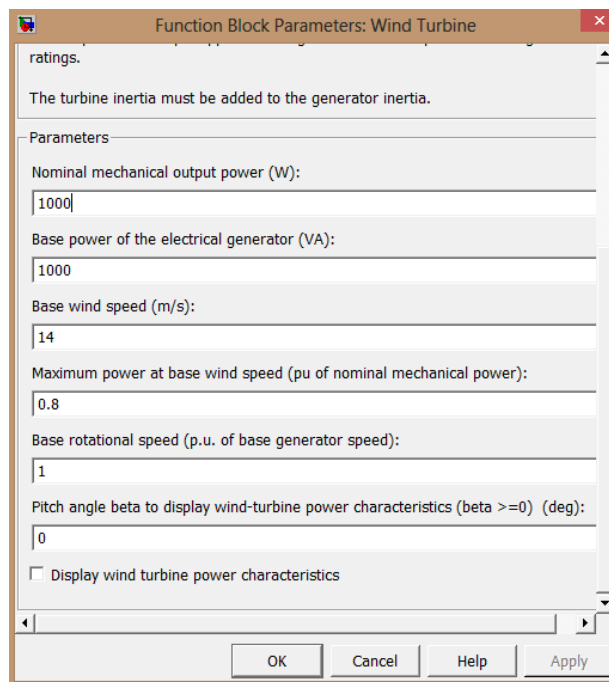


Fig. 5.2 – Caixa de diálogo do bloco em *Simulink* que modela a turbina eólica [Figura retirada de [24]]

Na Fig. 5.2, está ilustrada a caixa de diálogo onde se inserem todos os parâmetros referentes à turbina: potência nominal mecânica da turbina, a potência elétrica de base do gerador, a velocidade do vento de projeto, a potência do gerador que será acoplado à turbina (em p.u.), a velocidade de projeto do gerador (em p.u. da velocidade nominal do gerador (por exemplo se a velocidade nominal do gerador for de 1500 rpm, o valor da velocidade de projeto em pu pode ser 1 se se considerar o valor de base, em rpm, igual ao nominal).

## 5.2. GERADOR

A modelação do gerador síncrono de ímãs permanentes, tal como a modelação da turbina, é feita através de um bloco do *Simulink*.

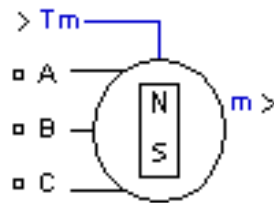


Fig. 5.3 – Modelo do gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG) do *Simulink* [Figura retirada de [24]].

Este modelo permite utilizar a máquina de ímãs permanentes em dois modos de funcionamento: trapezoidal e sinusoidal. Para o modo de funcionamento sinusoidal, o modelo assume que o fluxo criado pelos ímãs permanentes no estator é sinusoidal, o que implica que as forças eletromotrizes são sinusoidais. Para o modo de funcionamento trapezoidal, o modelo assume que a distribuição dos enrolamentos e o fluxo estabelecido pelos ímãs permanentes produzirá três forças eletromotrizes com formas de onda trapezoidais [24]. O modo utilizado neste trabalho corresponde ao modo de funcionamento sinusoidal

Podem ainda ser simulados dois modos de operação da máquina síncrona de ímãs permanentes (PMSG), como motor ou como gerador, definidos pelo sinal de binário mecânico: negativo para a máquina operar como gerador e positivo quando a máquina opera como motor) [24].

O bloco contém uma saída de medidas, a partir da qual podem ser feitas aquisições de correntes, tensões, binário, velocidade angular do rotor e outras.

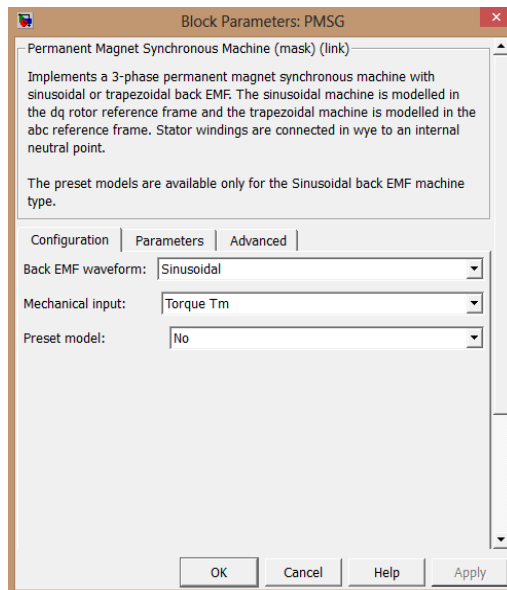


Fig. 5.4 – Caixa de diálogo do bloco do gerador síncrono de ímanes permanentes [Figura retirada de [24]].

Na primeira barra da caixa de diálogo configura-se o tipo de máquina, sinusoidal ou trapezoidal, o segundo parâmetro define o tipo de entrada mecânica, em binário (N.m) ou em velocidade (rad/s).

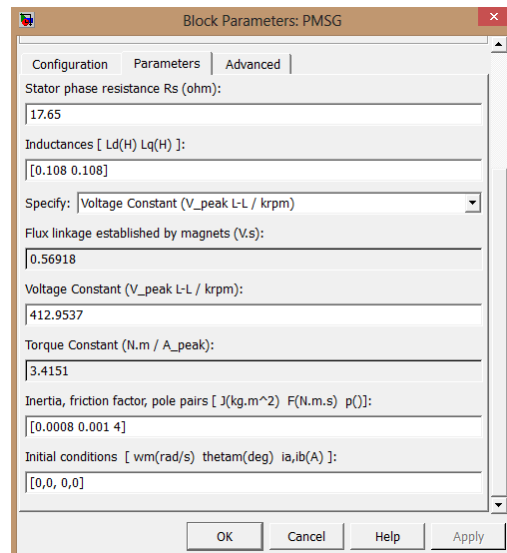


Fig. 5.5 – Caixa de diálogo do bloco do gerador síncrono de ímanes permanentes (cont.) [Figura retirada de [24]].

Na barra “Parâmetros”, são introduzidos os parâmetros do gerador, tais como resistência do estator, indutâncias síncronas transversal e longitudinal, número de pares de polos, momento de inércia, coeficiente de fricção, entre outros.

### **5.3. ALGORITMO DE SEGUIMENTO DO PONTO DE POTÊNCIA MÁXIMA (MPPT)**

A energia disponível no vento depende da velocidade do mesmo, apresentando este um carácter intermitente e pouco previsível, o gerador irá operar numa larga gama de funcionamento, o que provocará uma má utilização do sistema. Manter a turbina eólica a funcionar no seu ponto de potência máxima é uma forma de maximizar a energia que é extraída do vento

Muitos algoritmos MPPT utilizam *look-up tables* e são propostos em várias bibliografias como um método alternativo para melhorar a performance na extração máxima de energia do vento. No entanto, este tipo de algoritmos está muito dependente das características da turbina, tornando-os pouco flexíveis para serem utilizados em sistemas cuja turbina tenha outras características [25].

Um algoritmo que seja independente das características de uma turbina faz dele uma aplicação mais flexível, pois pode ser aplicado em diferentes sistemas de conversão de energia eólica, para além de ser mais simples de implementar [14, 26, 27]. No capítulo 2 foram descritos dois algoritmos de extração da potência máxima de uma turbina eólica (MPPT), um dos quais continha duas variantes, destes foi selecionado o segundo com a variante de medição da velocidade do rotor da turbina. O algoritmo que será implementado é conhecido como “*Método da Perturbação Observação*”.

#### **5.3.1. ALGORITMO DO MÉTODO DA PERTURBAÇÃO OBSERVAÇÃO**

O algoritmo adotado utiliza num conjunto de etapas que são descritas a seguir [26]:

1. Escolher a velocidade de referência do rotor e medir a potência de saída do gerador;

2. Incrementar ou decrementar a velocidade de referência do rotor em  $\omega_{step}$  (valor da perturbação a introduzida), e medir novamente a potência à saída do gerador.
3. Calcular a variação da potência  $\Delta P$  e da velocidade  $\Delta\omega$ ;
4.  $\omega_{ref}(k) = \omega_{ref}(k - 1) + \Delta P * (\Delta\omega \pm \omega_{step})$ ;
5. Repetir do passo 3 para a frente até ser atingido o ponto ótimo de funcionamento.

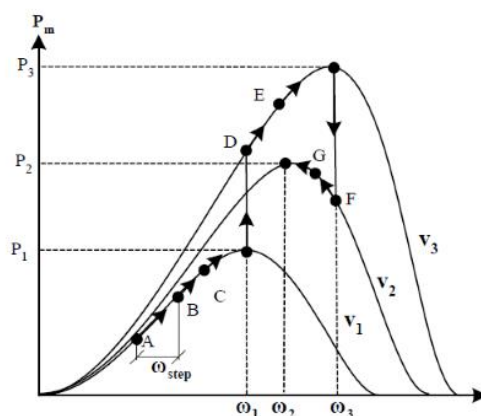


Fig. 5.6 – Ajuste do ponto de funcionamento da turbina para o ponto de máxima potência [Figura retirada de [26]]

A Fig. 5.6 é usada para esclarecer este algoritmo. Assuma-se uma velocidade do vento  $v_1$  e o ponto  $A$  como o ponto de funcionamento da turbina, representado como  $\omega_A, P_A$  na curva característica da potência em função da velocidade,  $P - \omega$ . Admitindo que a velocidade da turbina é aumentada em  $\omega_{step}$ , então o novo ponto de funcionamento da turbina será  $\omega_B, P_B$ .

Após nova iteração  $\omega_C, P_C$  torna-se no novo ponto de funcionamento da turbina. O processo iterativo continua até ser alcançado o ponto de potência máxima,  $\omega_1, P_1$ , para a velocidade do vento  $v_1$ . Se a velocidade do vento passar para  $v_3$ , o novo ponto de funcionamento será  $\omega_D, P_D$ , então o algoritmo irá aumentar a velocidade da turbina em  $\omega_{step}$ , e o novo ponto de funcionamento da turbina será  $\omega_E, P_E$ , no entanto a turbina ainda não está no seu ponto de funcionamento de máxima potência, então o algoritmo continua a aumentar a velocidade da turbina até ser atingido o ponto de máxima potência,  $\omega_3, P_3$ , para a velocidade do vento  $v_3$ . Ao haver uma mudança na velocidade do vento, para uma velocidade  $v_2$ , o

novo ponto de funcionamento passa a ser  $\omega_F, P_F$ , o algoritmo terá de diminuir à velocidade da turbina em  $\omega_{step}$ , e o novo ponto de funcionamento da turbina será  $\omega_G, P_G$ , este processo repete-se até ser atingido o ponto de potência máxima para a velocidade  $v_2, \omega_2, P_2$ .

O processo iterativo repetir-se-á num ciclo infinito para qualquer velocidade de vento.

O fluxograma do algoritmo MPPT implementado está ilustrado na Fig. 5.7.

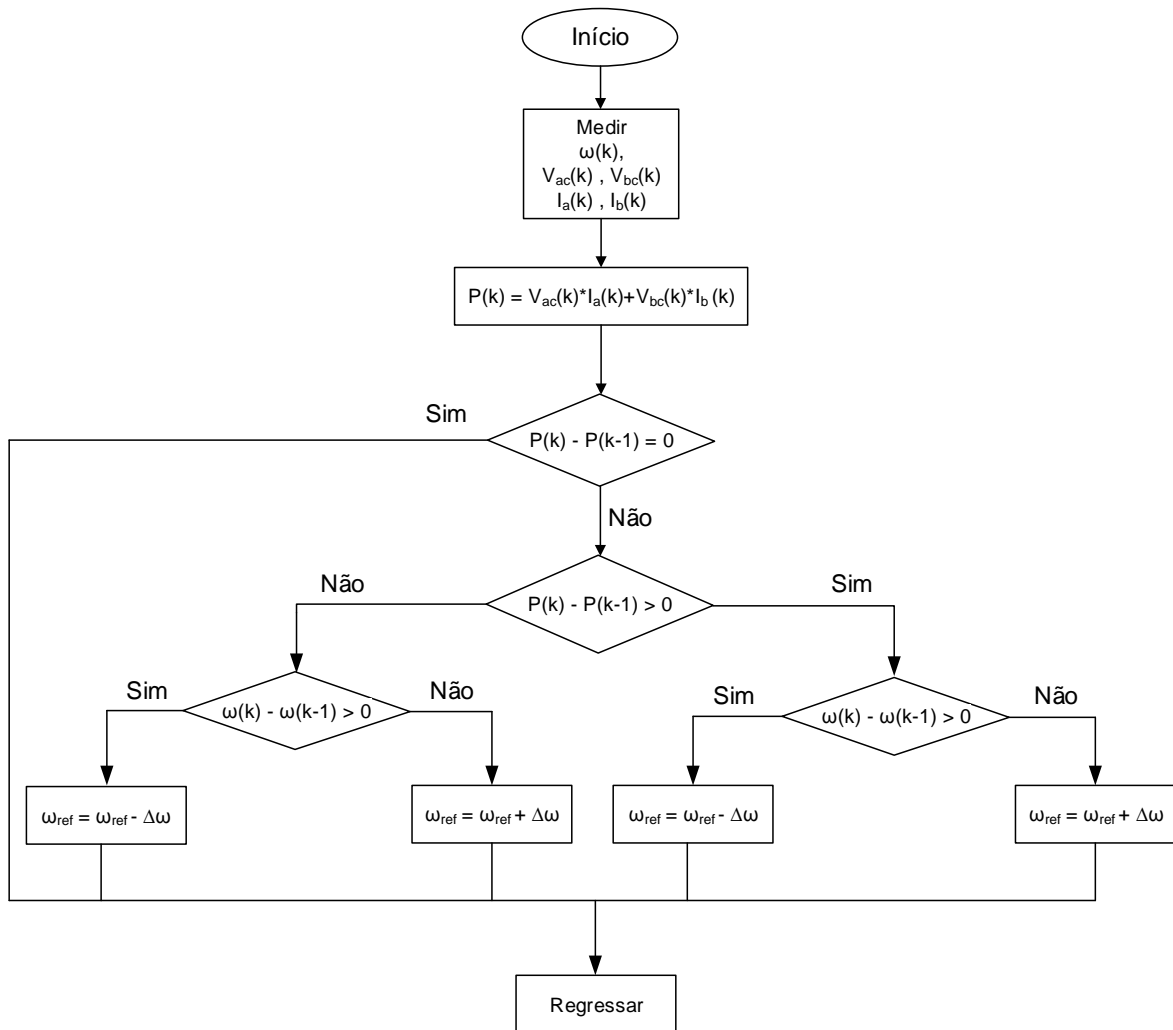


Fig. 5.7 – Fluxograma do método da Perturbação Observação para o algoritmo do seguimento do ponto de potência máxima [Figura adaptada de [26]].

### 5.3.2. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO EM MATLAB/SIMULINK

Uma das etapas que deve ser feita antes de implementar o algoritmo em *MATLAB/Simulink* é retirar a equação que nos dá a velocidade de referência da turbina para cada ponto de funcionamento.

Do fluxograma da Fig. 5.7, a velocidade de referência é descrita através de:

$$\begin{aligned} \omega_{ref}(k) = & (\Delta P = 0) * \omega(k - 1) + (\Delta P > 0) * (\Delta \omega > 0) * \\ & (\omega(k - 1) - \omega_{step}) + (\Delta P > 0) * (\Delta \omega < 0) * (\omega(k - 1) + \\ & \omega_{step}) + (\Delta P < 0) * (\Delta \omega > 0) * (\omega(k - 1) - \omega_{step}) + \\ & (\Delta P < 0) * (\Delta \omega < 0) * (\omega(k - 1) + \omega_{step}) \end{aligned} \quad (5.1)$$

A equação (5.1) é depois utilizada para implementar o algoritmo MPPT no *Simulink* (Fig. 5.8).

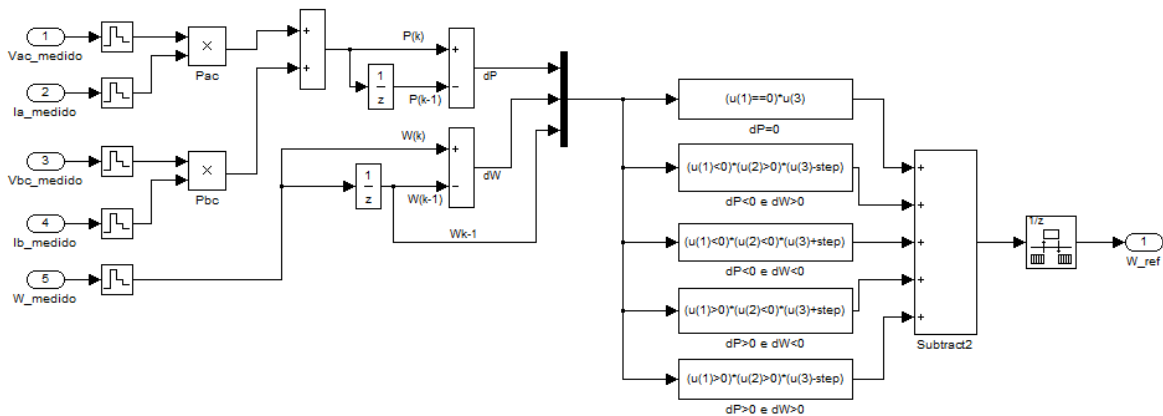


Fig. 5.8 – Algoritmo MPPT implementado em *MatLab/Simulink*.

Os blocos utilizados em ambiente Simulink modelam o conjunto de funções necessárias para que o algoritmo faça o que já foi descrito no subcapítulo anterior. Após a sua implementação criou-se uma máscara que nos permite introduzir o valor de  $\omega_{step}$  e o intervalo de tempo de execução do algoritmo..

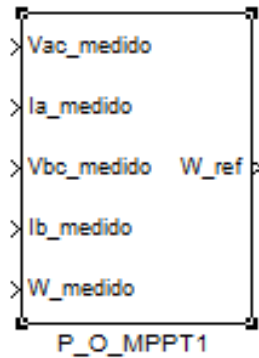


Fig. 5.9 – Máscara do algoritmo MPPT implementado em *MatLab/Simulink*.

Dentro deste bloco, Fig. 5.9, estão implementados os blocos da Fig. 5.8.

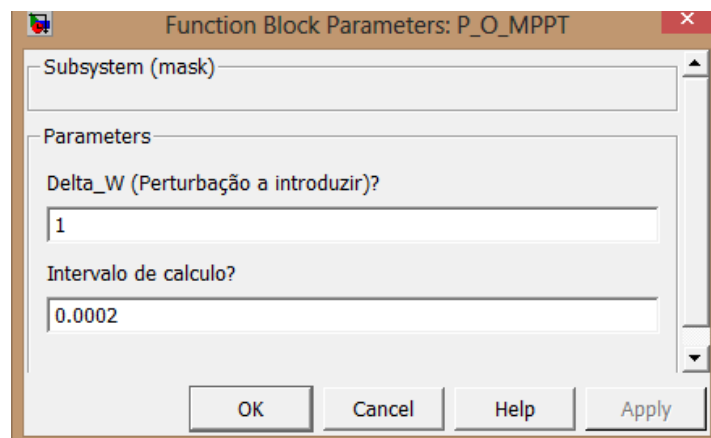


Fig. 5.10 – Caixa de diálogo da máscara do sistema.

Na caixa de diálogo apresentada na Fig. 5.10, podem ser inseridos os valores de  $\omega_{step}$  (Delta\_W) e do intervalo de tempo de cálculo dos valores da velocidade de referência (Intervalo de cálculo).



# Capítulo 6

## 6. ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Na análise dos resultados de simulação pretende-se descrever as simulações realizadas em *MATLAB/Simulink*.

Para validar o controlo foi necessário subdividi-lo em partes, pois devido à sua complexidade, a validação de todo o controlo em simultâneo seria uma tarefa difícil de executar. Ao longo deste processo de validação serão descritos os passos dados para validar as leis de controlo do inversor de tensão e do conversor DC-DC elevador.

### 6.1. VALIDAÇÃO DAS LEIS DE CONTROLO DO INVERSOR DE TENSÃO

O inversor de tensão tem implementadas duas leis de controlo, uma para controlar o valor da tensão no barramento DC e outra para controlar a corrente que é injetada na rede. As duas devem funcionar em uníssono de forma a garantir o bom funcionamento do inversor.

#### 6.1.1. VALIDAÇÃO DO CONTROLADOR DE CORRENTE

A validação desta lei de controlo é feita segundo o modelo em *Simulink* que é apresentado na Fig. 6.1.

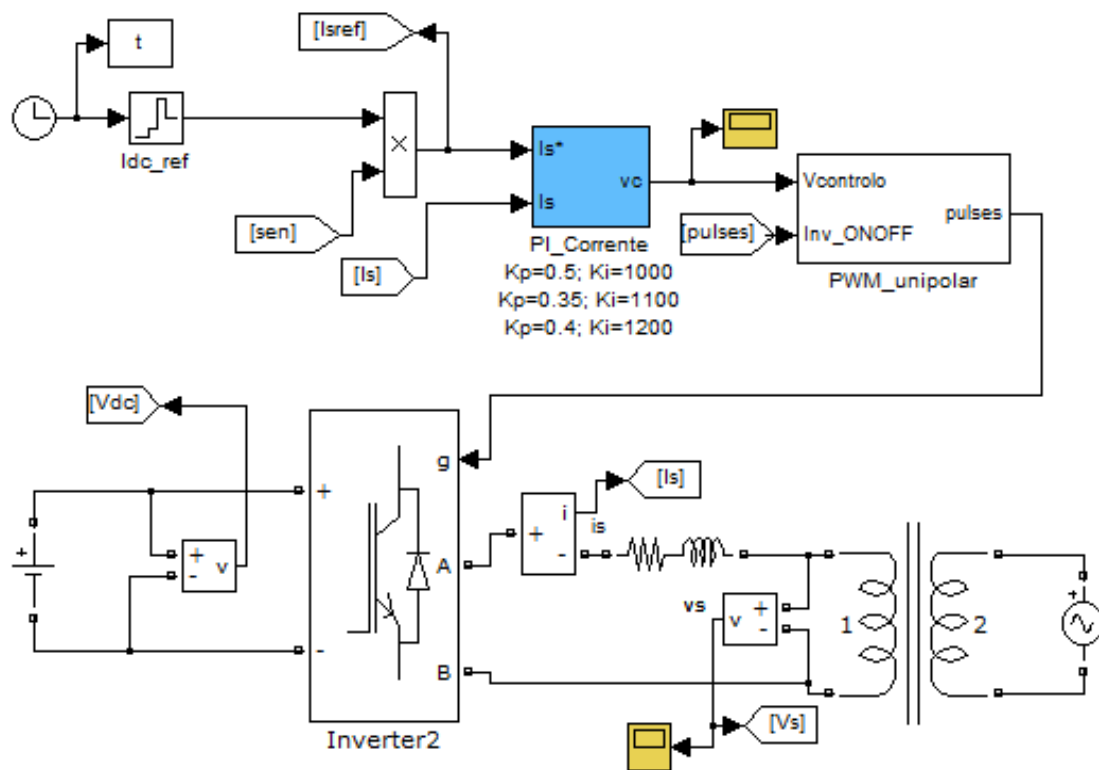


Fig. 6.1 – Modelo de validação do controlador de corrente.

A sua validação fez-se simulando uma fonte de tensão DC ideal, com uma tensão aos seus terminais de 400 V. Depois definiu-se numa tabela os valores da amplitude da corrente de referência,  $I_{dc\_ref}$ , que depois de multiplicada pela senoide de amplitude 1, síncrona com a rede, é comparada com a corrente medida para, assim, obter o erro à entrada do controlador. Por fim, obtiveram-se os gráficos para análise de resultados.

Os resultados obtidos foram os ilustrados na Fig. 6.2.

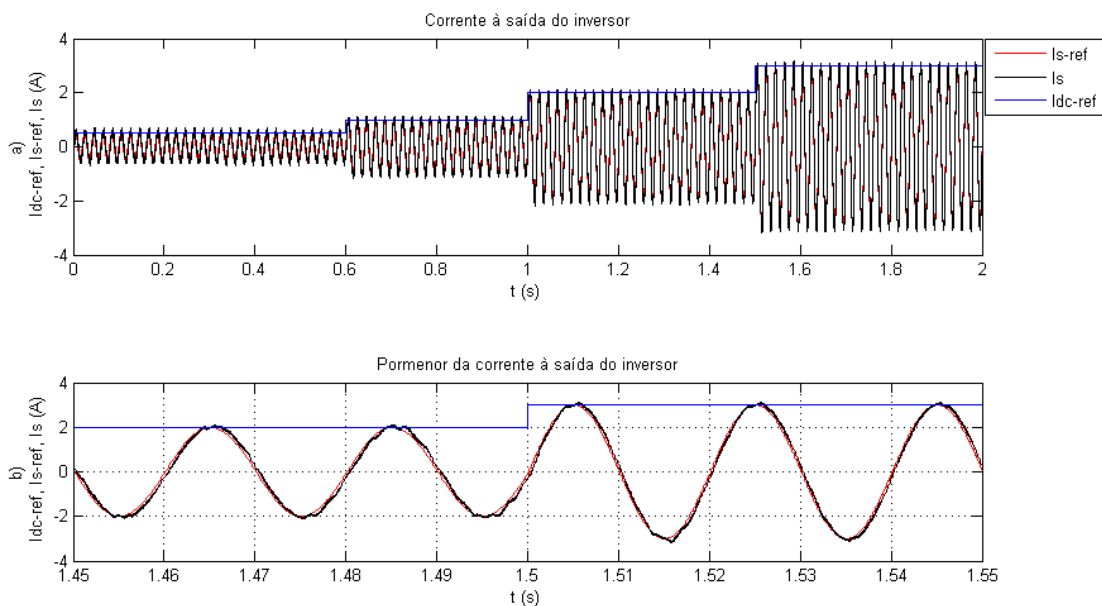


Fig. 6.2 – Resposta do controlador de corrente: a) Resposta a diferentes degraus de diferentes amplitudes e b) Pormenor de um degrau.

Observando a Fig. 6.2 é perceptível que o controlador faz com que a corrente a saída do inversor (sinal a preto) segue a referência (a vermelho) que, neste caso, é uma senoide depois de multiplicar a amplitude desejada por uma senoide à entrada entre -1 e 1, como referido anteriormente. O valor DC simulado (amplitude da corrente de referência) é uma sequência de degraus de valores crescentes, em instantes de tempo diferentes (Fig. 6.2 a)). Como se pode observar pela Fig. 6.2 b), a corrente à saída do inversor segue sempre a corrente de referência, não existindo nenhuma oscilação na passagem de um valor de corrente para outro, embora neste caso seja difícil de tirar esta conclusão pelo facto de a referência ser um sinal sinusoidal e não um sinal contínuo, como acontece na maior parte dos casos.

A função do controlador PI de corrente é fazer com que o inversor retire uma determinada corrente proveniente do barramento DC, de forma a injetá-la na rede com uma forma sinusoidal síncrona com a rede de modo a obter fator de potência unitário. No entanto, verifica-se que para pequenas amplitudes da corrente, existe um esfasamento entre a tensão e a corrente, que é tanto maior quanto menor for a amplitude da corrente. Assim, verifica-se que o controlador não consegue acompanhar bem a sua referência, quando esta apresenta valores

numa gama baixa. Para além disso, o controlador também influencia a quantidade de *ripple* na corrente, como se pode verificar na Fig. 6.3.

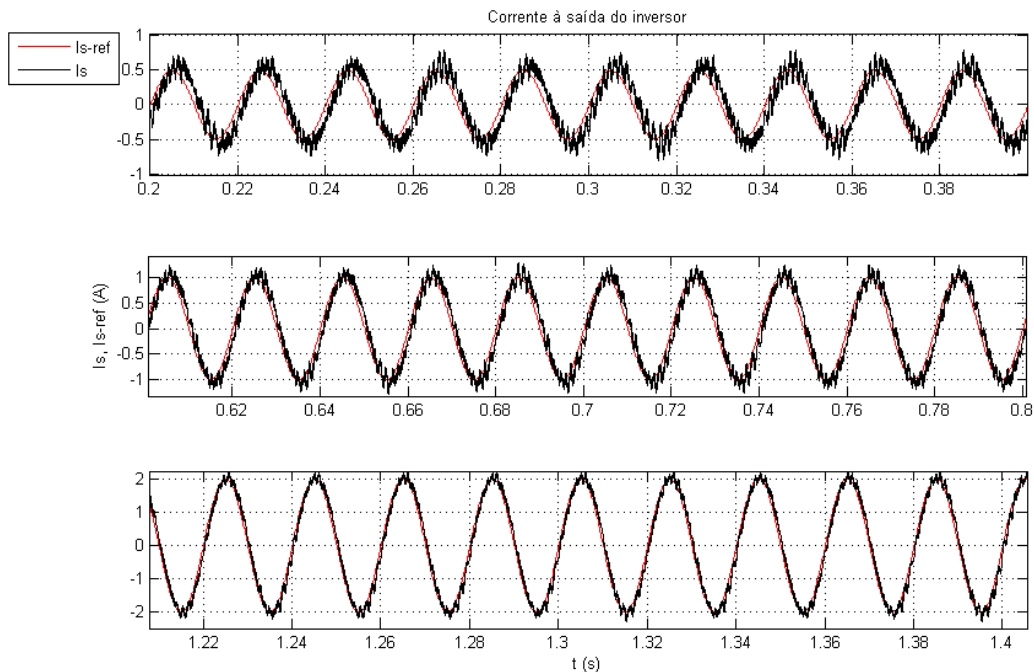


Fig. 6.3 – Qualidade da corrente em função da amplitude.

O *ripple* está relacionado não só com o controlador, mas também com o filtro à saída do inversor. Poderíamos diminuir o valor do *ripple*, aumentando a impedância do filtro L, mas esta medida levaria a um aumento do esfasamento entre a tensão e a corrente, o que contrariaria os níveis da qualidade da energia pretendidos.

Para fazer a análise ao esfasamento foi necessário escalar o valor da corrente (multiplicá-lo por 100), caso contrário não seria possível observar o esfasamento entre a tensão e a corrente, devido ao baixo valor desta comparativamente com o da tensão.

Os valores reais simulados da corrente são apresentados na Tab. 6.1.

Tab. 6.1 – Valores reais da corrente de referência à entrada do controlador de corrente.

<b>Tempo (s)</b>	0	0.6	0.6	1	1	1.5	1.5	2
<b>Corrente (A)</b>	0.5	0.5	1	1	2	2	3	3

Nas Fig. 6.5 e Fig. 6.6 são apresentados pormenores da Fig. 6.4, em intervalos de tempo diferentes.

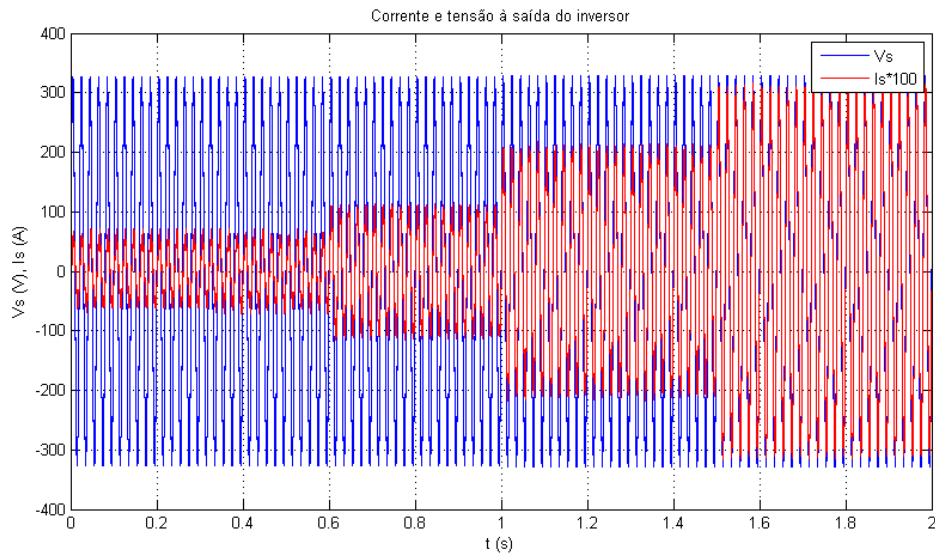


Fig. 6.4 – Tensão e corrente à saída do inversor.

Nas Fig. 6.5 e Fig. 6.6 são apresentados pormenores da Fig. 6.4, em instantes de tempo diferentes.

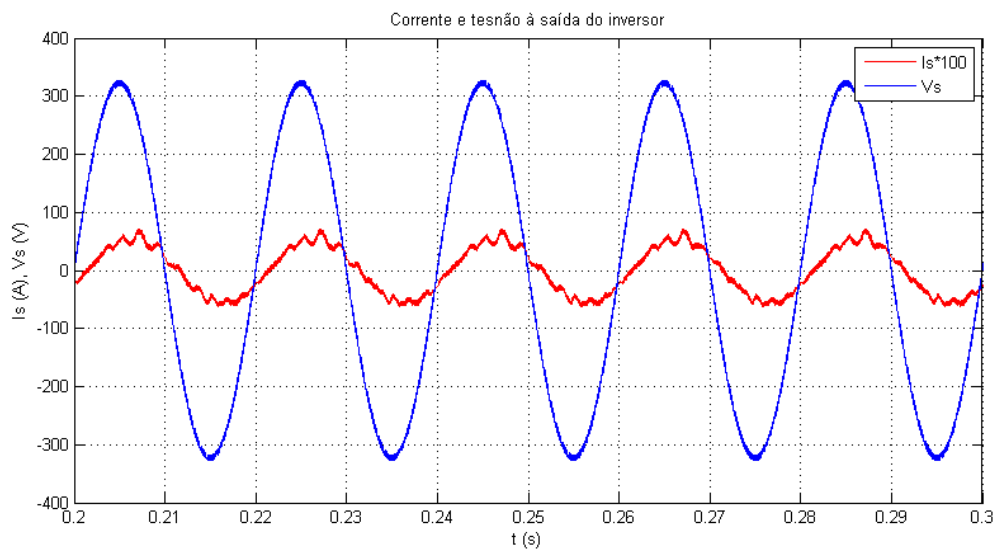


Fig. 6.5 – Esfasamento entre tensão e corrente à saída do inversor, para uma amplitude da corrente de 0,5 A.

Analisando a Fig. 6.5, verifica-se que existe um atraso significativo da corrente em relação à tensão, o que confirma que o controlador de corrente não consegue acompanhar a sua referência para baixos valores de corrente (neste caso de 0.5 A). Para este caso o fator de potência é diferente do valor pretendido, ou seja unitário.

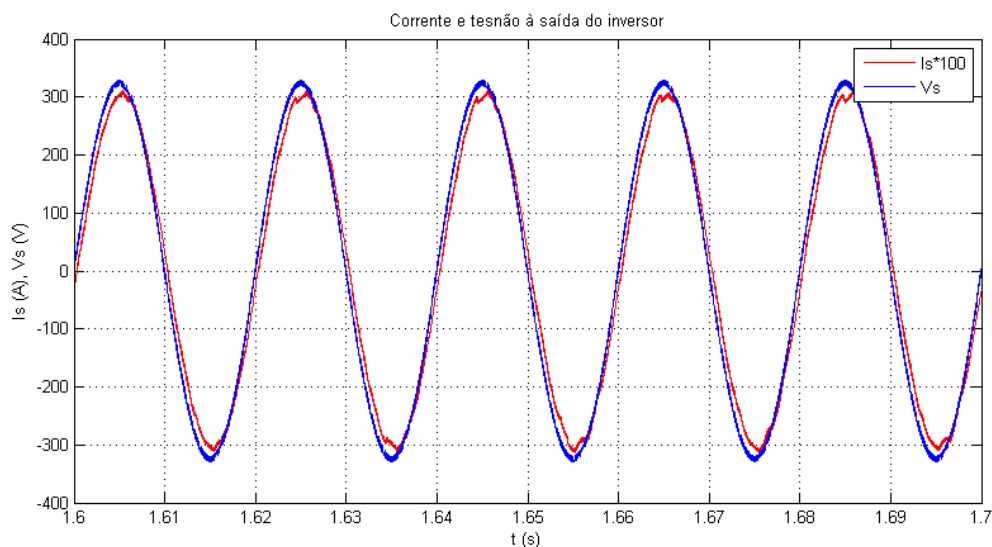


Fig. 6.6 – Esfasamento entre tensão e corrente à saída do inversor, para uma amplitude da corrente de 3 A.

Comparando a Fig. 6.6 com a Fig. 6.5, verifica-se que o atraso entre a tensão e a corrente é menor, assim como o *ripple*, quando a amplitude da corrente aumenta. No limite, se o valor de corrente for suficientemente elevado e a afinação dos parâmetros dos controlador melhorada, a qualidade da energia injetada na rede atingirá os objetivos preconizados. Também para valores baixos, a resposta pode ser melhorada afinando o controlador para esse ponto de funcionamento.

### 6.1.2. VALIDAÇÃO DO CONTROLADOR PI DE TENSÃO

A validação do controlador PI de tensão foi feita segundo o diagrama de simulação apresentado na Fig. 6.7.

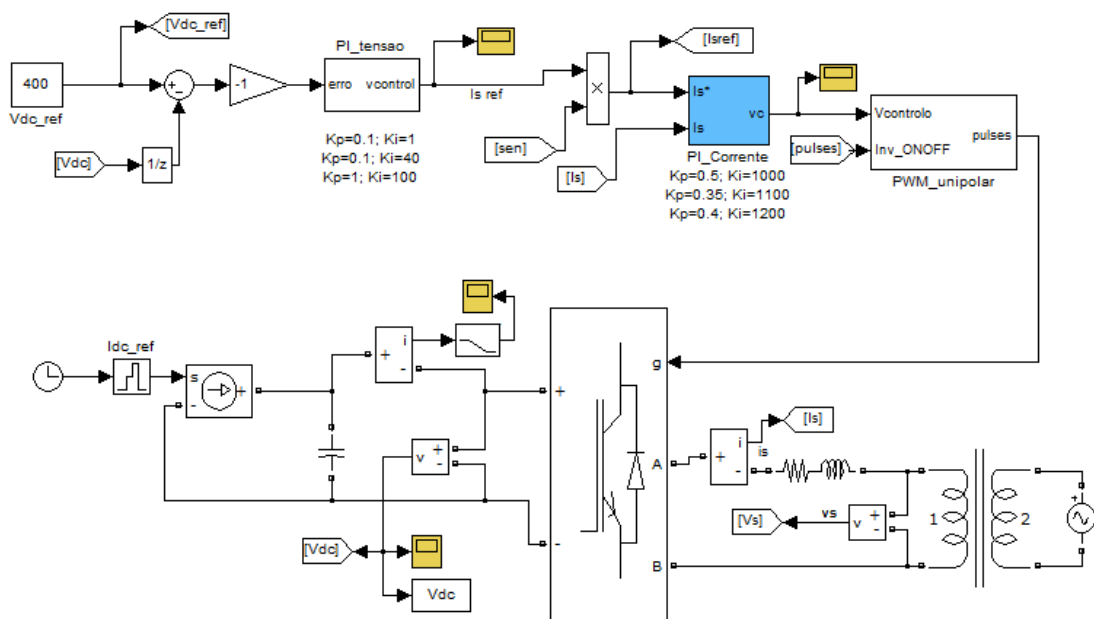


Fig. 6.7 – Diagrama de validação do controlador de tensão.

Para validar este controlo decidiu-se simular o conversor elevador com uma fonte de corrente ideal, por corresponder ao funcionamento do conversor, como se verá mais tarde.

À entrada do controlador PI de tensão é aplicado o desvio (erro) entre a tensão de referência no barramento DC (400 V) e a tensão medida. O controlador define a corrente que se deve retirar do barramento DC, para que a tensão no condensador se mantenha constante, em torno do valor definido (400 V). Na realidade, o que faz é aumentar ou diminuir o valor da amplitude da corrente à saída, se a tensão no barramento DC tende a aumentar ou diminuir, respetivamente. Assim, quando a tensão no barramento DC tende a subir ou descer, significa que o inversor tem de injetar mais ou menos corrente na rede, respetivamente, para manter a tensão constante. A função do controlador PI de tensão é, deste modo, anular o erro entre a tensão de referência e o valor que está a ser medido. Na sua saída, o controlador disponibiliza o valor da corrente de referência do controlador de corrente, para que este controle o inversor no sentido de injetar na rede uma corrente tal que faça o valor da tensão tender para o valor de referência (400 V). A Fig. 6.8 ilustra o comportamento da tensão no barramento DC quando a corrente disponível varia e a consequência dessa variação na amplitude da corrente à saída do inversor.

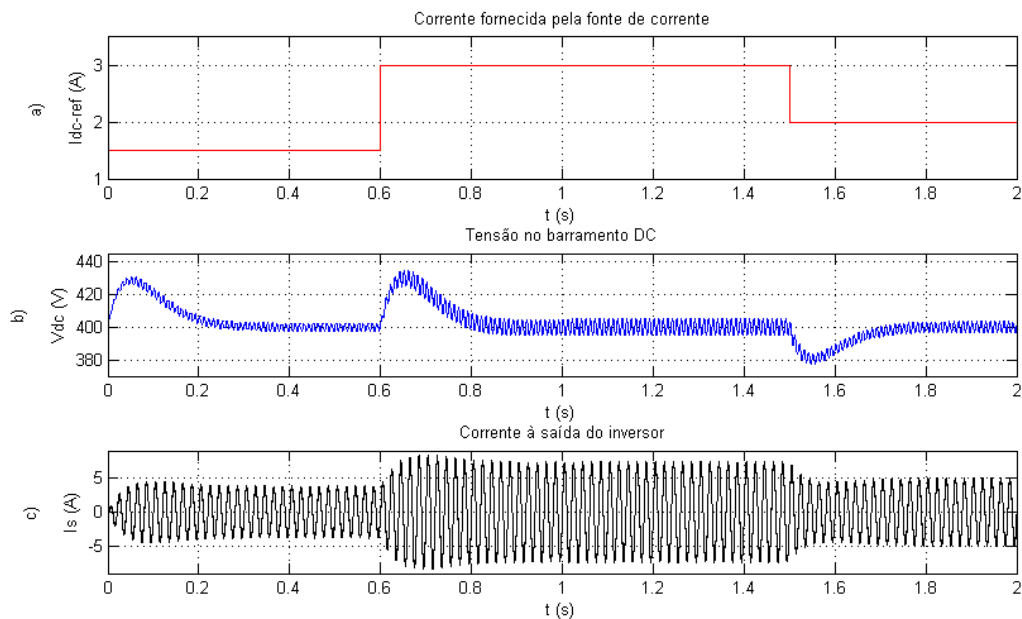


Fig. 6.8 – Resultados da simulação para o controlador PI de tensão: a) Corrente fornecida pela fonte de corrente, b) Tensão no barramento DC, c) Corrente à saída do inversor de tensão.

Como se pode observar pela Fig. 6.8, quando o valor da corrente  $I_{dc\_ref}$  aumenta, a tensão no barramento DC também tende a aumentar, no entanto o controlador vê esse aumento e responde de forma a diminuí-la para o valor de referência, através do aumento da amplitude da corrente à saída do inversor. De forma análoga, quando a corrente  $I_{dc\_ref}$  diminui, e dado que a corrente que o controlador de corrente está a mandar retirar é um valor maior que a que efetivamente está disponível, o controlador de tensão ao detetar uma diminuição da tensão vai impor uma amplitude da corrente de referência ao controlador PI de corrente para que a tensão no barramento DC atinja novamente o valor de referência. Obviamente, o novo valor da amplitude da corrente de referência é inferior ao valor inicial.

## 6.2. VALIDAÇÃO DOS CONTROLADORES DO CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO

O controlo do conversor elevador está dividido em duas partes, uma faz o controlo da corrente que circula na bobine, e outra o controlo da velocidade do gerador.

### 6.2.1. CONTROLADOR DE CORRENTE DO CONVERSOR ELEVADOR

A Fig. 6.9, ilustra o diagrama de simulação utilizado para validar o controlador PI de corrente do conversor elevador.

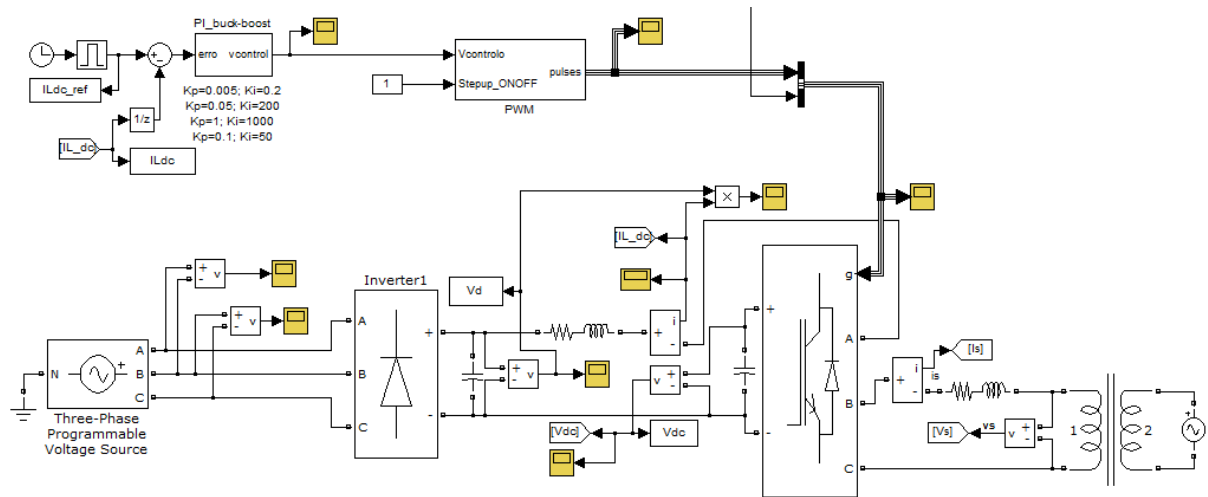


Fig. 6.9 – Diagrama de simulação utilizado na validação do controlador PI de corrente do conversor elevador.

A validação deste controlo fez-se recorrendo a uma estrutura de potência onde a fonte de energia é uma fonte de tensão trifásica ideal, com uma tensão composta de 200 V que fornece a corrente que lhe for pedida. A tensão é retificada e o conversor elevador faz a adaptação entre esta tensão e a tensão de referência do barramento DC que é superior e imposta pelo inversor de tensão que, por sua vez, retira a corrente disponibilizada pelo conversor elevador e injeta-a na rede da forma descrita anteriormente.

O controlo do conversor elevador é feito em corrente, de modo que toda a corrente fornecida pela fonte de energia seja enviada para o barramento DC.

Na Tab. 6.2, está apresentado o valor de referência da corrente à entrada do controlador PI de corrente.

Tab. 6.2 – Valores da corrente de referência à entrada do controlador de corrente.

<b>Tempo (s)</b>	0	0.6	0.6	1	1	1.5	1.5	2
<b>Corrente (A)</b>	3	3	5	5	5	5	3	3

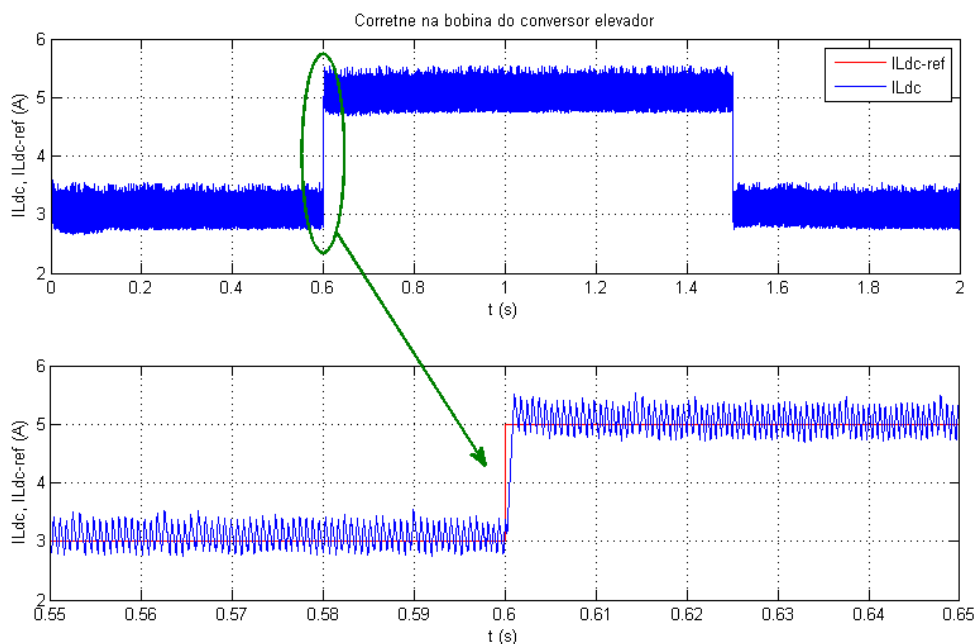


Fig. 6.10 – Resposta do controlador de corrente à corrente que circula na bobina do conversor elevador.

Na Fig. 6.10 é apresentada a resposta do controlador PI de corrente à corrente na bobina  $L_{dc}$ . Verifica-se que a corrente na bobina,  $I_{L_{dc}}$ , segue a referência,  $I_{L_{dc\_ref}}$ , imposta ao controlador de corrente

Devido à frequência de comutação a que os IGBT comutam, neste caso 10 kHz, pela Fig. 6.10, verifica-se que o *ripple* da corrente na bobina é considerável. Este problema poderia ser minimizado através do aumento da frequência de comutação (até cerca de 20 kHz) e do aumento do valor da indutância da bobina que, no entanto, se tornaria mais volumosa, pesada e cara.

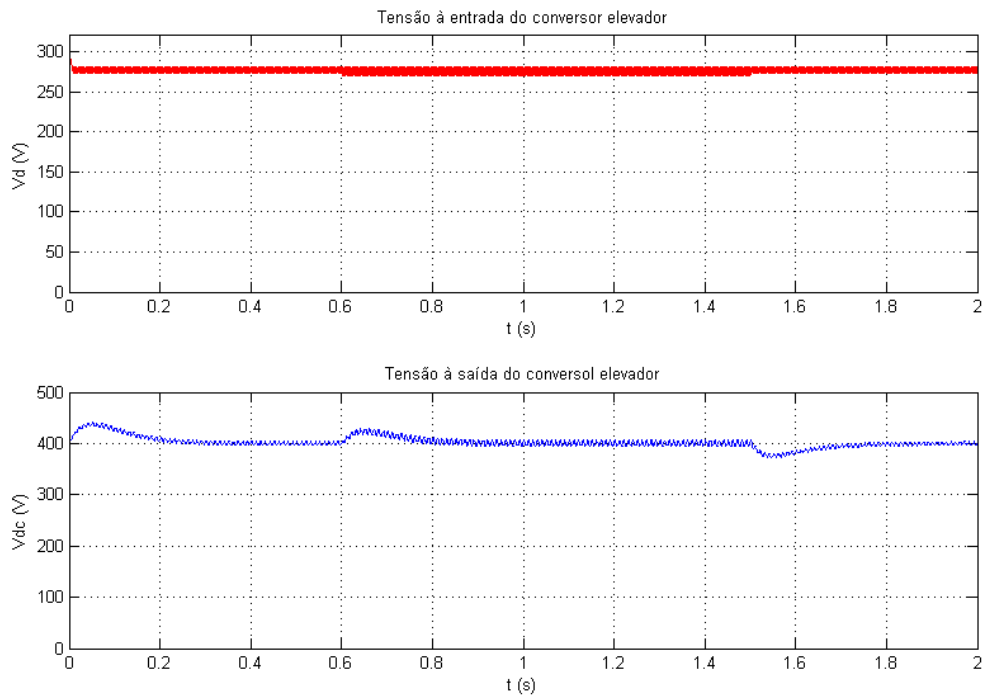


Fig. 6.11 – Tensão à entrada e saída do conversor elevador.

Da Fig. 6.11, observa-se que a tensão à entrada do conversor elevador é inferior à tensão na sua saída (aproximadamente 275 V na entrada e 400 V na saída). Quando a corrente disponível na fonte aumenta, o controlador PI de corrente atua no sentido de fazer com que o conversor elevador envie mais corrente para o barramento DC e, por sua vez, o inversor injeta mais corrente na rede. As oscilações de tensão que se verificam à saída do conversor (no barramento DC) são provocadas pela resposta do controlo do inversor às variações no valor da corrente, da Fig. 6.10, que é fornecida pela fonte de energia

### 6.2.2. CONTROLADOR DE VELOCIDADE DO CONVERSOR ELEVADOR

A última fase de todo o controlo da estrutura de potência adotada neste trabalho é o controlo de velocidade.

Na Fig. 6.12, apresenta-se o diagrama de simulação utilizado na validação do controlador de velocidade.

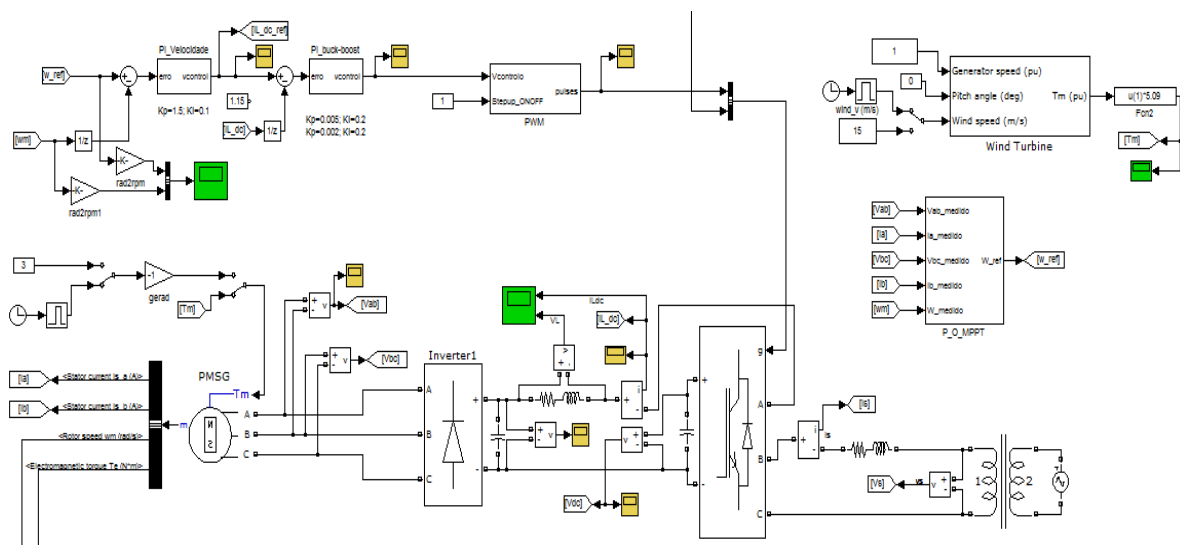


Fig. 6.12 – Modelo de validação do controlo de velocidade do conversor elevador.

Para esta validação recorreu-se a um diagrama e simulação onde são simulados todos os componentes que integram a estrutura de potência adotada neste trabalho e respetivo controlo. É simulado o gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG), a turbina eólica, o algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT), o conversor elevador, o inversor de tensão e todo o controlo necessário ao controlo da estrutura de potência.

Para obter a velocidade de referência foi utilizado um algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima que fornece a velocidade de referência ao controlador PI de velocidade.

Na simulação do gerador, a entrada é em binário, que pode ser fornecido de três formas: inserindo-o manualmente durante a simulação, predefinindo uma tabela com os valores de binário e, por último, através do modelo de uma turbina eólica que o *MATLAB/Simulink* disponibiliza, descrita no capítulo 5.

O modelo do PMSG implementado no *MATLAB/Simulink* não permite grandes variações no binário, acima ou abaixo de um determinado valor de binário, o valor da tensão é demasiado elevado ou demasiado baixo para que o conversor elevador possa funcionar, para tal foi escolhido um ponto estático de funcionamento para o qual se irá validar o controlador de velocidade. O ponto escolhido foi para um binário de 3 N.m. Na realidade, o modelo implementado corresponde ao PMSG disponível no laboratório que tem uma tensão muito

elevada para esta aplicação, sendo os valores nominais de binário e de potência, respetivamente, 5 Nm e 800 W.

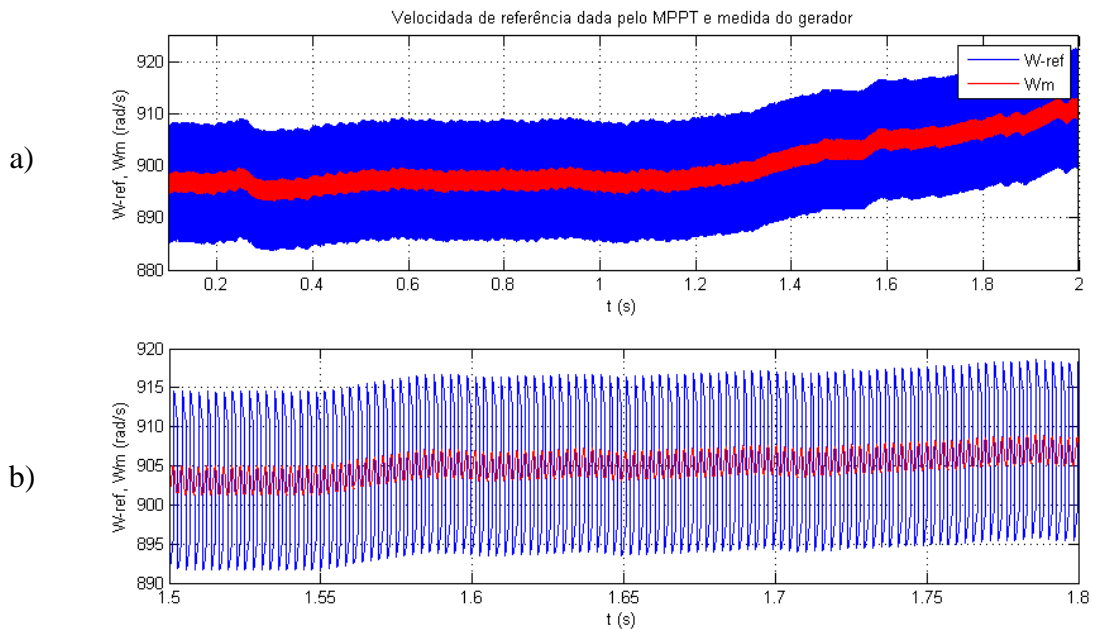


Fig. 6.13 – Velocidade à entrada do controlador de velocidade: a) Velocidade de referência do controlador de velocidade e medida, b) Pormenor das velocidades.

Na Fig. 6.13 é apresentada a evolução da velocidade de referência fornecida pelo MPPT e a velocidade medida à saída do gerador.

A velocidade de referência entra no controlador de velocidade, onde é comparada com a medida, sendo então calculado o erro, que será processado pelo controlador PI. À saída, obtém-se o sinal da corrente de referência do controlador de corrente do conversor elevador.

Como se pode observar pela Fig. 6.13 o algoritmo MPPT segue a velocidade medida, o que permite concluir que está a fazer o seguimento do ponto de potência máxima do gerador, pois uma variação da velocidade do gerador, implica uma variação da potência.

À saída do controlador de velocidade obtém-se a corrente de referência para o controlador PI de corrente.

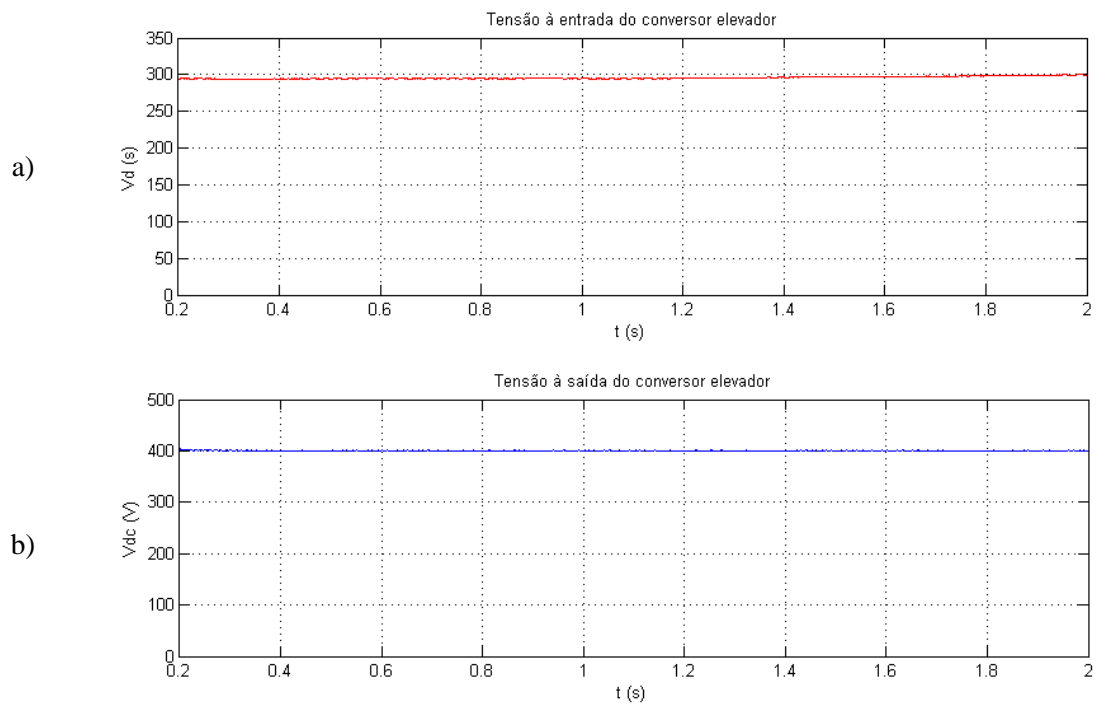


Fig. 6.14 – Tensão: a) À entrada conversor elevador, b) À saída do conversor elevador.

Pela Fig. 6.14, observa-se que a tensão à entrada do conversor elevador é próxima de 300 V enquanto a tensão à saída (no barramento DC) está nos 400 V.

Não foi possível validar todo o controlo até à data de entrega da tese, devido a problemas com a simulação deste controlador.

# Capítulo 7

## 7. CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

### 7.1. CONCLUSÕES GERAIS DO TRABALHO

Neste trabalho expuseram-se os conceitos teóricos e os métodos de projeto dos controladores de um inversor monofásico de tensão, para ligação à rede elétrica de turbinas eólicas de baixa potência.

Atualmente a instalação de turbinas eólicas de baixa potência para ligação à rede está em crescente expansão, em parte devido aos incentivos e apoios que os governos têm dado, e também porque há cada vez mais pessoas preocupadas com a qualidade do ar e do ambiente. Devido ao número cada vez maior de equipamentos instalados, é necessário ter melhores sistemas de controlo, de forma a permitir a ligação de todos estes equipamentos à rede, de forma que o sinal injetado na rede tenha os devidos padrões de qualidade.

Na primeira parte deste trabalho foram expostos os conceitos teóricos para dimensionar os controladores do inversor de tensão monofásico. Uma das grandes dificuldades associada a esta parte do trabalho é a modelação matemática dos vários sistemas que compõem o controlo do inversor. No entanto conseguiu-se fazer toda esta modelação matemática dos sistemas.

Na segunda parte foi descrito um método para projetar os controladores necessários ao controlo do inversor monofásico e do conversor DC-DC elevador. Daqui resultaram os parâmetros dos controladores, no entanto estes valores tiveram que ser ajustados, pois os primeiros obtidos foram apenas uma estimativa e não garantiam que o controlador funcionasse corretamente. Depois dos valores ajustados e testados, garantiu-se que o sistema funcionaria para as condições que foi projetado.

Na terceira parte foram discutidos os resultados obtidos na simulação em *MATLAB/Simulink* do controlo. Nesta parte a dificuldade estava em validar cada um dos controladores, no entanto conseguiu-se validar três dos quatro controladores, recorrendo à validação individual de cada um. De realçar que um dos problemas que surgiu foi na simulação de um gerador que não era apropriado para este tipo de conversor eletrónico de energia, o que provocou algumas dificuldades na validação do controlo de velocidade. No controlador de velocidade surgiram outros problemas que impossibilitaram a validação desta parte do controlo.

## **7.2. TRABALHOS E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS.**

Como não foi possível validar o controlo de velocidade seria importante num trabalho futuro concluir a validação do controlador de velocidade.

Um dos propósitos desta tese seria a implementação do controlo num sistema de controlo em tempo real, no entanto devido à falta de tempo, e ao tempo que é necessário para a implementação, não foi possível fazê-lo. Como continuação deste trabalho seria ótimo implementar e validar todo o controlo em laboratório.

Ao longo deste trabalho foram identificados um conjunto de melhorias que poderiam ser feitas e que serão aqui sumarizadas.

Uma melhoria que poderia ser feita seria a simulação de um gerador com uma tensão inferior ou igual a 300 V e um corrente em trono dos 5 A, à sua velocidade nominal, de forma a otimizar o funcionamento do conversor elevador.

A qualidade do sinal é algo bastante importante neste tipo de tecnologia, uma melhoria que poderia ser feita seria a utilização de outros controladores, em substituição dos convencionais controladores PI (Proporcional Integral), como por exemplo o PR (Proporcional Ressonante) ou PR+HC (Proporcional Ressonante com Compensador de Harmónicos), e ainda implementar outro tipo de filtro à saída do inversor de tensão, como LC ou LCL.

Por fim seria interessante implementar o conversor elevador utilizando MOSFET em vez de IGBT, porque possibilitam frequências de comutação mais elevadas, permitindo reduzir o *ripple* da corrente na bobina do conversor elevador.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. d. E. e. Emprego. (2013, Junho de 2013). *Renovaveis na hora*. Available: <http://www.renovaveisnadora.pt/>
- [2] K. Hyosung and K. Kyoung-Hwan, "Filter design for grid connected PV inverters," in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008.*, 2008, pp. 1070-1075.
- [3] Z. Qingrong and C. Liuchen, "Study of advanced current control strategies for three-phase grid-connected pwm inverters for distributed generation," in *Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on*, 2005, pp. 1311-1316.
- [4] Y. Zhilei, W. Zan, X. Lan, and Y. Yangguang, "A novel control strategy for grid-interactive inverter in grid-connected and stand-alone modes," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 5 pp.
- [5] J. H. R. Enslin and P. J. M. Heskes, "Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 19, pp. 1586-1593, 2004.
- [6] Pracha Khamphakdi and W. Khan-ngern, "The Analysis of Output filter for Grid Connected Single Phase Full Bridge Inverter Based on PSpice Simulation Technique," in *International Conference on Electromagnetic Compatibility Phuket, Thailand, 2005*.
- [7] J. P. R. Bulhosa, "Controlo de um conversor AC-DC-AC para turbinas eólicas baseadas no PMSG," dissertação para obtenção do grau de Mestre, Eletrotecnia, IPB - Instituto Politécnico de Bragança, Portugal, 2009.
- [8] W. W. E. Association, "2012 Half-year Report," 2012.
- [9] RENEUECONOMY. (Julho de 2013). Available: [http://reneweconomy.com.au/2013/top-wind-power-countries-in-the-world-per-capita-72534?goback=%2Egde\\_121193\\_member\\_252177008](http://reneweconomy.com.au/2013/top-wind-power-countries-in-the-world-per-capita-72534?goback=%2Egde_121193_member_252177008)
- [10] W. W. E. Association, "2013 Small Wind World Report," 2013.
- [11] R. N. Laboratory, "Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines," Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark 2001.
- [12] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of single-stage single-phase PV inverter," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
- [13] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of Single-Stage Single-Phase PV Inverter," *EPE Journal*, vol. 16, pp. 20-26, 2006.
- [14] R. Esmaili, L. Xu, and D. K. Nichols, "A new control method of permanent magnet generator for maximum power tracking in wind turbine application," in *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, 2005, pp. 2090-2095 Vol. 3.
- [15] R. Esmaili and X. Longya, "Sensorless Control of Permanent Magnet Generator in Wind Turbine Application," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, pp. 2070-2075.

- [16] Marian P. Kazmierkowski, Frede Blaabjerg, and R. Krishnan., *Control in Power Electronics - Selected Problems*, 2002.
- [17] Graham C. Goodwin, Stefan F. Graebe, and M. E. Salgado., *Control System Design*, 2001.
- [18] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th ed., 2002.
- [19] Ned Mohan, Tore N. Undeland, and W. P. Robbins., *Power Electronics, Converters, Applications and Design*, 3th ed., 2003.
- [20] D. W. Hart, *Introduction to Power Electronics*: Prentice-Hall, Inc, 1997.
- [21] A. Julean, "Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications," Master Degree, Aalborg University, 2009.
- [22] S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan, and F. Antunes, "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," in *International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th*, 2007, pp. 1133-1138.
- [23] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell'Aquila, "Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter," *International Journal of Electronics*, vol. 91, pp. 445-460, 2004/08/01 2004.
- [24] MatLab, "Help do MatLab," ed.
- [25] Z. Chen and E. Spooner, "Wind turbine power converters: a comparative study," in *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)*, 1998, pp. 471-476.
- [26] R. Esmaili, "APPLICATION OF ADVANCED POWER ELECTRONICS IN RENEWABLE ENERGY SOURCES AND HYBRID GENERATING SYSTEMS," PhD, The Ohio State University, 2006.
- [27] S. Hao, G. Hunter, V. Ramsden, and D. Patterson, "Control system design for a 20 kW wind turbine generator with a boost converter and battery bank load," in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001, pp. 2203-2206 vol. 4.
- [28] dSPACE, *Hardware Instalation and Configuration*. Germany: dSPACE, 2009.
- [29] dSPACE. (Junho de 2013). Available: [www.dspace.com](http://www.dspace.com)

## **ANEXO A**

## **A.1 DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL**

A plataforma experimental consiste numa carta de desenvolvimento com interface em tempo real (*RTI-Real Time Interface*), e um módulo de potência com um conjunto de condensadores, IGBT e alguns conectores para medições.

### **A.1.1 DESCRIÇÃO DO *HARDWARE***

O *hardware* necessário para o desenvolvimento de aplicações de controlo são: uma carta de controlo, e um módulo de potência para implementação da lei de controlo. Neste capítulo será descrito algum do *hardware* existente no laboratório, tal como a carta de desenvolvimento da dSPACE, a sua interface de ligação ao módulo de potência, o módulo de potência e algum hardware de medição desenvolvido especificamente para efetuar medidas no módulo de potência.

#### **A.1.1.1 CARTA DE CONTROLO DA dSPACE**

A carta *DS1103PPC Control Board*, ilustrada na Fig. A.1, é especificamente desenhada para desenvolvimento de controladores digitais rápidos de múltiplas variáveis, e também para monitorização e controlo em tempo real [28].

A instalação da placa pode ser feita num PC, ou numa caixa de expansão da dSPACE, a sua programação é feita no ambiente do *Simulink* com os blocos específicos da livreria de controlo em tempo real (*RTILib*). Para a controlar em tempo real, com possibilidade de alterar o valor de variáveis do diagrama implementado em *Simulink*, são necessários os pacotes *MLIB/MTRACE* e *ControlDesk* que integram o sistema de desenvolvimento da dSPACE, juntamente com a *toolbox* do *MATLAB Real Time Workshop* [29].



Fig. A.1 – Carta de desenvolvimento *DS1103PPC Controller Board* [29].

### A.1.1.2 MÓDULO CP1103

A comunicação da carta com o sistema a controlar é feito por intermédio, do módulo CP1103, apresentado na Fig. A.2.



Fig. A.2 – Módulo *CP1103*.

O painel contém um conjunto de canais AD (Analogicos/Digitais) e DA (Digitais/Analogicos) para conversão de dados analógicos para digital e vice-versa. Contém também um conector *Digital I/O*, entradas e saídas digitais, um conector *Slave I/O*. É deste último, conector que saem, por exemplo, os sinais de PWM para os IGBT ou MOSFET do inversor.

### A.1.1.3 MÓDULO DE POTÊNCIA

O módulo de potência, Fig. A.3, existente no laboratório é composto por uma ponte retificadora trifásica, um conjunto de condensadores que compõem o barramento DC, IGBT, e uma carta de interface entre os IGBT e a carta de desenvolvimento da dSPACE.

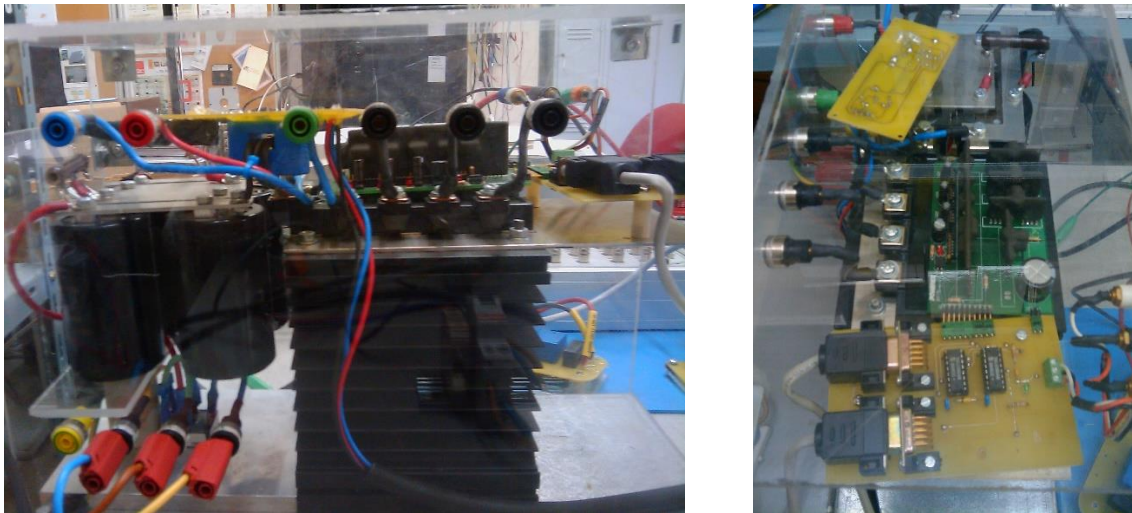


Fig. A.3 – Módulo de potência.

### A.1.2 DESCRIÇÃO DO SOFTWARE

O *software* para o desenvolvimento do controlo é o *MATLAB/Simulink* e a *Toolbox Real Time Workshop*, juntamente com o sistema de desenvolvimento da dSPACE que inclui os pacotes *Real Time Interface*, *MLIB/MTRACE* e o *ControlDesk*. A grande vantagem da utilização do *MATLAB/Simulink*, em conjunto com o sistema da dSPACE, é o facto de a programação ser gráfica, através de livrarias de blocos integradas no *Simulink* e a compilação para o código do DSP – *Digital Signal Processor* da carta de controlo é direta, isto é, sem qualquer programação em C ou outra linguagem de programação, o que diminui muito o tempo de teste e validação.

### A.1.2.1 RTI – REAL TIME INTERFACE

A RTI, Fig. A.4, é uma livreria de blocos que permite a ligação entre o *hardware* da dSPACE (carta de controlo) e o software de desenvolvimento, assente no ambiente de programação *MATLAB/Simulink*, executa em tempo real de uma forma simples e automática os modelos desenvolvidos em *Simulink*. As entradas e saídas são configuradas graficamente através dos blocos da livreria RTI, apresentando uma grande vantagem: a de não ser necessário escrever uma única linha de código. A Fig. A.4 apresenta a janela principal da livreria RTI.

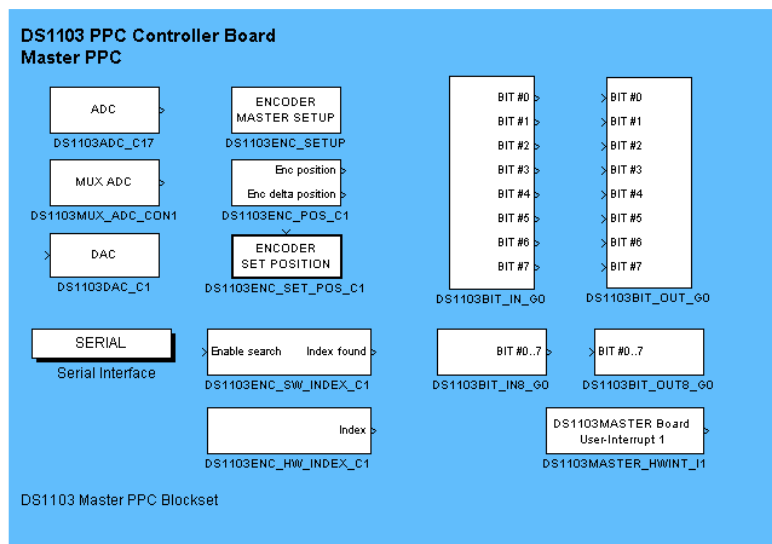


Fig. A.4 – Livreria RTI para a *DS1103PPC Controller Board*.

### A.1.2.2 CONTROLDESK

O *ControlDesk*, Fig. A.5, é o *software* que permite monitorizar e controlar em tempo real as variáveis dos modelos implementados em *Simulink*. Nesta ferramenta, são introduzidos os instrumentos virtuais necessários em cada aplicação, isto é, caso se pretenda monitorizar um sinal num gráfico, basta introduzir um gráfico ao qual é associada a variável que se pretende monitorizar.

Quando um programa é desenvolvido em *Simulink* é necessário compilá-lo, daí resultam vários ficheiros que depois são utilizados no *ControlDesk*, possibilitando assim a leitura das variáveis do modelo implementado no *Simulink* e modificação das mesmas.

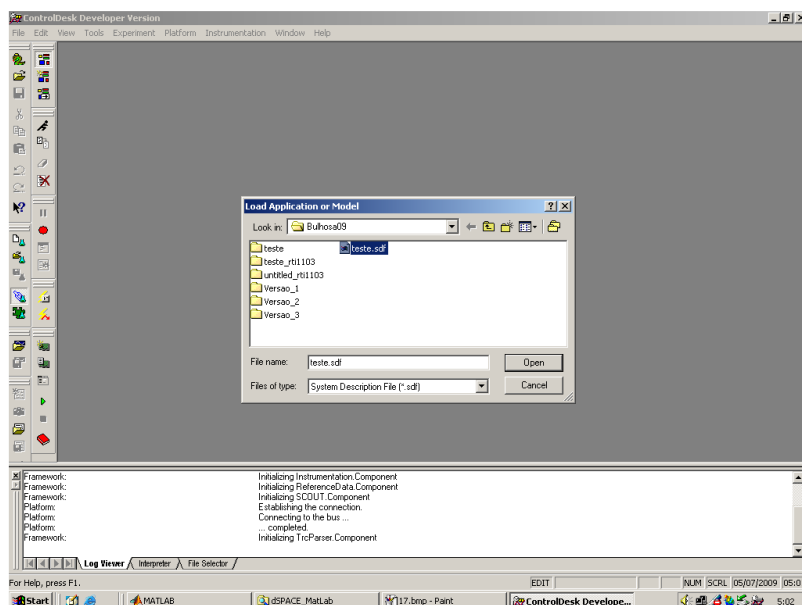


Fig. A.5 – Ambiente gráfico do *ControlDesk*.