

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação para sistemas servopneumáticos

Mário Nuno Caiado Cunha Ferreira da Silva



FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

Mestrado Integrado em Engenharia Mecânica

Orientador: Professor Doutor Fernando Gomes de Almeida

Co-orientador: Professor Doutor João Falcão Carneiro

30 de Outubro de 2015

Resumo

A pneumática é uma das tecnologias de acionamento, juntamente com a hidráulica e a eletromecânica, mais utilizadas na indústria por constituir uma solução compacta e de baixo custo. A tecnologia pneumática é, principalmente, empregue em tarefas de manipulação e montagem. Apesar das suas vantagens, os sistemas servopneumáticos apresentam alguns inconvenientes, nomeadamente no controlo de posição, devido à sua natureza fortemente não linear. Este trabalho contribui para a resolução deste problema através do desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação.

Este trabalho encontra-se dividido em duas partes. Na primeira é apresentada a modelação do sistema servopneumático sobre o qual este trabalho incide. É apresentado um modelo para as servoválvulas de três orifícios, baseado na norma ISO 6358; para modelação do atuador pneumático são apresentados dois modelos, um mecânico e um termodinâmico, que constituem o modelo não linear do atuador; para a modelação da força de atrito é utilizado o modelo de LuGre. Também nesta parte é feita a síntese de diversos controladores lineares que, por induzirem oscilações indesejáveis no sistema, inviabilizam a sua utilização. É ainda estudado o uso de um controlador não linear de estrutura variante baseado na separação entre a dinâmica de pressões e de movimento. No entanto a sua utilização é desaconselhável pois as incertezas na massa móvel e nas forças de perturbação levam a uma ação de controlo extremamente ativa.

Na segunda parte deste trabalho é desenvolvido um observador de estado e de forças de perturbação com o intuito de compensar as incertezas existentes no sistema servopneumático. O observador consegue estimar corretamente a posição, a velocidade e a aceleração do atuador e as forças de perturbação que possam existir no sistema em estudo. As estimativas dadas pelo observador são fornecidas a um novo controlador não linear que as utiliza com o objetivo de cancelar o efeito das forças de perturbação no sistema. Os resultados obtidos em simulação comprovaram um bom desempenho do sistema controlado, atingindo-se um erro de posição, em regime permanente, inferior à centésima do μm no posicionamento de uma carga que pode variar entre 2.69 kg e 13.1 kg. São obtidos bons resultados no seguimento de uma trajetória de movimento, com erros na ordem da centésima do milímetro. No entanto, sempre que o controlador não linear possui uma ação integral, o sistema apresenta um ciclo limite.

Palavras-chave: servopneumática, controlador de estrutura variante, observador de estado e de forças de perturbação, *active disturbance rejection control* (ADRC).

Abstract

Development of a disturbance and state observer to servopneumatic systems

The use of pneumatic devices as a drive technology, along with hydraulic and electromechanical solutions, are common in the industry. Pneumatic systems are low-cost and compact systems, mostly used in handling and assembly tasks. Despite its advantages, pneumatic systems have some drawbacks, namely, in position control due its non linear characteristics. This works contributes to the resolution of this drawbacks by developing a disturbance and state observer.

The present work is divided into two major parts. In the first part the pneumatic system model is presented, comprising the three way servopneumatic valves model, based on ISO 6358 standard, the pneumatic actuator model, including a mechanical and a thermodynamic part and the friction force model. In this part several linear controllers are also developed and tested. The arising of undesirable oscillations makes their utilisation infeasible. It's also developed a variable structure controller based on the separation between pressure and motion dynamics. The control action, is however too active, due to the uncertainties in the disturbances forces and mass, making its utilisation infeasible.

In the second part of this work, a disturbance and state observer is developed in order to make up for the uncertainties in the pneumatic system. The developed observer can estimate with accuracy the position, velocity and acceleration of the actuator and the disturbance forces. The available information from the observer is provided to a new variable structure controller. The results, obtained in simulation environment, show a good performance expressed by a position error, in steady state, inferior to the tenth part of the μm in positioning tasks with a mass that varies from 2.69 to 13.1 kg. When the system is compelled to follow a trajectory, errors inferior to the hundredth part of the millimetre are obtained. However, when this non linear controller has an integral action, a limit cycle appears in the system behaviour.

Keywords: servopneumatic, variable structure controller, disturbance and state observer, active disturbance rejection control (ADRC)

Agradecimentos

Cheguei aqui!

Família o meu muito obrigado!

O que sou hoje, inteiramente vos devo a vós. Sem o vosso apoio e incentivo, carinho e abnegação não estaria hoje, a concluir esta etapa. Agradeço todas as repreensões e chamadas de atenção, tal como as felicitações que me deram. Agradeço a presença constante que ainda hoje têm na minha vida.

Aos meus orientadores, Professor Fernando Gomes de Almeida e João Falcão Carneiro, expresso a minha gratidão pelo apoio, pela disponibilidade e pelas ideias dadas ao longo deste semestre. Agradeço ainda a oportunidade que me deram ao realizar esta dissertação.

Aos meus Amigos, pela amizade, pelo companheirismo e apoio que tive ao longo dos anos. Os momentos que passámos juntos e a porta do 2.4, ficarão para sempre gravados na minha memória, sempre na esperança que novas memórias e novas portas possam surgir.

Ao Jorge Sousa pelas conversas, e pelos momentos de descontração vividos no Laboratório de Controlo Automático.

À Carina Albuquerque, obrigado por todo o apoio, afeto, paciência e amizade que me deu nos últimos cinco anos.

Mário Caiado

À minha Mãe

Conteúdo

Resumo	i
Abstract	iii
Abreviaturas e Símbolos	xv
1 Introdução	1
2 Descrição e modelação da instalação experimental	5
2.1 Descrição da instalação experimental	5
2.1.1 Unidade de tratamento de ar	6
2.1.2 Servoválvulas	7
2.1.3 Atuador pneumático e carro guiado	8
2.1.4 Transdutores	9
2.2 Modelação do sistema pneumático	10
2.2.1 Modelo mecânico	10
2.2.2 Modelo termodinâmico do atuador	13
2.2.3 Modelação das servoválvulas	15
2.2.4 Modelo não linear do sistema	19
3 Controladores lineares e não lineares	21
3.1 Controladores lineares	22
3.1.1 Controlador proporcional	22
3.1.2 Controlador PID	24
3.1.3 Controlador por retorno de estado	27
3.2 Controlo não linear	30
3.2.1 Estrutura do controlador não linear proposto	30
3.2.2 Política de gestão de forças	31
3.2.3 Controlador de força	32
3.2.4 Redes neuronais artificiais inversas	35
3.2.5 Controlador de posição	35
3.2.6 Resultados obtidos em simulação	40
3.3 Conclusões do capítulo 3	46
4 Observador de estado e de força de perturbação	49
4.1 Revisão bibliográfica	50
4.2 Estratégias de controlo na presença de forças de perturbação	51
4.3 Observador de Johnson	52
4.3.1 Modelos de estado para perturbações	54

4.3.2	Observador de estado composto	55
4.4	Implementação do observador de Johnson	57
4.4.1	Definição de M_n e e_{obs}	61
4.4.2	Estimação das componentes do vetor de estado do observador	63
4.5	Conclusões do capítulo 4	65
5	Controlo não linear com Observador	67
5.1	Estrutura do controlador não linear com observador	68
5.1.1	Controlador de posição	68
5.1.2	Estrutura do controlador de posição com observador	71
5.2	Resultados com realimentação de x	72
5.2.1	Controlador com superfície ψ_1	72
5.2.2	Controlador com superfície ψ_2	76
5.3	Resultados com realimentação de \hat{x}	79
5.3.1	Controlador com superfície ψ_1	80
5.3.2	Controlador com superfície ψ_2	81
5.4	Outros resultados	81
5.5	Conclusões do capítulo 5	84
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	85
6.1	Síntese e principais conclusões da dissertação	85
6.2	Trabalhos futuros	86
	Referências	89

Lista de Figuras

2.1	Estrutura esquemática de um servomecanismo pneumático	5
2.2	Instalação experimental: sistema eletropneumático	6
2.3	Unidade de tratamento de ar	6
2.4	Representação da servoválvula FESTO MPYE-5-1/8-HF-010-B	7
2.5	Desenho de conjunto do atuador pneumático	8
2.6	Sistema mecânico: atuador pneumático e carro guiado	9
2.7	Diagrama dos principais blocos do sistema e suas interações	10
2.8	Representação esquemática da parte mecânica do sistema servopneumático	11
2.9	Interface entre duas superfícies modelas por fibras	12
2.10	Deflexão média	12
2.11	Os quatro regimes de atrito num contacto lubrificado. I- atrito estático II- Lubrificação limite III- Lubrificação parcial IV- Lubrificação total	13
2.12	Representação esquemática de uma servoválvula de três orifícios	15
2.13	Esquema de uma restrição ideal	16
2.14	Valores de r_i para diferentes ações de controlo	17
2.15	Valores de C_i para diferentes ações de controlo	18
3.1	Controlo proporcional	22
3.2	Resultados de posicionamento com $k_p = 50V m^{-1}$	23
3.3	Sistema controlado por um controlador PID	24
3.4	Sistema controlado por um controlador PID com derivada filtrada e <i>anti-windup</i>	25
3.5	Ciclo-limite na resposta ao degrau do controlador PID	26
3.6	Controlador por retorno de estado sem ação integral	27
3.7	Resultados de posicionamento do controlador por retorno de estado sem ação integral	28
3.8	Controlador por retorno de estado sem ação integral	29
3.9	Controlador por retorno de estado sem ação integral	29
3.10	Estrutura do controlador não linear proposto	31
3.11	Controladores de dinâmica de forças	34
3.12	a) Camada de suavização em torno de $\psi_1 = 0$ b) interpolação da ação de controlo no interior da camada	39
3.13	Trajetórias S_1 e S_2 : referência de posição	41
3.14	Trajetórias S_1 e S_2 : referência de velocidade	41
3.15	Trajetórias S_1 e S_2 : referência de aceleração	41
3.16	Resultados obtidos com um controlador sem ação integral e S_2	42
3.17	Resultados obtidos com um controlador sem ação integral e S_1	43
3.18	Resultados obtidos com um controlador com ação integral e S_2	44
3.19	Resultados obtidos com um controlador com ação integral e S_1	44

3.20	Resultados obtidos com um controlador com ação integral, S_1 e adição de força exterior	45
3.21	Ganho k_{vsc} da ação descontínua do controlador de posição	46
4.1	Perturbação com forma de onda genérica	54
4.2	Observador de estado composto	57
4.3	Diagrama de blocos do modelo do sistema servopneumático utilizado no observador de acordo com os referidos pressupostos	58
4.4	Diagrama de blocos resultante da expressão (4.29)	60
4.5	Erro entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb} com $M = M_{max}$	62
4.6	Erro entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb} com $M = M_{min}$	62
4.7	Comparação entre x e \hat{x}	63
4.8	Comparação entre \dot{x} e $\hat{\dot{x}}$	64
4.9	Comparação entre \ddot{x} e $\hat{\ddot{x}}$	64
4.10	Comparação entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb}	65
5.1	Estrutura do controlador não linear proposto para este capítulo	68
5.2	Interação entre o sistema servopneumático real e o sistema servopneumático considerado no controlador	69
5.3	Estrutura do controlador com o observador	71
5.4	Esquema da configuração (controlador e observador) utilizada nesta secção	72
5.5	Controlo de posição com ψ_1 e S_1	73
5.6	Erro de posição para ψ_1 e S_1	73
5.7	Ação de controlo do controlador de posição F_{pref} para ψ_1 e S_1	74
5.8	Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_1 e S_2	74
5.9	Erro de posição para ψ_1 e S_2	75
5.10	Ação de controlo do controlador de posição F_{pref} para ψ_1 e S_2	75
5.11	Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_2 e S_1	76
5.12	Erro de posição para ψ_2 e S_1	77
5.13	Ação de controlo do controlador de posição F_{pref} para ψ_2 e S_1	77
5.14	Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_2 e S_2	78
5.15	Erro de posição para ψ_2 e S_2	78
5.16	Ação de controlo do controlador de posição F_{pref} para ψ_2 e S_2	79
5.17	Esquema da configuração (controlador e observador) utilizada nesta secção	80
5.18	Resposta obtida quando aplicada e retirada uma F_{ext} com ψ_1 e S_1	81
5.19	Comparação entre F_{pertb} e \hat{F}_{pertb}	82
5.20	Resposta do sistema quando são retiradas as componentes relacionadas com o atrito estático	83
5.21	Resposta do sistema quando são retiradas as componentes relacionadas com o atrito estático	83

Lista de Tabelas

2.1	Características das servoválvulas utilizadas	7
2.2	Dimensões do atuador pneumático <i>ASCO®Joucomatic</i>	8
2.3	Parâmetros do modelo de LuGre	13
3.1	Parâmetros utilizados na implementação do controlador PID	25
3.2	Parâmetros do controlador de força	34
4.1	Valor de dispersão de e_{obs} para diferentes configurações de massa	63
5.1	Parâmetros do controlador de posição	67
5.2	Erro de posição obtido para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_1 e realimentação de x	76
5.3	Erro de posição para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_2 e realimentação de x	79
5.4	Erro de posição para diferentes trajetórias e valores massa com ψ_1 e realimentação de \hat{x}	80
5.5	Erro de posição para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_2 e realimentação de \hat{x}	81

Abreviaturas e Símbolos

Definições gerais e operadores

a, A	constante ou variável escalar
\mathbf{a}, \mathbf{A}	Vetor ou matriz
min	mínimo
max	máximo
$\frac{d}{dt}(\bullet), \dot{\bullet}$	Derivada em ordem ao tempo
$ \bullet $	Valor absoluto
$\hat{\bullet}$	Valor estimado
$\bullet_{ref,r}$	Valor de referência

Notação

a_{ciclo}	Amplitude do ciclo limite (m)
A_h	Área da haste do atuador (m^2)
$A_{A,B}$	Área das câmara A e B (m^2)
$A_{Aq,Bq}$	Área de transferência de calor das câmaras A e B (m^2)
$C_{A1,A2,B1,B2}$	Condutância sónica das servoválvulas A e B, restrições 1 e 2 ($m^3 s^{-1} Pa^{-1}$)
D_h	Diâmetro da haste (m)
D_e	Diâmetro do êmbolo (m)
e	Erro de posição (m)
$e_{av,rec}$	Erro de posição no avanço e recuo para S_2 (m)
e_{perm}	Erro em regime permanente (m)
e_{obs}	Erro associado à estimação do observador (N)
e_{trn}	Erro de posição em regime transitório (N)
f	Parâmetro do controlador de posição
F	Parâmetro do controlador de posição
F_p	Força motora no atuador (N)
$F_{A,B}$	Força pneumática na câmara A e B (N)
F_{atr}	Força de atrito (N)
F_{atm}	Força devido à pressão atmosférica a atuar na haste do atuador (N)
$F_{Aref,Bref}$	Força de referência para a câmara A e B (N)
F_{ext}	Força externa ao sistema (N)

F_{pdes}	Ação de controlo descontínua do controlador de posição (N)
F_{peq}	Ação de controlo equivalente do controlador de posição (N)
F_{pref}	Força motora de referência fornecida pelo controlador de posição (N)
F_{pertb}	Força de perturbação ao sistema (N)
k_{pFA}, k_{pFB}	Parâmetro dos controladores de força da câmara A e B (s^{-1})
k_p	Ganho do controlador proporcional (V/m)
k_{PID}	Ganho do controlador PID (V/m)
k_{vsc}	Ganho do controlador de posição
l	Curso do atuador (,)
\dot{m}	Caudal mássico de ar (kg/s)
$\dot{m}_{A,B}$	Caudal mássico de ar na câmara A e B (kg/s)
$\dot{m}_{1,2}$	Caudal mássico de ar na câmara A e B (kg/s)
$\dot{m}_{A1,A2,B1,B2}$	Caudal mássico de ar nas restrições 1 e 2 da servoválvula A e B (kg/s)
$\dot{m}_{A,B}$	Caudal mássico de ar na câmara A e B (kg/s)
M	Massa móvel (kg)
$M_{arit,geo}$	Média aritmética e geométrica entre os valores extremos de M (kg)
$M_{min,max}$	Massa mínima, máxima deslocada pelo sistema (kg)
n	Índice politrópico
P_0	Pressão absoluta de equilíbrio (Pa)
P_{atm}	Pressão atmosférica absoluta (Pa)
P_A, P_B	Pressão absoluta da câmara A e B (Pa)
P_s	Pressão absoluta de alimentação (Pa)
$P_{ui,di}$	Pressão a montante e a jusante da restrição i (Pa)
q	Deflexão média das fibras (m)
r	Razão de pressões crítica
$R_{1,2}$	Restrição 1 e 2 da servoválvula
R	Constante específica do ar como gás perfeito ($Jkg^{-1}K^{-1}$)
S_1, S_2	Trajectoria de posição (N)
t	Tempo (s)
T_0	Temperatura de equilíbrio (K)
T_a, T_d, T_{int}	Parâmetros do controlador PID (s^{-1}, s, s^{-1})
T_A, T_B	Temperatura do ar na câmara A e B (K)
T_{A0}, T_{B0}	Temperatura de equilíbrio na câmara A e B (K)
T_{amb}	Temperatura ambiente (K)
T_{in}	Temperatura do ar que entra nas câmaras A e B (K)
T_s	Temperatura do ar na fonte de pressão (Pa)
$T_{ui,di}$	Temperatura a montante e a jusante da restrição i (K)
u	Ação de controlo (V)
$u_{a,b}$	Ação de controlo aplicadas às servoválvulas (V)
v	Função base

v_c	Velocidade de transição do amortecimento das fibras (m/s)
v_s	Velocidade de Stribeck (m/s)
V_A, V_B	Volume da câmara A e B do atuador (m^3)
V_{Ad}, V_{dB}	Volume morto da câmara A e B (m^3)
x, \dot{x}, \ddot{x}	Posição (m), velocidade (m/s) e aceleração (m/s^2) do êmbolo
$x_{ref}, \dot{x}_{ref}, \ddot{x}_{ref}$	Posição (m), velocidade (m/s) e aceleração (m/s^2) de referência
α_0	Força de atrito de Coulomb (N)
α_1	Força de Stribeck (N)
α_2	Coefficiente de atrito viscoso (Nsm^{-1})
β	Parâmetro do controlador de posição
γ	Razão de calores específicos do ar
ε	Erro máximo (e largura da camada de suavização) no controlador de posição (m)
η	Parâmetro do controlador de posição (m/s^2)
θ	Função genérica
ϑ	Sequência de impulsos de Dirac
λ	Coefficiente de transferência de calor ($WK^{-1}m^{-2}$)
Λ	Largura de banda do controlador de posição (rad/s)
ξ	Integral em ordem ao tempo do erro de posição no controlador por retorno de estado (m)
ρ	Massa volúmica (kg/m^3)
σ_0	Coefficiente de rigidez das fibras (Nsm^{-1})
σ_1	Coefficiente de amortecimento das fibras (Nsm^{-1})
σ'_1	Coefficiente de amortecimento das fibras em pré-deslizamento (Nsm^{-1})
τ	Constante de tempo do controlador de força
ϕ	Espessura da camada de suavização do controlador de posição (m/s)
ψ_1, ψ_2	Superfícies de deslizamento (m/s)
ω	Largura de banda do observador de estado e de forças de perturbação (rad/s)
ω_{RE}	Frequência de corte do filtro de Bessel (rad/s)

Abreviaturas

DAC	<i>Disturbance Accomodating Controllers</i> (Controladores que lidam com perturbações)
IANN	<i>Inverse Artificial Neural Networks</i> (Redes neuronais artificiais inversas)
PID	Controlador com ação de controlo Proporcional, Integradora e Derivativa
REI	Controlador por retorno de estado com ação integral
UIO	<i>Unknown Input Observers</i> (observadores com <i>inputs</i> desconhecidos)
VSC	<i>Variable Structure Control</i> (Controladores de estrutura variante)

Capítulo 1

Introdução

Em todas as épocas da história da Humanidade podem ser encontradas aplicações de sistemas pneumáticos, desde os simples tubos com dardos utilizados pelo Homem primitivo até aos servomecanismos pneumáticos utilizados atualmente na indústria, como é o caso do sistema sobre o qual este trabalho incide.

As tecnologias de acionamento mais comuns em ambiente industrial são a pneumática, a óleo-hidráulica e a eletromecânica. A escolha entre as três é feita com base na gama de aplicação, em termos de capacidade de carga e velocidade de atuação, necessidade e facilidade de implementação, requisitos de manutenção, relação peso-potência dos atuadores e, como não poderia deixar de ser, em termos de custo. É possível afirmar que para o acionamento de cargas elevadas com velocidades baixas ($\approx 0.5 \text{ m/s}$) os sistemas hidráulicos são os mais indicados; por outro lado, os atuadores eletromecânicos e pneumáticos são indicados para aplicações de baixa a média carga conseguindo-se assim obter velocidades mais elevadas (0.5 a 2 m/s). Para a mesma gama de aplicação os atuadores pneumáticos são mais compactos quando comparados com os eletromecânicos.

Os sistemas pneumáticos apresentam-se como uma tecnologia versátil na sua gama de aplicação quer ao nível da velocidade de acionamento quer ao nível da carga transportada. A baixa dimensão dos atuadores pneumáticos comparada com a potência que disponibilizam, o baixo custo dos equipamentos e sua manutenção além da simplicidade construtiva constituem algumas vantagens dos sistemas servopneumáticos. Como o fluido de trabalho é o ar, constituem uma tecnologia limpa, não existindo risco de contaminação do ambiente quando existem fugas. Este facto torna-os muito utilizados em indústrias como a farmacêutica e a alimentar. A consequente inexistência de risco de explosão ou ignição torna-os também muito utilizados nas indústrias mineira e petroquímica. Outra vantagem dos sistemas pneumáticos reside nas suas propriedades amagnéticas permitindo assim a sua utilização em indústrias onde a geração de campos eletromagnéticos é prejudicial (rolamentos, microeletrónica).

Como qualquer outra tecnologia, os sistemas pneumáticos apresentam algumas desvantagens relacionadas com a capacidade de posicionamento e de seguimento de trajetórias [1]. A precisão no posicionamento depende da carga aplicada ao atuador e o controlo de velocidade é complexo devido às características não lineares dos sistemas pneumáticos. As não linearidades advêm do

atrito entre os componentes móveis do sistema e os seus elementos de vedação, da compressibilidade do ar e das características do escoamento do ar nas válvulas. Pelas razões apresentadas, a maioria das aplicações em que são empregues os sistemas pneumáticos resumem-se ao posicionamento de cargas entre pontos fixos, muitas vezes coincidentes com os extremos do curso do atuador [2].

Atualmente, os efeitos destas desvantagens têm vindo a ser atenuados com o desenvolvimento de circuitos integrados e da maior capacidade de cálculo e redução de custo dos processadores. Estes permitem uma abordagem mais eficaz e precisa à servopneumática. Inclusive, muitos fabricantes já apresentam aplicações na área da servopneumática com uma precisão no posicionamento de algumas décimas de milímetro [1]. A utilização e o estudo de técnicas de controlo não linear [3, 4] e de observadores de estado [5, 6] representam duas vias de estudo seguidas nos últimos anos para melhorar o controlo de sistemas servopneumáticos. Outra via passa por desenvolver observadores não só de estado mas também de forças de perturbação [7, 8] que possam ser integrados nos sistemas de controlo de maneira a melhorar o respetivo controlo de posição. Esta dissertação segue esta última via através do desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação apresentado por Johnson [9]. Entenda-se por força de perturbação qualquer força, resultante de um qualquer evento, que afete de forma prejudicial ou não o comportamento de um sistema. Por exemplo, caso um atuador pneumático funcione na vertical a força da gravidade constitui uma força de perturbação.

O uso de um observador como o referido permite reduzir o custo, em termos de *hardware*, de uma aplicação, através do uso de um menor número de transdutores. Por exemplo, para obter informação sobre a força de atrito seria necessário a utilização de um acelerómetro, o observador ao estimar forças de perturbação é capaz de o fazer sem ser necessária nenhuma informação sobre as forças em questão. As únicas variáveis necessárias para o observador são a posição do sistema e a ação de controlo do controlador. Aos observadores como este é dado o nome de observadores com *inputs* desconhecidos (de sigla em inglês, UIO).

O sistema servopneumático sobre o qual este trabalho incide já foi alvo de estudos relativamente ao seu controlo e à sua modelação. Em estudos anteriores como os realizados por Falcão Carneiro [1] e por Amaral [10] foi abordado o controlo deste sistema, no entanto em nenhum é empregue um observador como o deste trabalho. No caso de Falcão Carneiro é desenvolvido um modelo de atrito (através de redes neuronais artificiais) que fornece a sua informação ao controlador. Apesar dos excelentes resultados, este método só fornece informação sobre a força de atrito, não fornecendo informação sobre quaisquer outras forças de perturbação, além de que torna necessária a elaboração de um modelo de atrito para cada aplicação. Com a implementação de um observador como o escolhido, tenta-se conferir versatilidade e robustez aos sistemas servopneumáticos sem a implicação de aumentar em demasia o custo.

Objetivos e estrutura da dissertação

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação, tentando diminuir o efeito das características não lineares dos sistemas pneumáticos no controlo de posição. Esta dissertação tenta encontrar uma solução que, caso apre-

sente bons resultados, possa ser aplicada a qualquer sistema servopneumático sem a necessidade de mudar ou acrescentar componentes ao sistema.

É então, desenvolvido um observador do tipo já referido para estimar a velocidade e aceleração do atuador e as forças de perturbação. Dito isto, a dissertação é constituída por seis capítulos que tentam mostrar o trabalho desenvolvido.

No **Capítulo 2** é apresentada a descrição e modelação da instalação experimental. É feita a caracterização da instalação experimental e apresentada a modelação do servomecanismo fruto dos estudos realizados em trabalhos anteriores.

No **Capítulo 3** é abordado o controlo do servomecanismo. Para essa abordagem são apresentados os resultados obtidos com diversos controladores lineares e com um controlador de estrutura variante (*VSC*). Este capítulo fornece uma base comparativa entre os resultados aqui obtidos e os resultados do capítulo 5.

No **Capítulo 4** é apresentado o observador de Johnson. É feita uma breve revisão bibliográfica sobre a utilização de observadores, semelhantes ao deste trabalho, em servopneumática. É desenvolvido um controlador *VSC* sem incertezas, estas são exclusivamente do domínio do observador. Ainda neste capítulo são escolhidos os parâmetros do observador e controlador que levam a um menor erro entre a perturbação real e a perturbação estimada pelo observador de Johnson.

No **Capítulo 5** são apresentados e discutidos os resultados obtidos, em simulação, com a utilização do observador em malha fechada. Compara-se a estimação das variáveis de estado com as mesmas e finalmente, são apresentados os resultados para o controlo de posição em tarefas de posicionamento e em seguimento de trajetórias.

No **Capítulo 6** são apresentadas as conclusões desta dissertação e são apresentados os trabalhos que podem vir a ser realizados futuramente.

Capítulo 2

Descrição e modelação da instalação experimental

Os sistemas servopneumáticos, como a maioria dos servomecanismos, podem ser representados, de forma geral, por quatro blocos, como se pode evidenciar na Fig. 2.1. Num sistema servopneumático, o ar é conduzido desde a fonte de energia pneumática, através de servoválvulas, até ao interior das câmaras do atuador. As servoválvulas, ao conterem orifícios de secção variável, desempenham o papel de modulador da potência que irá ser fornecida ao atuador. Com a informação disponibilizada pelos transdutores e com o fornecimento de uma referência, o controlador é capaz de gerar uma ação de controlo que será enviada para as servoválvulas.

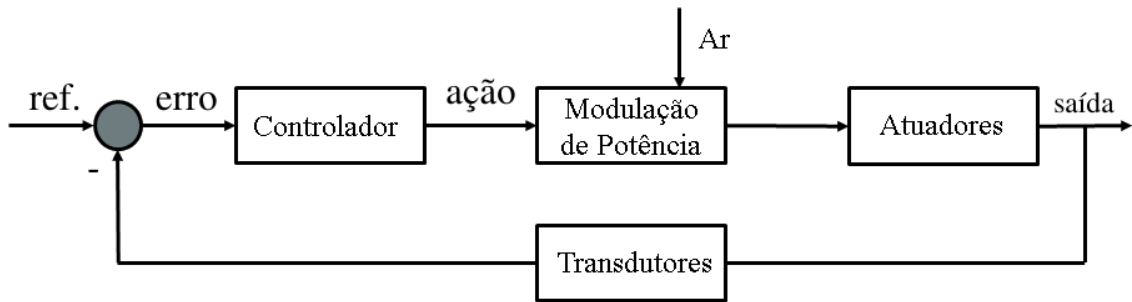


Figura 2.1: Estrutura esquemática de um servomecanismo pneumático

A instalação experimental utilizada neste trabalho e descrita na próxima secção segue a estrutura apresentada na Fig. 2.1.

2.1 Descrição da instalação experimental

A instalação experimental utilizada neste trabalho é um sistema eletropneumático, apresentado na Fig. 2.2, constituído por uma unidade de tratamento de ar, duas servoválvulas, um atuador

pneumático ao qual está acoplado um carro guiado e um transdutor de posição, que não é visível na Fig. 2.2, pois encontra-se integrado no sistema de guiamento.

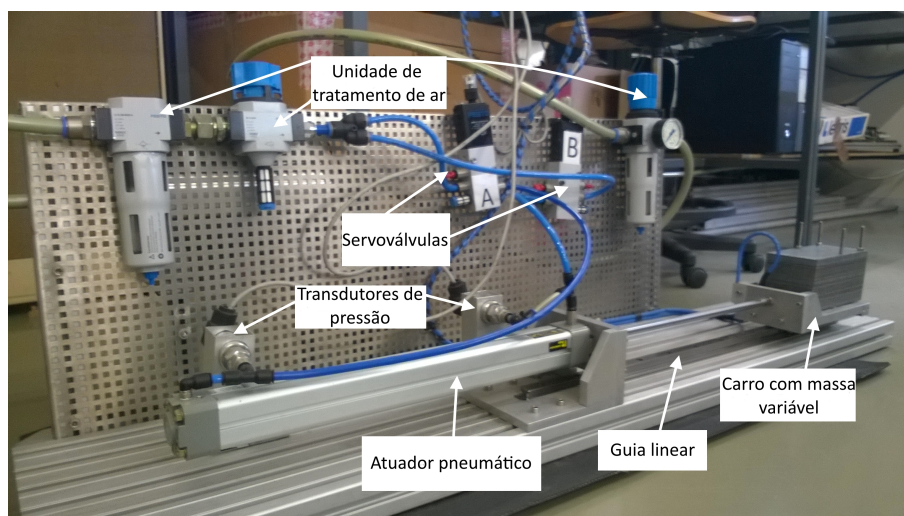


Figura 2.2: Instalação experimental: sistema eletropneumático

Nas próximas secções serão analisados, em detalhe, todos os constituintes do sistema servopneumático sobre o qual este trabalho incide.

2.1.1 Unidade de tratamento de ar

A rede de distribuição de ar comprimido que alimenta o sistema disponibiliza uma pressão máxima (absoluta) de 10 bar. Para estabilizar a pressão de alimentação utilizada neste trabalho que toma o valor de 7 bar, existe uma válvula redutora de pressão regulável. A unidade de tratamento de ar também é constituída por dois filtros de ar ($40\ \mu\text{m}$ e $5\ \mu\text{m}$) e uma válvula de corte da alimentação do circuito. De maneira a evitar flutuações na pressão de alimentação P_s , existe um acumulador de 5 litros, o que torna possível considerar P_s constante ao longo deste trabalho. Na Fig. 2.3 é apresentada, esquematicamente, a unidade de tratamento de ar com os seus diversos componentes.

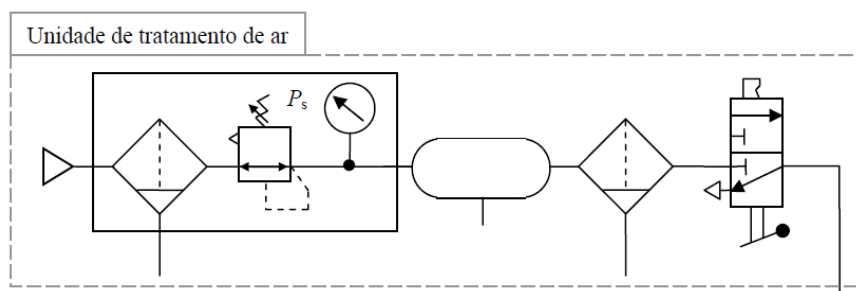


Figura 2.3: Unidade de tratamento de ar [1]

2.1.2 Servoválvulas

Para a modulação da potência do cilindro pneumático de duplo efeito são utilizadas duas servoválvulas. Com a utilização de duas servoválvulas (em vez de uma somente) torna-se possível controlar, de forma independente, a admissão/expulsão do caudal de ar em cada câmara do cilindro o que poderá ser vantajoso (ver [11]). As servoválvulas são fabricadas pela FESTO com a referência MPYE-5-1/8-HF-010-B, têm cinco orifícios e centro fechado. Apesar de possuírem uma realimentação interna da posição da gaveta, esta não é acessível ao utilizador. Na Fig. 2.4 é apresentado o símbolo normalizado das servoválvulas utilizadas.

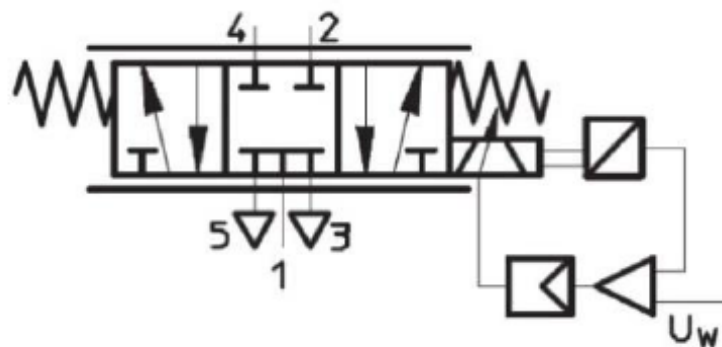


Figura 2.4: Representação da servoválvula FESTO MPYE-5-1/8-HF-010-B [12]

As servoválvulas utilizadas possuem cinco orifícios, no entanto, para controlar o caudal de uma câmara do cilindro é suficiente uma servoválvula de três orifícios apenas, o que levou a obter os orifícios 4 e 5 de cada uma das servoválvulas. Na Tabela 2.1 são apresentadas as características gerais das servoválvulas utilizadas neste trabalho.

Tabela 2.1: Características das servoválvulas utilizadas

Característica	Valor
Pressão máxima admissível	10 bar
Tensão de alimentação	24 V
Caudal nominal	700 SPLM
Largura de banda a -3 dB	100 Hz
Tensão de referência	0 – 10 V

2.1.3 Atuador pneumático e carro guiado

O atuador pneumático e o carro guiado são os constituintes do denominado sistema mecânico, apresentado na Fig. 2.6. O sistema mecânico inclui um atuador pneumático industrial de duplo efeito assimétrico, fabricado pela ASCO®Joucomatic, com vedantes do tipo "Omega" e amortecimento interno regulável [13]. O seu desenho de conjunto é apresentado na Fig. 2.5 e as suas dimensões são apresentadas na Tabela 2.2.

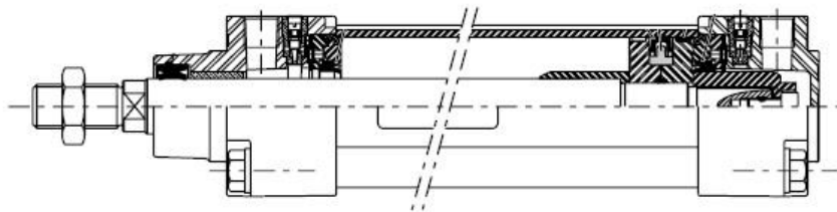


Figura 2.5: Desenho de conjunto do atuador pneumático [13]

Tabela 2.2: Dimensões do atuador pneumático ASCO®Joucomatic [13]

Característica	Variável	Valor
Diâmetro do êmbolo	D_e	0.032 m
Diâmetro da haste	D_h	0.012 m
Curso do cilindro	l	0.4m
Área da câmara A	A_A	$8.04 \times 10^{-4} m^2$
Área da câmara B	A_B	$6.91 \times 10^{-4} m^2$
Área da haste	A_h	$1.13 \times 10^{-4} m^2$

Na haste do atuador pneumático foi acoplado um carro que se move por uma calha guia sobre um patim de esferas, como se pode observar na Fig. 2.6. A massa móvel que o sistema possui pode variar entre um valor mínimo de 2,69 kg e um valor máximo de 13,1 kg [1]. Visto que a ligação entre o carro e o atuador é rígida, a posição, representada pela variável x , corresponde à posição do êmbolo do atuador e a origem do seu referencial corresponde à posição central do êmbolo do atuador, o que permite afirmar que x estará compreendido entre $[-l/2; l/2]$.

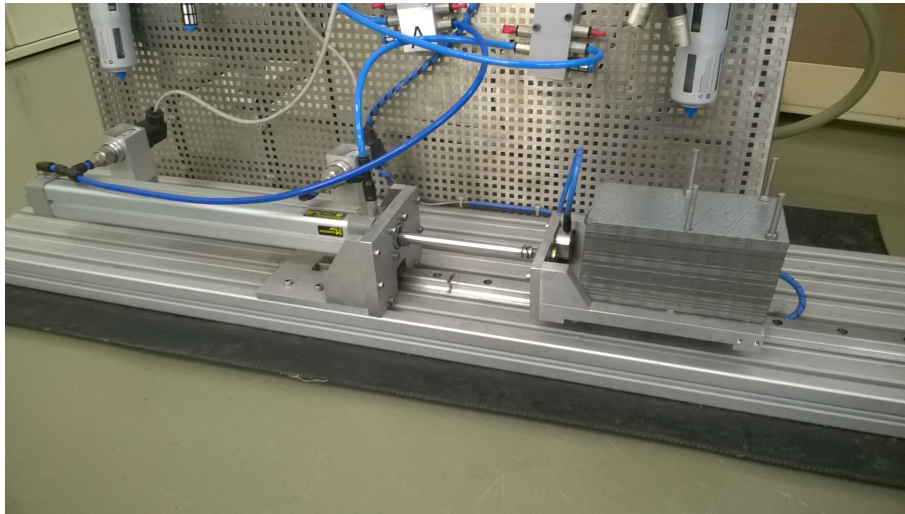


Figura 2.6: Sistema mecânico: atuador pneumático e carro guiado

2.1.4 Transdutores

A instalação experimental está instrumentada com um transdutor de posição, dois transdutores de pressão e um acelerómetro. Neste trabalho somente a informação dos transdutores de posição e de pressão estão disponíveis ao utilizador, por este motivo não será apresentado o acelerómetro.

Para a medição da posição do carro móvel é utilizado um transdutor de posição do tipo *encoder* incremental, com um princípio de funcionamento magnético, fabricado pela *Bosch/Rexroth*. O transdutor é constituído por uma régua codificada inscrita na guia e um bloco de leitura que se desloca com o patim do carro móvel. Este possui uma resolução de $5\ \mu\text{m}$, é capaz de efetuar leituras até à velocidade máxima de $5\ \text{ms}^{-1}$ e possui uma interface segundo a norma *RS422*.

Na entrada de cada câmara do cilindro pneumático está instalado um transdutor de pressão *PTX 1400* do fabricante *Druck*. Estes transdutores têm uma gama de medição entre 0 e 10 *bar* absolutos com uma exatidão de 0.2% do valor de fim de escala (FS). Este disponibiliza na sua saída um sinal em corrente entre 4 e 20 *mA*.

2.2 Modelação do sistema pneumático

De maneira a obter-se um modelo matemático representativo do sistema físico é necessário modelar cada um dos elementos do sistema. A Fig. 2.7 apresenta o sistema servopneumático, sob a forma de um diagrama dos principais blocos constituintes do sistema e suas interações.

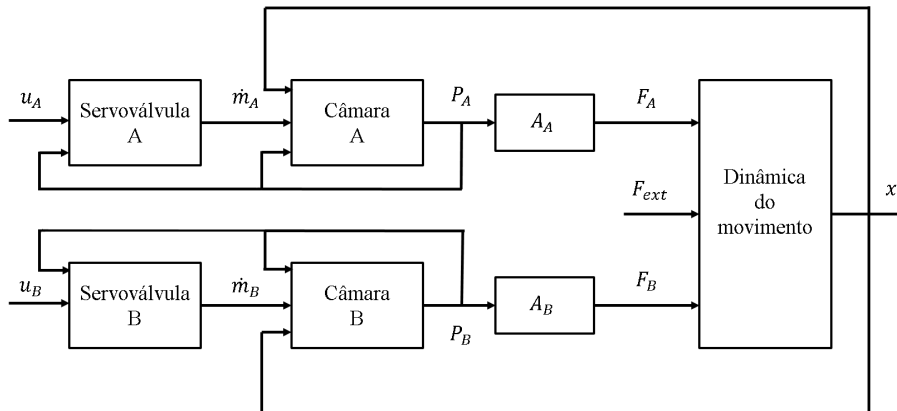


Figura 2.7: Diagrama dos principais blocos do sistema e suas interações

De seguida, é apresentado o modelo dinâmico relativo às servoválvulas e ao atuador. O atuador será alvo de duas análises:

- uma análise do ponto de vista mecânico, por aplicação da segunda lei de Newton;
- uma análise do ponto de vista termodinâmico, que relaciona a pressão e a temperatura no interior de cada câmara com os caudais de ar que nela são admitidos ou expulsos, com o movimento do êmbolo e com a transferência de calor entre as paredes do atuador e o ar no seu interior.

2.2.1 Modelo mecânico

Para a obtenção do modelo mecânico do atuador, são contabilizadas as diversas forças a atuar sobre a massa móvel M . Através da análise da Fig. 2.8, facilmente se chega à conclusão de que as forças atuantes sobre a massa M são:

- as forças devidas às pressões nas câmaras pneumáticas F_A e F_B ;
- a força provocada pela pressão atmosférica F_{atm} ;
- as forças exteriores que possam estar aplicadas F_{ext} ;
- a força de atrito F_{atr} ;

Os termos dependentes das pressões são definidos através das equações (2.1), (2.2) e (2.3):

$$F_A = P_A \cdot A_A \quad (2.1)$$

$$F_B = P_B \cdot A_B \quad (2.2)$$

$$F_{atm} = P_{atm} \cdot (A_A - A_B) = P_{atm} \cdot A_h \quad (2.3)$$

As equações diferenciais (2.4) e (2.5) foram obtidas a partir da aplicação da segunda lei de Newton à massa em movimento:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{F_A - F_B - F_{atm} - F_{atr} - F_{ext}}{M} \quad (2.4)$$

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} \quad (2.5)$$

A massa móvel e as dimensões do atuador são conhecidas, as pressões em cada câmara serão dadas pelo modelo termodinâmico que será abordado na secção 2.2.2. No entanto, é de mencionar que o sistema em estudo possui transdutores de pressão tornando as pressões de cada câmara conhecidas. A força de atrito F_{atr} será modelada através do modelo de LuGre (secção 2.2.1.1).

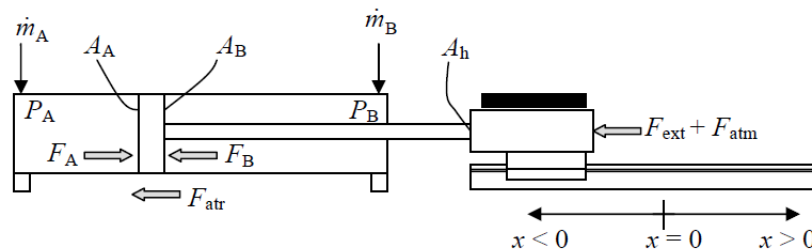


Figura 2.8: Representação esquemática da parte mecânica do sistema servopneumático[1]

2.2.1.1 Modelação da força de atrito

Para a modelação da força de atrito existente no sistema foi utilizado o modelo de LuGre, desenvolvido pelas universidades de Lund (Suécia) e Grenoble (França) e apresentado por C. Canudas de Wit *et al.*[14]. Esta escolha foi feita com base no estudo realizado por Pereira [15].

O modelo de LuGre caracteriza o contacto entre as rugosidades das superfícies como fibras que deflectem devido à ação de uma força tangencial à superfície, que dá origem a uma força de atrito [16]. Na Fig. 2.9 está representado um interface entre duas superfícies modeladas por fibras, onde por simplificação se considera que as fibras de uma das superfícies são rígidas [16].

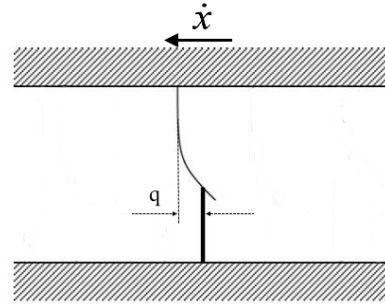
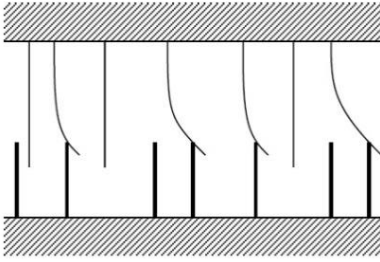


Figura 2.9: Interface entre duas superfícies modelas por fibras [16] **Figura 2.10:** Deflexão média (adaptada de [16])

Este modelo é baseado no comportamento médio das fibras em contacto, ou seja, o comportamento de uma única fibra representa a deflexão média de todas as fibras, como é possível observar na Fig. 2.10, adaptada de [16]. A deflexão média q é modelada através da equação (2.6):

$$\frac{dq}{dt} = \dot{x} - \sigma_0 \frac{|\dot{x}|}{g(\dot{x})} \quad (2.6)$$

com

$$g(\dot{x}) = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-(\dot{x}/v_s)^2} \quad (2.7)$$

Na equação (2.6), \dot{x} representa a velocidade relativa entre as superfícies, σ_0 o coeficiente de rigidez relativo à deformação microscópica q [16] e $g(\dot{x})$ é uma função que permite incluir a força de atrito de Coulomb (α_0) e a força de Stribeck (α_1) no modelo de LuGre [16]. A força de atrito desenvolvida pela fibra é modelada pela equação (2.8):

$$F_{atr} = \sigma_0 q + \sigma_1 \frac{dq}{dt} + \alpha_2 \dot{x} \quad (2.8)$$

$$\sigma_1 = \sigma_1' e^{-(\dot{x}/v_c)^2} \quad (2.9)$$

onde σ_1 representa o coeficiente de amortecimento associado à velocidade de deformação do elemento de fibra $\frac{dq}{dt}$ [16] e α_2 representa o coeficiente de atrito viscoso, conseguindo-se assim incluir o atrito viscoso no modelo de LuGre.

A força de atrito dada pelo modelo de LuGre (expressão (2.8)) permite a inclusão no modelo dos quatro regimes de atrito num contacto lubrificado, apresentados na Fig. 2.11.

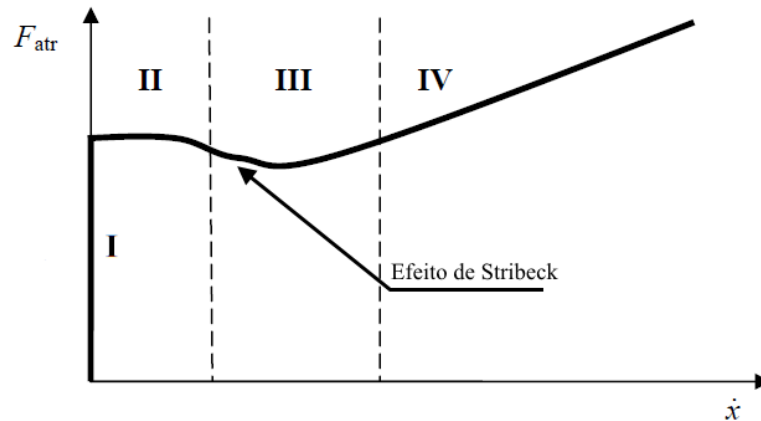


Figura 2.11: Os quatro regimes de atrito num contacto lubrificado. I- atrito estático II- Lubrificação limite III- Lubrificação parcial IV- Lubrificação total

Os parâmetros do modelo de LuGre, apresentados na Tabela 2.3, foram estimados por Pereira [15]. O parâmetro σ_1 , por depender da velocidade, não representa um valor constante, pelo que não é apresentado na Tabela 2.3. Note-se que σ_1 é facilmente calculável através da equação (2.9).

Tabela 2.3: Parâmetros do modelo de LuGre

Parâmetro	Valor	Unidades
α_0	11.9850	N
α_1	18.4950	N
α_2	76.6300	Nsm^{-1}
v_s	0.0077	ms^{-1}
v_c	0.0024	ms^{-1}
σ_1'	4.1547×10^4	Nsm^{-1}
σ_0	32862500	Nm^{-1}

2.2.2 Modelo termodinâmico do atuador

A modelação termodinâmica do atuador foi realizada recorrendo ao teorema de transporte de Reynolds [17], utilizando o procedimento seguido em [1]. O modelo termodinâmico não linear do atuador é dado pelas seguintes equações:

Câmara A

$$\frac{dP_A}{dt} = -\gamma \frac{P_A}{V_A} \frac{dV_A}{dt} + \gamma \frac{R}{V_A} \dot{m}_{Ain} T_{in} - \gamma \frac{R}{V_A} \dot{m}_{Aout} T_A + \frac{(\gamma-1)}{V_A} \lambda_0 \left(\frac{P_A T_A}{P_0 T_0} \right)^{1/2} A_{Aq}(x) (T_{amb} - T_A) \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \frac{dT_A}{dt} = \frac{T_A}{V_A} \frac{dV_A}{dt} (1 - \gamma) + \dot{m}_{Ain} \frac{RT_A}{V_A P_A} (\gamma T_{in} - T_A) - \dot{m}_{Aout} \frac{RT_A^2}{V_A P_A} (\gamma - 1) + \\ \frac{(\gamma-1) T_A}{P_A V_A} \lambda_0 \left(\frac{P_A T_A}{P_0 T_0} \right)^2 A_{Aq}(x) (T_{amb} - T_A) \end{aligned} \quad (2.11)$$

com,

$$V_A = V_d + A_A \frac{l}{2} + x \cdot A_A \quad (2.12)$$

Câmara B

$$\frac{dP_B}{dt} = -\gamma \frac{P_B}{V_B} \frac{dV_B}{dt} + \gamma \frac{R}{V_B} \dot{m}_{Bin} T_{in} - \gamma \frac{R}{V_B} \dot{m}_{Bout} T_B + \frac{(\gamma-1)}{V_B} \lambda_0 \left(\frac{P_B T_B}{P_0 T_0} \right)^{1/2} A_{Bq}(x) (T_{amb} - T_B) \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} \frac{dT_B}{dt} = \frac{T_B}{V_B} \frac{dV_B}{dt} (1 - \gamma) + \dot{m}_{Bin} \frac{RT_B}{V_B P_B} (\gamma T_{in} - T_B) - \dot{m}_{Bout} \frac{RT_B^2}{V_B P_B} (\gamma - 1) + \\ \frac{(\gamma-1) T_B}{P_B V_B} \lambda_0 \left(\frac{P_B T_B}{P_0 T_0} \right)^2 A_{Bq}(x) (T_{amb} - T_B) \end{aligned} \quad (2.14)$$

com,

$$V_B = V_d + A_B \frac{l}{2} - x \cdot A_B \quad (2.15)$$

Nas equações acima apresentadas, R representa a constante dos gases perfeitos, λ_0 representa o coeficiente de transferência de calor para as condições de equilíbrio [1] ($P_0 = 5.65 \times 10^5 Pa$, $T_0 = T_{amb} = 293.15K$), o seu valor numérico é de $22.75 WK^{-1}m^{-2}$, tal como determinado experimentalmente em [1] e [18], V_d representa o volume morto de cada uma das câmaras, que foi considerado igual para ambas as câmaras do atuador e com o valor de $1.5708 \times 10^{-6} m^3$. A área de transferência de calor para cada uma das câmaras, $A_{Aq}(x)$ e $A_{Bq}(x)$ respetivamente, foi considerada ser duas vezes a área circular do pistão mais a área lateral do atuador [1].

O valor do caudal mássico que é admitido ou expulso em cada câmara do atuador é expresso através das equações (2.16) e (2.17), com o valor para \dot{m}_A e \dot{m}_B a ser dado pelas equações (2.21) a (2.26), respetivamente.

$$\dot{m}_{Ain} = \begin{cases} \dot{m}_A & \text{se } \dot{m}_A > 0 \\ 0 & \text{se } \dot{m}_A \leq 0 \end{cases} \quad \dot{m}_{Aout} = \begin{cases} 0 & \text{se } \dot{m}_A \geq 0 \\ \dot{m}_A & \text{se } \dot{m}_A < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\dot{m}_{Bin} = \begin{cases} \dot{m}_B & \text{se } \dot{m}_B > 0 \\ 0 & \text{se } \dot{m}_B \leq 0 \end{cases} \quad \dot{m}_{Bout} = \begin{cases} 0 & \text{se } \dot{m}_B \geq 0 \\ \dot{m}_B & \text{se } \dot{m}_B < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

2.2.3 Modelação das servoválvulas

As servoválvulas existentes na instalação experimental referidas na secção 2.1.2 serão caracterizadas por recurso à norma ISO 6358 [19], que já foi utilizada em trabalhos anteriores como os de Falcão Carneiro [1], Amaral [10], Rocha [20] e Pereira [15].

A Fig. 2.12 representa uma servoválvula genérica de 3 orifícios, em que A ou B representa o orifício de trabalho, ligado à câmara A ou B do atuador (considerado à pressão da câmara do cilindro), P o orifício ligado à fonte de pressão (à pressão P_s) e o orifício de escape R ligado à atmosfera (à pressão P_{atm}). Às servoválvulas é fornecida uma tensão de comando u que faz variar x_v (deslocamento da gaveta das servoválvulas), que por sua vez, varia a área das restrições R_1 , R_2 e assim consegue-se variar a quantidade de ar que entra ou sai das câmaras do atuador. Em servopneumática é habitual desprezar a dinâmica das servoválvulas, uma vez que esta é muito superior à dinâmica do atuador. Neste caso, a largura de banda das servoválvulas é de 100 Hz, enquanto que a largura de banda do atuador é no máximo de 6 Hz [1], o que suporta o acima dito.

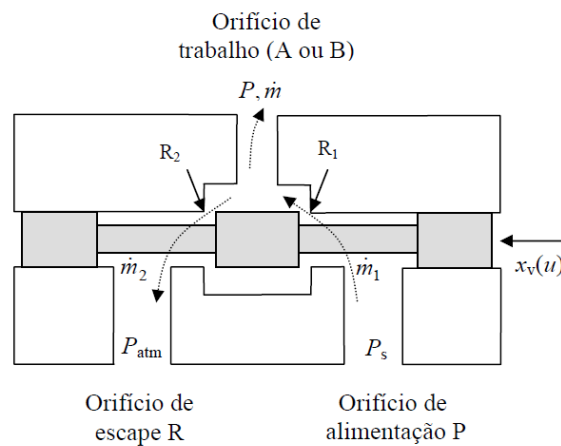


Figura 2.12: Representação esquemática de uma servoválvula de três orifícios [1]

Caso se aplique um volume de controlo à servoválvula, conseguimos definir o caudal mássico \dot{m} que passa pelo orifício de trabalho como uma diferença de caudais entre \dot{m}_1 , caudal que atravessa R_1 , e \dot{m}_2 , caudal que atravessa R_2 e sai por R. Tal relação pode ser descrita pela equação (2.18):

$$\dot{m} = \dot{m}_1 - \dot{m}_2 \quad (2.18)$$

Recorrendo à norma ISO 6358 [19], sabemos que o caudal mássico a atravessar uma restrição i é dado por:

$$\dot{m}_i = C_i(u) P_{ui} \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_{ui}}} Y_i \quad (2.19)$$

com

$$Y_i = \begin{cases} 1 & \text{se } P_{di}/P_{ui} \leq r_i(u) \\ \sqrt{1 - \frac{P_{di}/P_{ui} - r_i^2}{1 - r_i^2}} & \text{se } P_{di}/P_{ui} > r_i(u) \end{cases} \quad (2.20)$$

Nas equações (2.19) e (2.20), $C_i(u)$ representa a condutância sónica da restrição i , $r_i(u)$ a razão de pressões crítica. Os índices "u" e "d" remetem para o que se passa a montante e a jusante da restrição i respetivamente, como é ilustrado na Fig. 2.13.

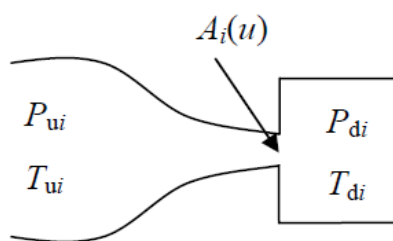


Figura 2.13: Esquema de uma restrição ideal [1]

O modelo dado pelas equações (2.19) e (2.20) pode ser aplicado a cada uma das servoválvulas existentes neste trabalho, conseguindo-se assim obter o respetivo modelo para as servoválvulas dado pelas equações (2.21) a (2.26).

Servoválvula A

$$\dot{m}_A = \dot{m}_{A1} - \dot{m}_{A2} \quad (2.21)$$

$$\dot{m}_{A1} = C_{A1}(u) P_s \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_A/P_s \leq r_{A1}(u) \\ \sqrt{1 - \frac{P_A/P_s - r_{A1}(u)^2}{1 - r_{A1}(u)^2}} & \text{se } P_A/P_s > r_{A1}(u) \end{cases} \quad (2.22)$$

e

$$\dot{m}_{A2} = C_{A2}(u) P_A \rho_0 \sqrt{\frac{293.15}{T_A}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_{atm}/P_A \leq r_{A2}(u) \\ \sqrt{1 - \frac{P_{atm}/P_A - r_{A2}(u)^2}{1 - r_{A2}(u)^2}} & \text{se } P_{atm}/P_A > r_{A2}(u) \end{cases} \quad (2.23)$$

Servoválvula B

$$\dot{m}_B = \dot{m}_{B1} - \dot{m}_{B2} \quad (2.24)$$

$$\dot{m}_{B1} = C_{B1}(u)P_s\rho_0\sqrt{\frac{293.15}{T_s}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_B/P_s \leq r_{B1}(u) \\ \sqrt{1 - \frac{P_B/P_s - r_{B1}(u)^2}{1 - r_{B1}(u)^2}} & \text{se } P_B/P_s > r_{B1}(u) \end{cases} \quad (2.25)$$

e

$$\dot{m}_{B2} = C_{B2}(u)P_B\rho_0\sqrt{\frac{293.15}{T_B}} \begin{cases} 1 & \text{se } P_{atm}/P_B \leq r_{B2}(u) \\ \sqrt{1 - \frac{P_{atm}/P_B - r_{B2}(u)^2}{1 - r_{B2}(u)^2}} & \text{se } P_{atm}/P_B > r_{B2}(u) \end{cases} \quad (2.26)$$

Para a definição de $C_i(u)$ e $r_i(u)$ foram utilizados os dados experimentais obtidos por Falcão Carneiro [1]. De seguida são apresentados os gráficos (adaptados de [1]) que relacionam a condutância sónica $C_i(u)$ e a razão de pressões crítica $r_i(u)$ com a ação de controlo. Como as servoválvulas são iguais, só são apresentados os gráficos para a servoválvula A. Na Fig. 2.15 e 2.14 é apresentada a variação de C_i e r_i , respetivamente, para diferentes ações de controlo. Estes valores serão utilizados para efeitos de simulação nos capítulos 3, 4 e 5.

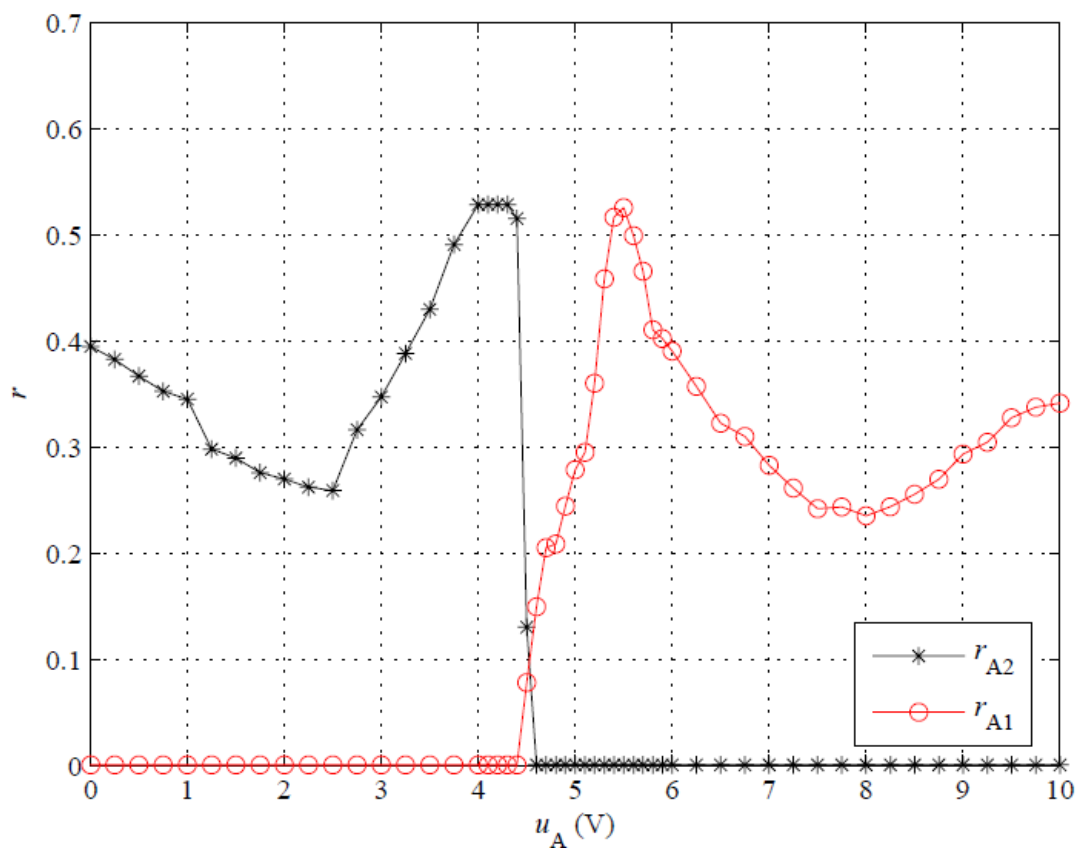


Figura 2.14: Valores de r_i para diferentes ações de controlo (adaptado de [1])

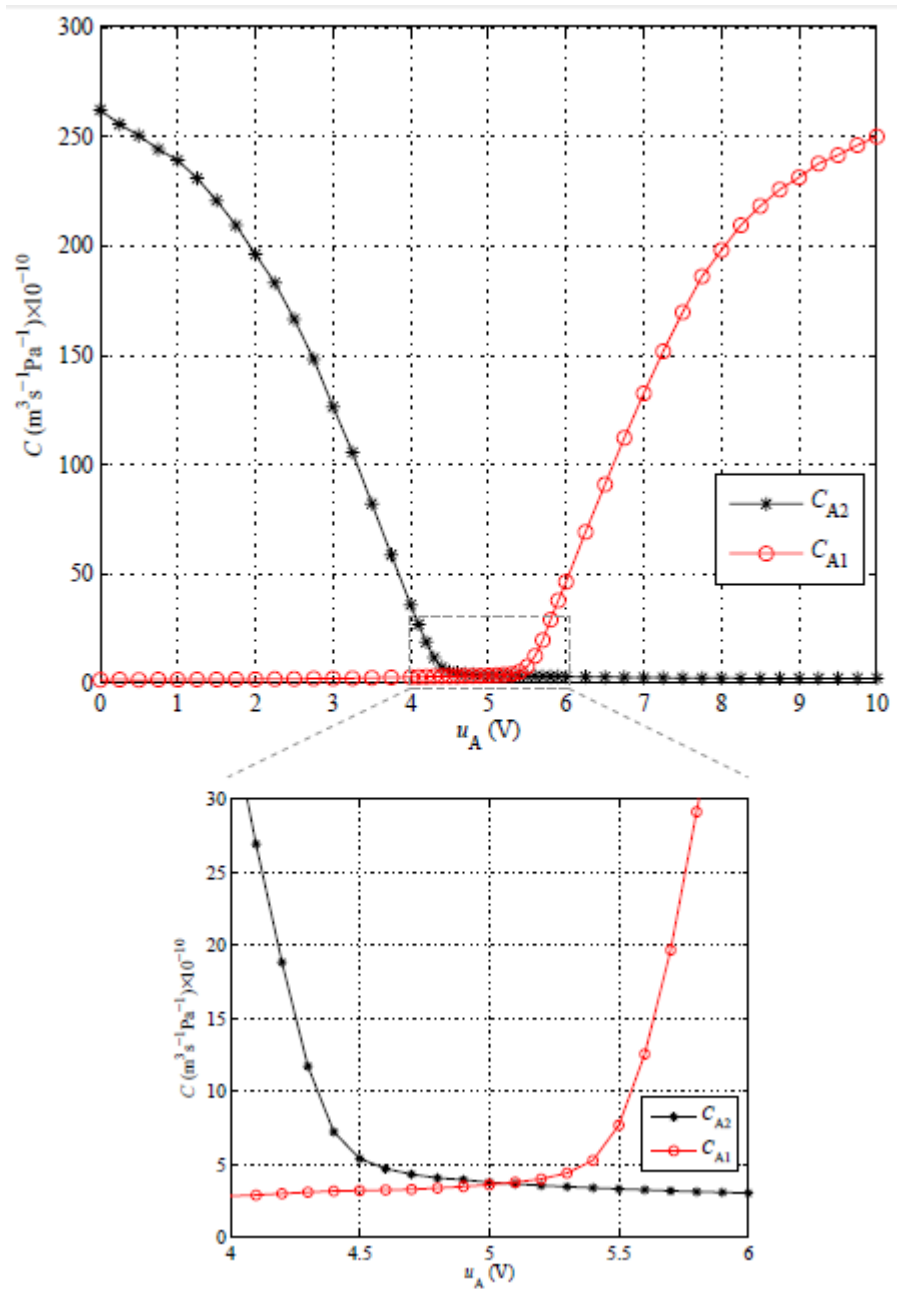


Figura 2.15: Valores de C_i para diferentes ações de controlo (adaptado de [1])

2.2.4 Modelo não linear do sistema

Neste momento é possível definir o modelo não linear do atuador. Este é dado pelo modelo mecânico (equações (2.4) e (2.5)), pelo modelo termodinâmico (equações (2.10) a (2.17)) e, quanto à força de atrito, esta é dada pelas equações (2.6) a (2.9). Será este o modelo utilizado para efeitos de simulação nos capítulos 3, 4 e 5.

Capítulo 3

Controladores lineares e não lineares

Este capítulo serão apresentados os controladores lineares e um controlador não linear, desenvolvidos com o intuito de serem aplicados ao modelo do sistema em estudo e assim avaliar o seu desempenho. Os controladores de seguida apresentados foram aplicados ao modelo não linear do atuador apresentado na secção 2.2.4.

No início deste capítulo é analisado o desempenho do controlador mais simples, o controlador proporcional. Os resultados obtidos não foram satisfatórios pois foi obtida uma baixa precisão de posicionamento. De seguida, foi desenvolvido um controlador PID que provoca um ciclo limite no sistema independentemente do ajuste dos seus parâmetros. Também foram desenvolvidos controladores por retorno de estado, sem e com ação integral. Ambos conduzem a oscilações indesejáveis. O aparecimento de oscilações indesejáveis, em torno da posição da referência, está de acordo com os resultados obtidos em [1, 21]. Por fim, é apresentado um controlador de estrutura variável (VSC) com e sem ação integral. Este foi desenvolvido para se obter um controlo de posição rigoroso e robusto a perturbações exteriores. Apesar de os resultados obtidos serem bons, é de salientar que a ação de controlo resultante da implementação do controlador em questão não é suave, o que pode trazer alguns problemas, caso este seja aplicado à instalação experimental.

As únicas variáveis mensuráveis na instalação experimental, como já dito anteriormente, são a posição do cilindro e a pressão em cada uma das suas câmaras. No entanto, alguns dos controladores que serão apresentados neste capítulo necessitam também dos sinais da velocidade e da aceleração. Estes sinais foram obtidos, no presente estudo, a partir do modelo não linear do atuador. Caso estes controladores sejam aplicados ao sistema servopneumático real, quer a velocidade quer a aceleração teriam de ser estimadas, por exemplo, através de diferenças finitas. Outra via seria desenvolver um observador de estado e de forças perturbação, conseguindo-se assim obter não só estimativas da velocidade e da aceleração mas também das forças de perturbação. Esta via será explorada no capítulo 4.

3.1 Controladores lineares

Como referido no capítulo 2, o sistema servopneumático em estudo é extremamente não linear, pelo que o controlo do mesmo também deverá exigir técnicas não lineares. A decisão de aplicar técnicas lineares a um sistema não linear foi tomada com base em duas razões. Primeiro, a teoria de controlo linear está mais consolidada do que a não linear, sendo que tem provas dadas quer a nível científico quer a nível industrial. Em segundo, ao utilizar técnicas de controlo linear consegue-se estabelecer uma base comparativa para o desempenho do controlador não linear que será apresentado na secção 3.2.

De seguida serão apresentados quatro tipos de controladores lineares:

- Controlador proporcional;
- Controlador PID;
- Controlador por retorno de estado sem ação integral;
- Controlador por retorno de estado com ação integral;

Todos os controladores lineares apresentados nesta secção foram testados para a configuração de massa mínima, salvo referência em contrário.

3.1.1 Controlador proporcional

O controlo proporcional é a forma mais simples de controlar um sistema. A ação de controlo u é proporcional ao erro e entre a saída y e a saída desejada y_{ref} , como se pode observar na Fig. 3.1. Se com um controlador proporcional for obtido um bom desempenho, não é necessário estudar controladores mais evoluídos e complexos, daí este ser o primeiro controlador a ser testado.

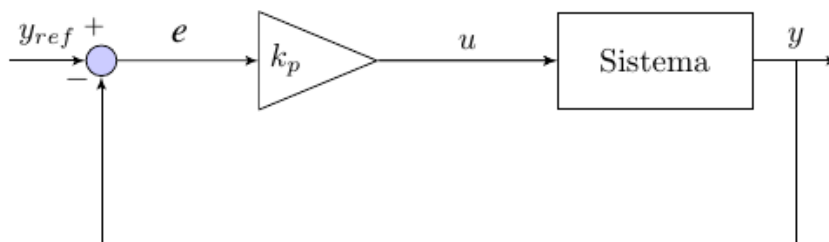


Figura 3.1: Controlo proporcional

O valor utilizado para o ganho proporcional k_p foi $50Vm^{-1}$, ajustado em simulação. Com este valor para o ganho proporcional foram obtidos os resultados apresentados na Fig. 3.2. Pode-se observar um *overshoot* excessivo e um erro de posição, em regime permanente, na ordem de $\pm 5mm$. Para além destes resultados, o sistema apresenta um comportamento em que pára numa determinada posição próxima da referência e depois, sem razão aparente, descola e volta a colar

numa outra posição - cf. gráfico superior da Fig. 3.2. Este comportamento foi já justificado em [21].

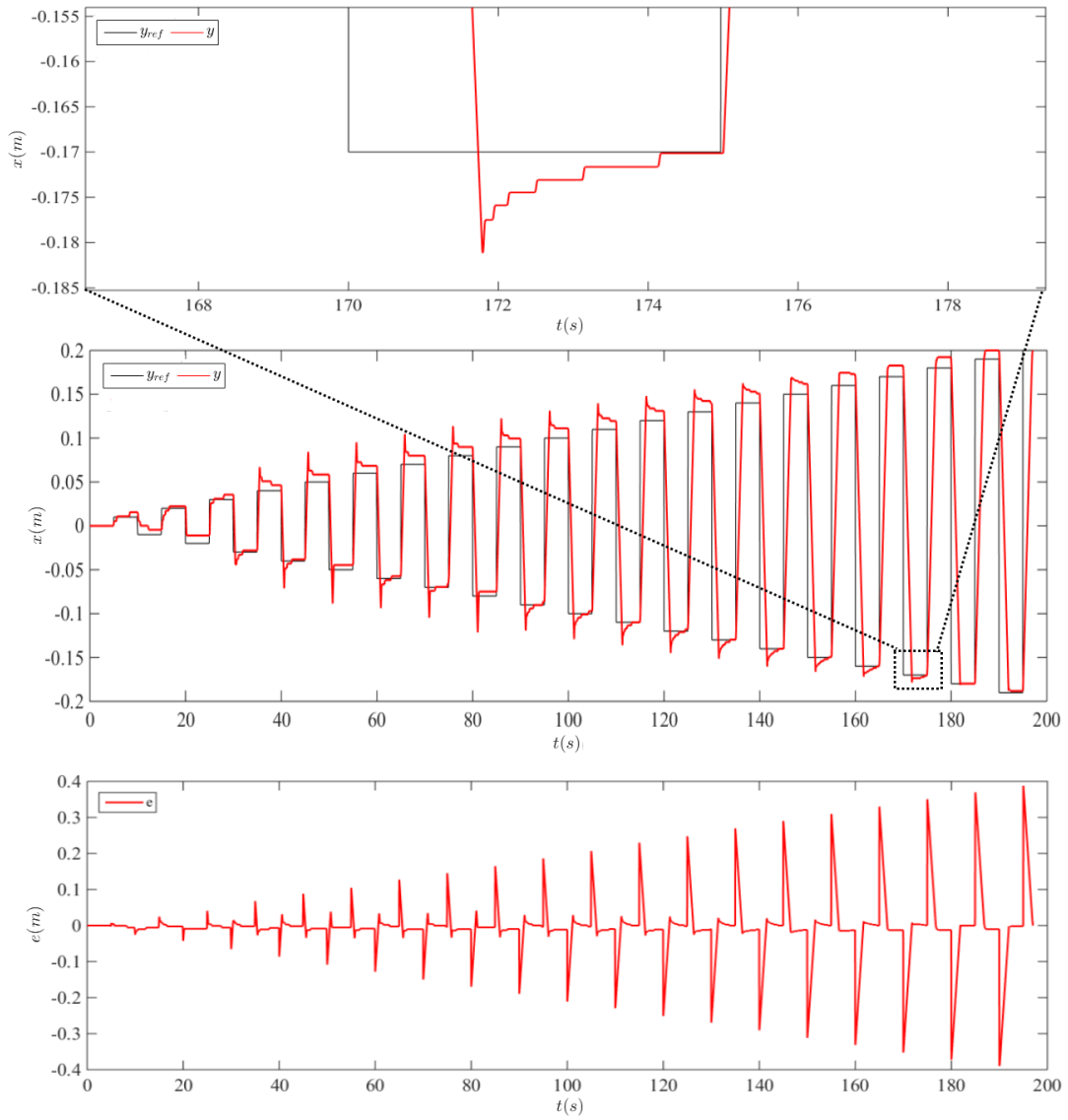


Figura 3.2: Resultados de posicionamento com $k_p = 50V m^{-1}$

3.1.2 Controlador PID

Outro tipo de controlador linear estudado foi o controlador PID, o que é facilmente justificável, pois poderá ser considerado o controlador linear de referência. Tanto um controlador proporcional, como um PID, atuam sobre o erro, no entanto, um PID atua sob o erro através de uma ação proporcional ($k_{PID}e$), de uma ação integral ($k_{PID}/T_{int} \int_0^t e dt$) e de uma ação derivativa ($k_{PID}\dot{e}T_d$), como pode ser visto na equação (3.1) e na Fig. 3.3.

$$u = k_{PID} \left(e + \frac{1}{T_{int}} \int_0^t e dt + T_d \frac{de}{dt} \right) \quad (3.1)$$

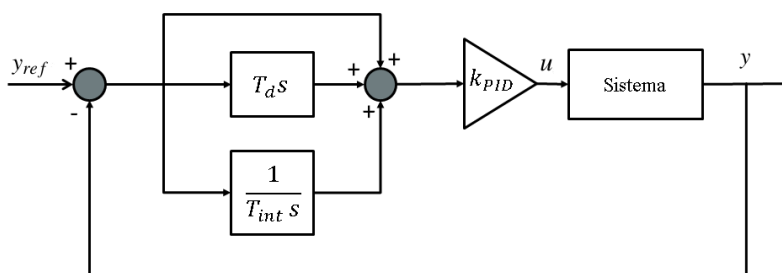


Figura 3.3: Sistema controlado por um controlador PID

Num controlador PID, a ação proporcional e derivativa (PD) pode ser interpretada, num determinado instante de tempo t , como uma ação proporcional ao valor previsto do erro em $t + T_d$, podendo ser interpretada como uma correção antecipada do erro, aumentando assim a estabilidade do sistema [22]. Por sua vez, a ação integral tem como objetivo eliminar o erro estacionário. No controlador de seguida apresentado, é utilizado um filtro passa baixo com constante de tempo T_d/N para reduzir o efeito do ruído existente numa medição, em que N é uma constante que toma valores entre 8 a 20 [22].

No presente trabalho foi implementado um controlador PID, apresentado na Fig. 3.4, com dois mecanismos *anti-windup*:

- um que evita a integração do erro quando a ação de controlo satura. Este mecanismo compara a ação de controlo fornecida pelo PID (u) com os valores limite de u (u_{sat}). Se a diferença ($u_{sat} - u$) for positiva, então o sistema estará a saturar no limite inferior pelo que a entrada para o integrador é aumentada por um fator $(u_{sat} - u)/T_a$. Um raciocínio semelhante pode ser aplicado quando a diferença é negativa;
- outro que evita a integração do erro quando as pressões das câmaras A e B saturam, quer no limite inferior quer no superior ($1 \times 10^5 Pa$ e $7 \times 10^5 Pa$ respetivamente). O valor da pressão em cada uma das câmaras é comparado com o valor limite inferior/superior para a pressão. Este mecanismo *anti-windup* é implementado no bloco *anti-windup* da Fig. 3.4.

É, no entanto, de realçar que existem outras formulações de controladores PID diferentes da que foi implementada (ver [22] e [23]). Um controlador semelhante a este já foi utilizado por Falcão Carneiro [1], no entanto, aí o controlador só possui um mecanismo *anti-windup* para a saturação da ação de controlo. Os parâmetros foram ajustados em simulação, com o conhecimento prévio dos parâmetros utilizados em [1], sendo que os parâmetros finais do controlador para a configuração de massa mínima são apresentados na Tabela 3.1.

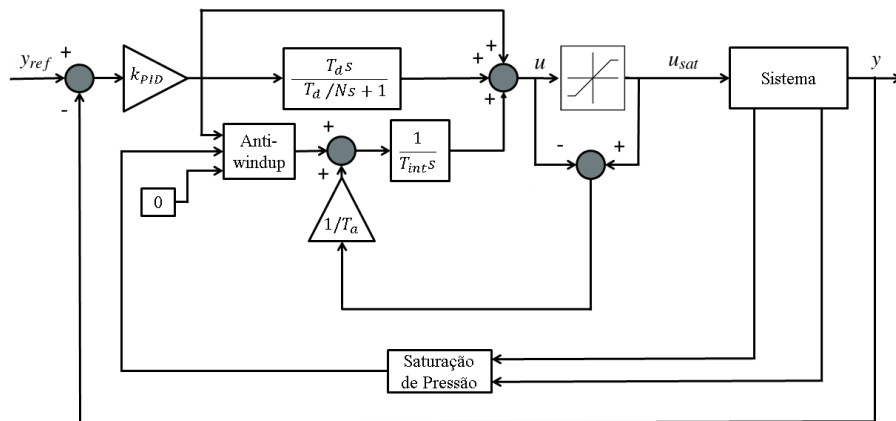


Figura 3.4: Sistema controlado por um controlador PID com derivada filtrada e *anti-windup*

Tabela 3.1: Parâmetros utilizados na implementação do controlador PID

Parâmetro	$k_{PID}(Vm^{-1})$	$T_{int}(s^{-1})$	$T_d(s)$	$T_a(s^{-1})$	N
Valor	150	0.08	0.02	0.2	15

Nos ensaios de posicionamento efetuados com o controlador da Fig. 3.4 foi verificado a existência de um ciclo-limite na resposta do sistema, o que pode ser comprovado na Fig. 3.5. Este resultado está de acordo com os resultados obtidos em [1, 21].

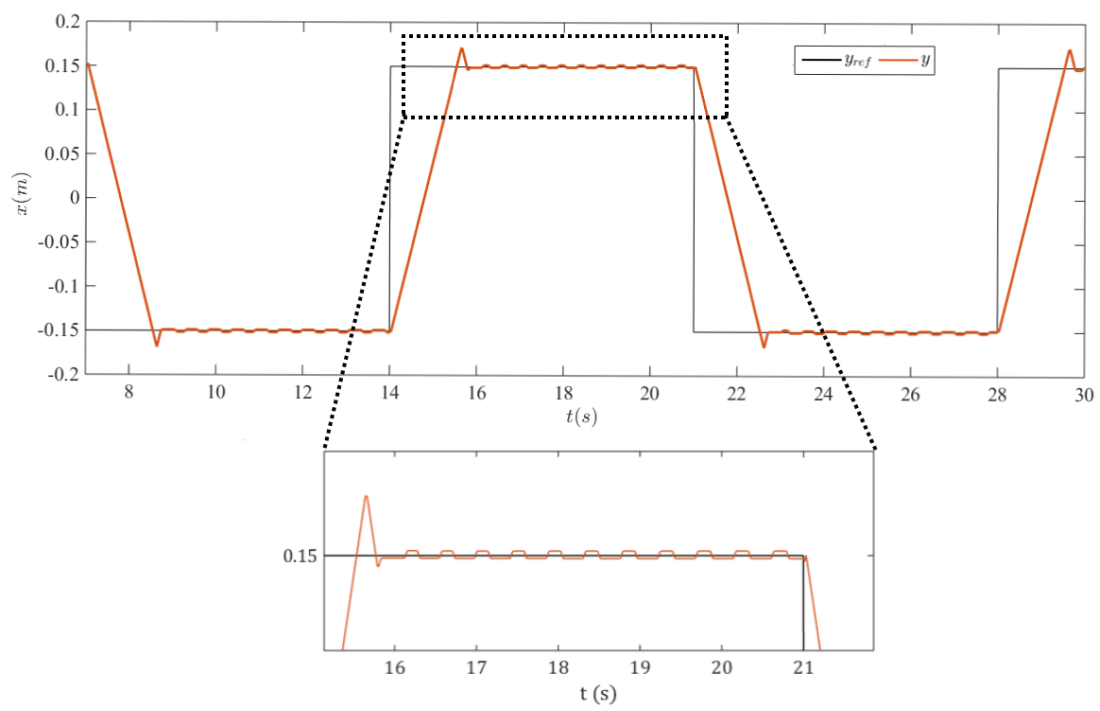


Figura 3.5: Ciclo-limite na resposta ao degrau do controlador PID

3.1.3 Controlador por retorno de estado

O controlador por retorno de estado (RE) exige a medição/observação do vetor de estado do sistema, algo que nenhum dos anteriores requeria. O facto referido leva a que este controlador seja mais evoluído quando comparado com os anteriores. Por outro lado, revela-se um controlador mais exigente do ponto de vista da instrumentação necessária à medição/observação do vetor de estado, que por sua vez, leva a um aumento de custo. Na literatura existem variantes do controlador RE, por exemplo, a que usa ganhos variáveis para compensar as não linearidades do sistema. Neste trabalho, optou-se por utilizar a versão que utiliza ganhos constantes, uma vez que esta está amplamente descrita na literatura de controlo de sistemas (ver por exemplo [23]).

O vetor de estado, utilizado nesta secção, é constituído pela posição (x), velocidade (\dot{x}) e aceleração (\ddot{x}), sendo assim definido por

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.1.3.1 Controlador por retorno de estado sem ação integral

Com um controlador por retorno de estado sem ação integral é possível obter erro nulo, em regime permanente a referências constantes, se o sistema for de tipo 1, se a variável de saída coincidir com a primeira componente do vetor de estado e se não existirem forças exteriores [23]. Neste trabalho, apesar de as condições acima estarem reunidas, é expectável o aparecimento de algum erro estacionário, visto existir uma força de atrito estático. Na Fig. 3.6 é apresentada a estrutura típica de um controlador por retorno de estado sem ação integral.

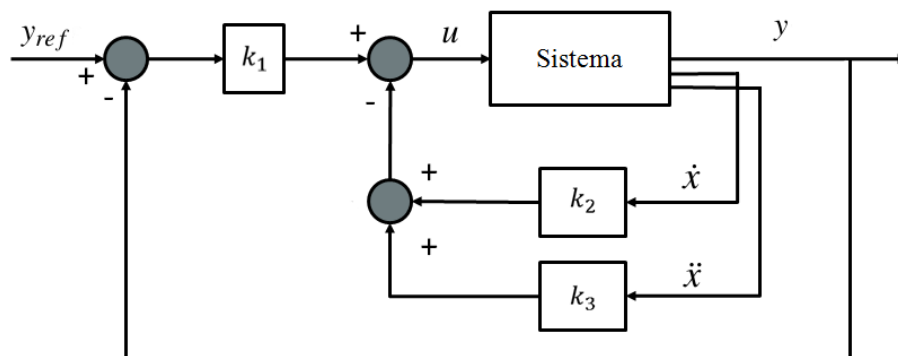


Figura 3.6: Controlador por retorno de estado sem ação integral

De maneira a seguir uma referência $y_{ref}(t)$, a ação de controlo u do controlador por retorno de estado é traduzida pela equação (3.3):

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x} + k_1 y_{ref} \quad (3.3)$$

em que \mathbf{K} representa o vetor de ganhos, com $\mathbf{K} = [k_1 k_2 k_3]$ sendo calculado de maneira a impor a resposta do sistema em malha fechada por um processo de alocação de pólos. Logo, é necessário determinar o vetor de ganhos \mathbf{K} que impõe à equação característica (3.4) os pólos desejados. As matrizes \mathbf{A} \mathbf{B} são matrizes que caracterizam o sistema pneumático (ver [1]) e a matriz \mathbf{I} representa a matriz identidade.

$$|s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}| = 0 \quad (3.4)$$

Apesar de existirem na literatura várias opções no que toca à colocação de pólos, neste trabalho optou-se mais uma vez por seguir a metodologia empregue em [1]. Aí foi implementada uma dinâmica de malha fechada idêntica à de um filtro de Bessel com frequência característica ω_{RE} . Os ganhos daí resultantes foram utilizados como base, no entanto foi necessário um ajuste em simulação. Foram utilizados os seguintes ganhos, $k_1 = 100$, $k_2 = 5$ e $k_3 = 0.1$ e obtidos os resultados que são apresentados, em parte, na Fig. 3.7. Na resposta ao degrau é visível, tal como na resposta do controlador proporcional, o comportamento em que o êmbolo pára numa posição próxima da referência e, sem razão aparente, descola e volta a colar numa outra posição, o que pode levar a um erro estático maior. Este fenómeno é visível no gráfico inferior direito da Fig. 3.7. Este comportamento assemelha-se já estudado e justificado em [21].

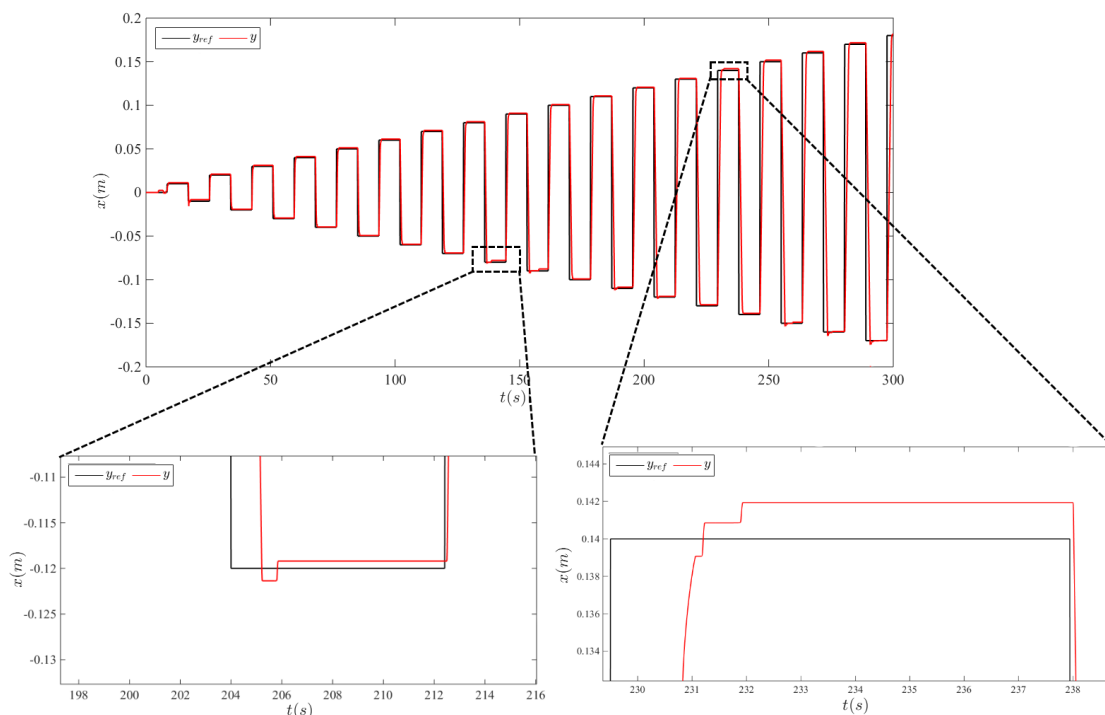


Figura 3.7: Resultados de posicionamento do controlador por retorno de estado sem ação integral

3.1.3.2 Controlador por retorno de estado com ação integral

O teste com um controlador por retorno de estado com ação integral (REI) [23] termina a secção dos controladores lineares. O diagrama de blocos do sistema controlado pelo REI é apresentado na Fig. 3.8. Apesar de não estar representado, este controlador possui o mecanismo *anti-windup* utilizado para o controlador PID (ver secção 3.1.2).

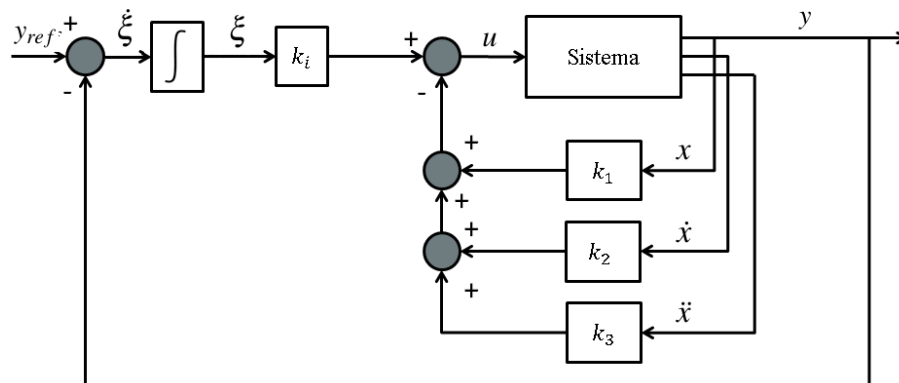


Figura 3.8: Controlador por retorno de estado sem ação integral

A introdução de uma ação integral provoca um aumento da ordem do sistema e a ação de controlo passa a ser descrita por:

$$u = -\mathbf{K}\mathbf{x} + k_i\xi \quad (3.5)$$

Os parâmetros do controlador foram ajustados em simulação e tiveram como base os parâmetros utilizados por Falcão Carneiro [1]. Estes são $k_i = 820$, $k_1 = 250$, $k_2 = 4.96$ e $k_3 = 0.085$. Na análise dos resultados obtidos (Fig. 3.9) foi verificada a existência de um ciclo limite. Este resultado era esperado, pois está de acordo com o verificado em [1, 21], sendo que as causas para existência de ciclo limite também foram aí estudadas.

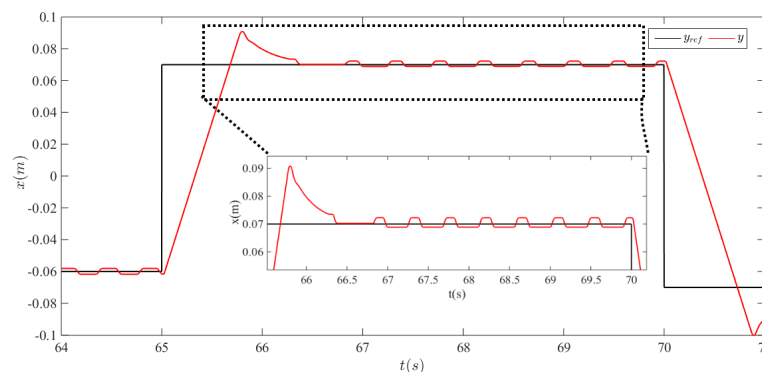


Figura 3.9: Controlador por retorno de estado sem ação integral

3.2 Controle não linear

Nesta secção será apresentado o controlador não linear desenvolvido neste capítulo e será analisado o desempenho do mesmo quando aplicado ao sistema servopneumático em estudo. Antes da descrição do controlador não linear desenvolvido neste capítulo, será apresentada a estrutura do controlador não linear que irá ser utilizada para todos os controladores não lineares desenvolvidos neste trabalho, salvo referência em contrário.

3.2.1 Estrutura do controlador não linear proposto

O controlador não linear proposto neste trabalho segue a mesma estrutura proposta em [1, 4, 24, 25]. Aí distinguem-se claramente as dinâmicas de pressão de cada câmara e a dinâmica do movimento, o que leva a dividir as tarefas de controlo em duas, controlo da dinâmica de pressões (ou de forças pneumáticas) e controlo da dinâmica de movimento. É de esperar que existam ainda incertezas, sendo que serão claramente maiores na dinâmica do movimento por duas razões. Primeiro, existe a possibilidade de a massa móvel variar, segundo existe incerteza na força de atrito e nas forças exteriores que possam estar aplicadas, pois não existe forma de obter informação sobre estas. Na dinâmica de pressões não será de esperar incertezas relevantes pois esta assenta no modelo termodinâmico não linear do atuador (2.2.2), que consegue traduzir a evolução das pressões das câmaras do cilindro de forma bastante aproximada [26]; lembra-se no entanto que a pressão está disponível ao utilizador.

Tendo em conta as diferenças entre as dinâmicas, a implementação de dois controladores distintos surge de forma natural. Outra justificação para a implementação de dois controladores distintos advém da análise dos resultados obtidos com controladores lineares (secção 3.1), pois com controladores proporcionais e de retorno de estado constatou-se que o fenómeno de deslocamento do pistão pode acontecer quando a ação de controlo é constante e estando o sistema em equilíbrio mecânico. Devido a existência de atrito estático a dinâmica de pressões deixa de ser observável através das variáveis mecânicas o que justifica a utilização de um controlador de pressão. Para além disso, com esta divisão de tarefas o controlador de movimento fornece uma força pneumática de referência (F_{pref}) que pode ser atingida através de diversas combinações das referências de força para cada câmara do atuador (F_{Aref} e F_{Bref}), o que pode permitir melhorar o desempenho do sistema.

A estrutura do controlador não linear é apresentada na Fig. 3.10. O controlador de movimento, dada uma referência de posição, velocidade e aceleração, é capaz de gerar uma referência de força F_{pref} . Esta referência é fornecida a uma política de gestão de forças que gera uma referência de força para cada câmara do atuador, conseguindo-se controlar, de forma independente, cada câmara do atuador. Sem o uso de uma servoválvula para cada câmara do atuador o controlo independente não seria possível. O bloco da política de gestão de forças fornece uma referência de força para cada câmara pneumática que é, por sua vez, fornecida a um controlador de força que gera uma referência de caudal também para cada câmara. Esta referência de caudal, juntamente com a

pressão de cada câmara, é fornecida a duas redes neuronais artificiais ($IANN_A$ e $IANN_B$) que geram a ação de controlo para cada servoválvula.

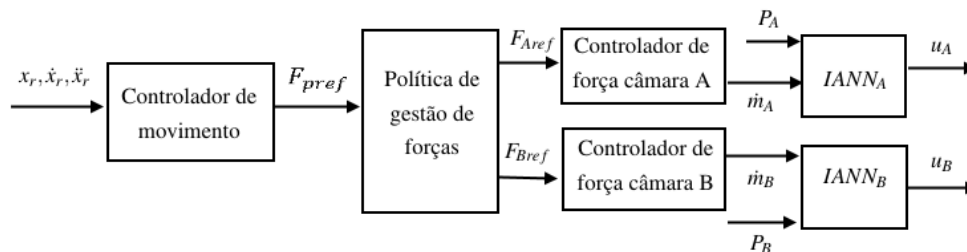


Figura 3.10: Estrutura do controlador não linear proposto [1]

Os componentes que constituem a estrutura da Fig. 3.10 serão apresentados nas secções seguintes.

3.2.2 Política de gestão de forças

Recordando a Fig. 3.10, onde é apresentada a configuração do controlador proposto, a força F_{pref} pode ser obtida através de diversas combinações de F_{Aref} e F_{Bref} . Um estudo sob estas combinações foi realizado em [1, 27] sendo que as duas hipóteses aí analisadas foram as seguintes:

- Política em que a rigidez do cilindro é invariante;
- Política em que é garantida a maximização da gama de força disponível;

Através desses estudos, concluiu-se que a melhor política seria a de maximização da gama de força disponível, pois com esta é conseguida uma maior potência qualquer que seja a pressão de equilíbrio, além de que, numa situação de frenagem (velocidade e força com sinais opostos, correspondente a uma potência negativa) a potência máxima é independente da pressão de equilíbrio, o que não acontece na política de rigidez invariante. Nesta secção é somente apresentada somente a política de maximização de força disponível por ser a utilizada neste trabalho.

3.2.2.1 Política de maximização da gama de força do cilindro

Com esta política é pretendido encontrar uma forma de distribuir a força desejada F_{pref} , dada pelo controlador de posição, pelas duas câmaras do cilindro (ver expressão (3.6)), evitando que qualquer uma delas sature em força.

$$F_{pref} = F_{Aref} + F_{Bref} - F_{atm} \quad (3.6)$$

De maneira a cumprir esta política são utilizadas as seguintes equações [4]:

$$F_{Aref} = \begin{cases} \frac{P_s - P_{A0}}{P_s - P_{atm}} F_{pref} + P_{A0} A_A & \text{se } F_{pref} \geq 0 \\ \left(1 - \frac{P_s - P_{B0}}{P_s - P_{atm}}\right) F_{pref} + P_{A0} A_A & \text{se } F_{pref} < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$F_{Bref} = \begin{cases} -\left(1 - \frac{P_s - P_{A0}}{P_s - P_{atm}}\right) F_{pref} + P_{B0} A_B & \text{se } F_{pref} \geq 0 \\ -\frac{P_s - P_{B0}}{P_s - P_{atm}} F_{pref} + P_{B0} A_B & \text{se } F_{pref} < 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

3.2.3 Controlador de força

O controlador de força que será apresentado nesta secção foi desenvolvido por Falcão Carneiro [1]. Este controlador tem como objetivo fornecer uma referência de caudal mássico às redes neuronais artificiais inversas (ver secção 3.2.4). Este controlador utiliza como variáveis de entrada as referências de força para cada uma das câmaras (F_{Aref} e F_{Bref}), a pressão existente em cada câmara (P_A e P_B), a posição x do atuador bem como a sua velocidade \dot{x} . Apesar de serem necessárias as temperaturas de cada uma das câmaras, estas por não estarem disponíveis ao utilizador foram estimadas através das equações (3.9) e (3.10). Para as pressões de equilíbrio foram utilizados os valores $P_{A0} = 3.77 \times 10^5 Pa$ e $P_{B0} = 4.22 \times 10^5 Pa$ [1].

$$T_A = T_{A0} \left(\frac{P_A}{P_{A0}}\right)^{\frac{n-1}{n}} \quad (3.9)$$

$$T_B = T_{B0} \left(\frac{P_B}{P_{B0}}\right)^{\frac{n-1}{n}} \quad (3.10)$$

As temperaturas de equilíbrio são dadas por $T_{A0} = T_{B0} = T_{amb} = 293K$, uma vez que em regime permanente a temperatura no interior do cilindro tende para a temperatura ambiente. Foi também considerado que as pressões nas câmaras A e B são dadas pelas seguintes equações, de acordo com o modelo termodinâmico de ordem reduzida M_7 que melhor resultados apresentou em [1, 26]:

$$\frac{dP_A}{dt} = \frac{1}{V_A} [-\gamma P_A A_A \dot{x} + \gamma R T_A \dot{m}_A + (\gamma - 1) k_0 (T_{amb} - T_A)] \quad (3.11)$$

$$\frac{dP_B}{dt} = \frac{1}{V_B} [\gamma P_B A_B \dot{x} + \gamma R T_B \dot{m}_B + (\gamma - 1) k_0 (T_{amb} - T_B)] \quad (3.12)$$

com os volumes a serem dados por:

$$V_A = A_A (l/2 + x) + V_{Ad} \quad (3.13)$$

$$V_B = A_B(l/2 - x) + V_{Bd} \quad (3.14)$$

Definindo as variáveis x_{A0} e x_{B0} como:

$$x_{A0} = l/2 + V_{Ad}/A_A \quad (3.15)$$

$$x_{B0} = l/2 + V_{Bd}/A_B \quad (3.16)$$

e possível reescrever o volume de cada câmara como:

$$V_A = A_A(x + x_{A0}) \quad (3.17)$$

$$V_B = A_B(x_{B0} - x) \quad (3.18)$$

Por fim, substituindo as expressões (3.17) e (3.18) nas expressões (3.11) e (3.12), respetivamente, e recordando que $F_A = P_A A_A$ e $F_B = P_B A_B$ é possível obter as seguintes equações:

$$\dot{F}_A = -\frac{\gamma \dot{x}}{x + x_{A0}} F_A + \frac{\gamma R T_A}{x + x_{A0}} \dot{m}_A + \frac{\gamma - 1}{x + x_{A0}} k_0 (T_{amb} - T_A) \quad (3.19)$$

$$\dot{F}_B = -\frac{\gamma \dot{x}}{x_{B0} - x} F_B + \frac{\gamma R T_B}{x_{B0} - x} \dot{m}_B + \frac{\gamma - 1}{x_{B0} - x} k_0 (T_{amb} - T_B) \quad (3.20)$$

Note-se que as equações (3.19) e (3.20) são equações diferenciais não lineares. De forma a superar essas não linearidades, foi utilizado um controlador por retorno de estado não linear. A aplicação desta metodologia pressupõe um modelo linear na ação de controlo, o que neste caso não constitui uma limitação, pois o caudal mássico surge linearmente nas expressões (3.19) e (3.20). Por este motivo, a ação de controlo do controlador de força não é uma tensão elétrica (que seria aplicada às servoválvulas) mas sim um caudal mássico a ser fornecido às redes IANN. Logo, se a lei de controlo da câmara A for dada por:

$$\dot{m}_A = \frac{x + x_{A0}}{\gamma R T_A} \left[v_A + \frac{\gamma \dot{x}}{x + x_{A0}} F_A - \frac{\gamma - 1}{x + x_{A0}} k_0 (T_{amb} - T_A) \right] \quad (3.21)$$

e se a expressão (3.21) for substituída em (3.19) pode-se escrever que:

$$\dot{F}_A = v_A \quad (3.22)$$

Aplicando a mesma metodologia à câmara B:

$$\dot{m}_B = \frac{x_{B0} - x}{\gamma R T_B} \left[v_B - \frac{\gamma \dot{x}}{x_{B0} - x} F_B - \frac{\gamma - 1}{x_{B0} - x} k_0 (T_{amb} - T_B) \right] \quad (3.23)$$

com,

$$\dot{F}_B = v_B \quad (3.24)$$

Através das leis de retorno de estado não linear, acima apresentadas, a dinâmica de forças fica reduzida a um integral simples, com novas entradas v_A e v_B , como apresentado na Fig. 3.11. Para controlar a dinâmica de forças linearizada utiliza-se um controlador proporcional, com ações de controlo apresentadas nas expressões (3.25) e (3.26), para a câmara A e B respetivamente:

$$v_A = k_{pFA}(F_{Aref} - F_A) \quad (3.25)$$

$$v_B = k_{pFB}(F_{Bref} - F_B) \quad (3.26)$$

Os parâmetros do controlador foram ajustados em simulação e são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do controlador de força

Parâmetro	$k_{pFA}(s^{-1})$	$k_{pFB}(s^{-1})$
Valor	200	200

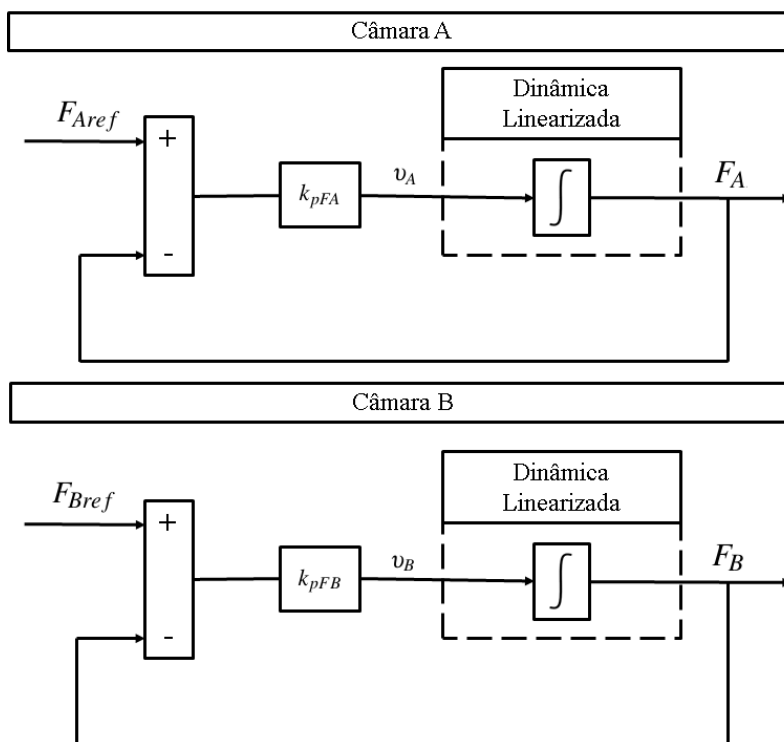


Figura 3.11: Controladores de dinâmica de forças

Com estas leis de controlo e admitindo uma linearização perfeita pelo retorno de estado não linear, a dinâmica de forças na câmara A e B pode ser escrita como apresentado nas equações

(3.27) e (3.28), respetivamente:

$$\frac{F_A}{F_{Aref}} = \frac{k_{pFA}}{s + k_{pFA}} \quad (3.27)$$

$$\frac{F_B}{F_{Bref}} = \frac{k_{pFB}}{s + k_{pFB}} \quad (3.28)$$

3.2.4 Redes neuronais artificiais inversas

A inclusão de redes neuronais artificiais inversas ($(IANN)_A$ e $(IANN)_B$) na estrutura do controlador não linear proposta é necessária à geração da ação de controlo das servoválvulas. As redes utilizadas neste trabalho foram desenvolvidas em [1, 28, 29, 30]. Visto que as redes mencionadas não são do âmbito deste trabalho não será feita uma descrição quer do seu funcionamento quer da sua implementação. Pode-se dizer que estas redes mapeiam, cada uma, uma função inversa das apresentadas em 2.2.3 obtendo-se a ação de controlo para cada uma das servoválvulas, u_A e u_B . Estas ações de controlo são obtidas a partir do fornecimento da referência de caudal mássico que deve ser admitido/expulso e da pressão em cada uma das câmaras. Para mais detalhes sobre as redes utilizadas ver [1, 28, 29, 30]. A definição de u_A e u_B é feita através das equações (3.29) e (3.30):

$$u_A = IANN(\dot{m}_A, P_A) \quad (3.29)$$

$$u_B = IANN(\dot{m}_B, P_B) \quad (3.30)$$

3.2.5 Controlador de posição

Como já foi referido no início desta secção é no controlador de posição que existem as maiores incertezas do modelo. Daqui resulta a escolha de um controlador de estrutura variante para o controlador de posição, devido à sua robustez a incertezas que possam existir no modelo da instalação. Optou-se por desenvolver um controlador *VSC* com camada de suavização [31]. Esta decisão foi tomada, tendo em conta que em [1] foi avaliado o comportamento do sistema servopneumático controlado por um controlador *VSC* sem camada de suavização, que levou ao aparecimento de *chattering* [32]. O aparecimento deste fenómeno é indesejável na maioria das aplicações pois leva a mau desempenho nas tarefas de controlo e pode reduzir o tempo de vida dos componentes envolvidos.

No controlador que será de seguida apresentado, existem três parâmetros com incerteza: a força de atrito, a massa transportada e quaisquer forças exteriores que possam estar aplicadas ao sistema.

3.2.5.1 Controlador de estrutura variante

Os controladores *VSC* são capazes de impor a um sistema um comportamento descrito por uma equação que tenha as características desejadas quer ao nível de dinâmica quer ao nível de

rejeição das incertezas de modelação. Se considerarmos a equação da dinâmica de movimento, onde foi desprezada a dinâmica de pressões por ser substancialmente mais rápida que a dinâmica de movimento, chega-se a:

$$M\ddot{x} = F_p - F_{atr} - F_{ext} \quad (3.31)$$

com,

$$F_p = P_A A_A - P_B A_B - P_{atm}(A_A - A_B) \quad (3.32)$$

A equação (3.31) pode ser reescrita como:

$$\ddot{x} = f + bF_i \quad (3.33)$$

com,

$$f = -b(F_{atr} + F_{ext}) \quad (3.34)$$

e

$$b = 1/M \quad (3.35)$$

É pretendido que o sistema em causa tenha um comportamento, quando em malha fechada, dado por uma das duas equações seguintes que definem duas superfícies de deslizamento ψ em $\psi = \psi_1 = 0$ e $\psi = \psi_2 = 0$.

$$\psi_1 = \dot{e} + \Lambda e = 0 \quad (3.36)$$

$$\psi_2 = \dot{e} + 2\Lambda e + \Lambda^2 \int_0^t e \, dr = 0 \quad (3.37)$$

sendo que o erro e e suas derivadas são definidos como a diferença entre valores de referência e os obtidos em cada instante:

$$\mathbf{e} = [e \quad \dot{e} \quad \ddot{e} \quad \dots] = [x_{ref} - x \quad \dot{x}_{ref} - \dot{x} \quad \ddot{x}_{ref} - \ddot{x} \quad \dots] \quad (3.38)$$

As superfícies ψ_1 e ψ_2 foram definidas para o sistema de segunda ordem (3.33), de acordo com a metodologia definida por Slotine e Li em [32]. A diferença entre as duas superfícies reside no facto de ψ_2 conter uma ação integral que aumenta a ordem do sistema para três, o que permitirá obter, na ação de controlo uma parcela proporcional ao erro de seguimento. Este motivo leva a concluir que o erro de seguimento deverá ser menor para a superfície que inclui a ação integral, como mostrado em [24].

Quando um controlador é bem sucedido, qualquer que seja a superfície de deslizamento utilizada, a dinâmica do sistema passará a ser descrita pela equação (3.36) ou (3.37), o que leva a concluir que a dinâmica do erro em malha fechada não depende de nenhum parâmetro físico, logo as incertezas do modelo não a afetam e, ainda, que a dinâmica do erro em malha fechada pode ser imposta através do ajuste de Λ .

Neste momento, resta apenas encontrar uma lei de controlo capaz de garantir que a superfície $\psi_1 = 0$ ou $\psi_2 = 0$ seja atingida. Por exemplo, considerando que a superfície escolhida é $\psi_2 = 0$ e admitindo que no estado inicial o sistema está em $\psi_2 = 0$ é necessário que $\dot{\psi}_2 = 0$, ou seja:

$$\dot{\psi}_2 = 0 \leftrightarrow \ddot{e} + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2e = 0 \quad (3.39)$$

Se a equação (3.39) for resolvida em ordem a F_i consegue-se obter aquilo a que se costuma designar de ação de controlo equivalente [32]. Esta equação garante que ψ_2 não varia temporalmente, pelo que se a condição $\psi_2 = 0$, no instante inicial, for cumprida, então será também cumprida para qualquer instante posterior. Neste caso, ao substituir (3.33) em (3.39) é possível chegar à expressão para F_{peq} :

$$F_{peq} = \frac{1}{b}(\ddot{x}_{ref} - f + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2e) \quad (\psi = \psi_2) \quad (3.40)$$

É de salientar que na superfície ψ_2 surge uma parcela proporcional ao erro de posição (Λ^2e), que não surgiria caso fosse utilizada a superfície ψ_1 , caso em que F_{peq} seria dado por:

$$F_{peq} = \frac{1}{b}(\ddot{x}_{ref} - f + \Lambda\dot{e}) \quad (\psi = \psi_1) \quad (3.41)$$

Independentemente da superfície escolhida, existe um problema com qualquer uma das ações de controlo, (3.40) ou (3.41), pois existem três parâmetros que não são conhecidos com rigor, a força de atrito F_{atr} , a massa móvel M que pode variar e as forças exteriores que possam estar aplicadas no sistema. Então, é necessário definir estimativas para f e b , representadas por \hat{f} e \hat{b} respetivamente:

$$\hat{f} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} \quad (3.42)$$

com,

$$f_{max} = \frac{-(F_{atr_{max}} + F_{ext_{max}})}{M_{min}} \quad (3.43)$$

$$f_{min} = \frac{-(F_{atr_{min}} + F_{ext_{min}})}{M_{max}} \quad (3.44)$$

e,

$$\hat{b} = \sqrt{b_{max}b_{min}} \quad (3.45)$$

com,

$$b_{min} = \frac{1}{M_{max}} \quad (3.46)$$

$$b_{max} = \frac{1}{M_{min}} \quad (3.47)$$

A definição de $F_{atr_{min}}$ e de $F_{atr_{max}}$ foi feita com base com nos valores mínimos e máximos da F_{atr} dada pelo modelo de LuGre utilizado na modelação do sistema servopneumático. Para as forças exteriores foi decidido que o seu valor seria igual a metade da capacidade de força do cilindro

($F_{ext} = \pm 280N$). A força equivalente para ψ_2 é assim, definida por:

$$F_{peq} = \frac{1}{\hat{b}}(x_{ref}'' - \hat{f} + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2 e) \quad (3.48)$$

Com a introdução das incertezas, a equação (3.48) pode não garantir $\psi_2 = 0$. Caso o sistema se afaste de $\psi_2 = 0$, é necessário que uma componente da ação de controlo o atraia de novo para $\psi_2 = 0$. Isto é:

$$\psi_2 \dot{\psi}_2 \leq -\eta |\psi_2| \quad (3.49)$$

sendo η uma constante positiva [32]. Caso esta condição seja cumprida, consegue-se provar também que partindo de um instante inicial não nulo ($\psi_2 \neq 0$), a superfície ψ_2 converge para zero num tempo finito t_s . Uma forma de garantir que a condição (3.49) é cumprida, passa por adicionar à lei de controlo uma componente descontínua dada por:

$$F_{pdes} = -\frac{1}{\hat{b}} k_{vsc} \text{sign}(\psi_2) \quad (3.50)$$

em que k_{vsc} é uma constante a determinar e $\text{sign}(\psi_2)$ é a função sinal:

$$\text{sign}(\psi_2) = \begin{cases} 1 & \text{se } \psi_2 > 0 \\ 0 & \text{se } \psi_2 = 0 \\ -1 & \text{se } \psi_2 < 0 \end{cases} \quad (3.51)$$

Através da equação (3.50) consegue-se garantir que quando $\psi_2 \neq 0$, o sistema converge para $\psi_2 = 0$, desde que k_{vsc} seja escolhido corretamente. Para tal considera-se que a lei de controlo é dada por:

$$F_{pref} = F_{peq} + F_{pdes} \quad (3.52)$$

De forma, a, mais uma vez, garantir a condição (3.49) é necessário que,

$$\psi_2(x_{ref}'' - f - bF_i + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2 e) \leq -\eta |\psi_2| \quad (3.53)$$

A duas componentes da ação de controlo (3.52) podem ser interpretadas da seguinte forma: a função da parte descontínua é garantir que o sistema se dirige sempre para $\psi_2 = 0$, enquanto que a função da parte contínua é diminuir o valor das incertezas, presentes no modelo o que, por sua vez, determina o valor necessário para k_{vsc} . Sabendo que \hat{b} é definido por (3.45), então a razão entre o valor estimado de b e o seu valor real é limitado por:

$$\beta^{-1} \leq \hat{b}b^{-1} \leq \beta \quad (3.54)$$

Caso se defina F como o majorante do erro da componente descontínua, então podemos definir F como:

$$F = |\hat{f} - f|_{max} \quad (3.55)$$

A escolha do valor para k_{vsc} tem de satisfazer a seguinte desigualdade. Neste trabalho escolheu-se o valor em que k_{vsc} é igual à expressão acima.

$$k_{vsc} \geq \beta(F + \eta) + (\beta - 1)|\ddot{x}_{ref} + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2 e| \quad (3.56)$$

3.2.5.2 Suavização da ação de controlo

A criação de uma *boundary layer* ou camada de suavização em torno de $\psi = 0$ é a forma mais utilizada de eliminar o *chattering*. Esta metodologia foi proposta por Slotine e Sastry em [31] e [33]. A Fig. 3.12 a) apresenta o plano de fase para um sistema de 2ª ordem, estando a cinzento a camada em torno de $\psi_1 = 0$. A referida camada tem largura ε e espessura ϕ e, dentro desta, a ação descontínua é substituída por uma interpolação linear, como se pode ver na Fig. 3.12 b).

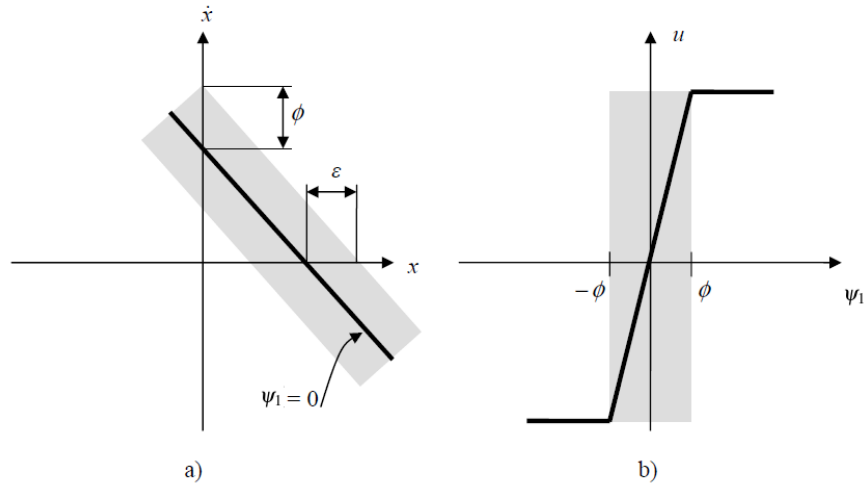


Figura 3.12: a) Camada de suavização em torno de $\psi_1 = 0$ b) interpolação da ação de controlo no interior da camada

Com a implementação de uma camada de suavização, a condição de atração vai deixar de ser dada por (3.49) para passar a ser dada por:

$$\psi > \phi \rightarrow \dot{\psi} \leq \eta \quad (3.57)$$

$$\psi < -\phi \rightarrow \dot{\psi} \geq \eta \quad (3.58)$$

Para a lei descontínua (3.50) será utilizado a seguinte equação:

$$F_{pdes} = -\frac{1}{b} k_{vsc} \text{sat}\left(\frac{\psi}{\phi}\right) \quad (3.59)$$

sendo a função *sat* definida como:

$$sat\left(\frac{\psi}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{\psi}{\phi} & \text{se } |\psi/\phi| \leq 1 \\ \text{sign}(\psi/\phi) & \text{se } |\psi/\phi| > 1 \end{cases} \quad (3.60)$$

A lei de controlo total para o controlador de estrutura variante com camada de suavização é assim escrita como:

$$F_{pref} = \frac{1}{\hat{b}}(\ddot{x}_{ref} - \hat{f} + 2\Lambda\dot{e} - k_{vsc}sat(\psi_1/\phi)) \quad (\psi = \psi_1) \quad (3.61)$$

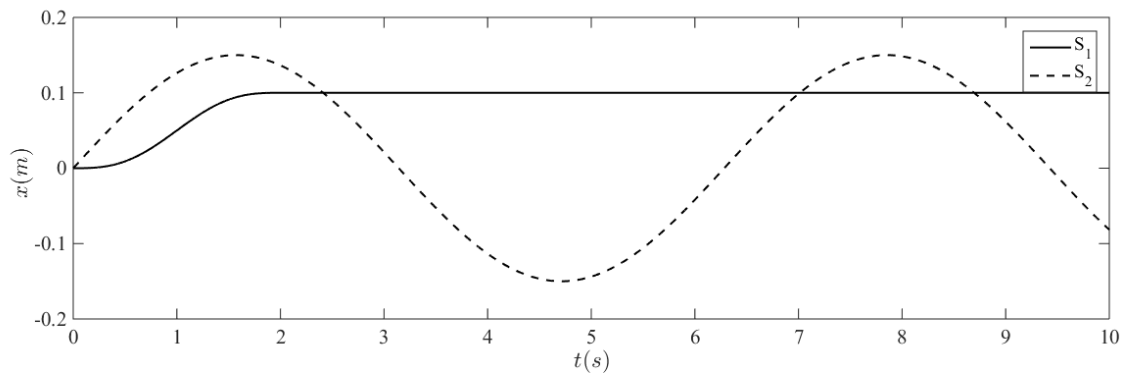
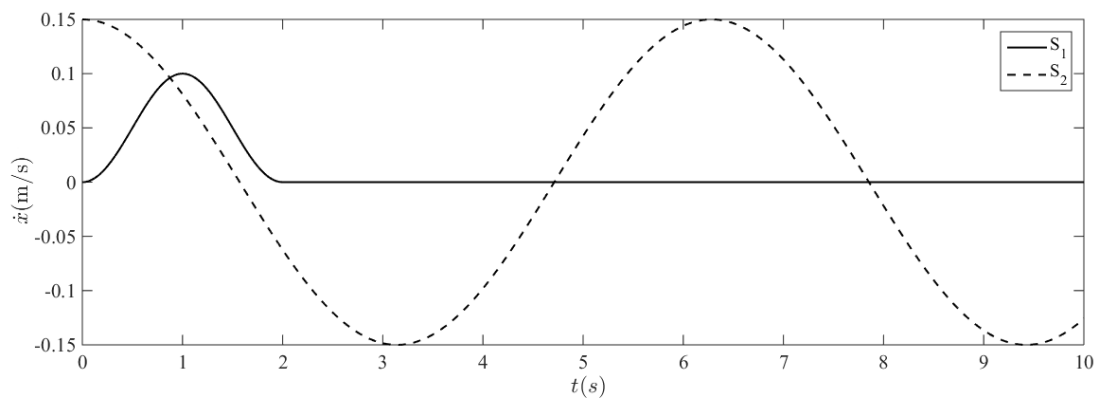
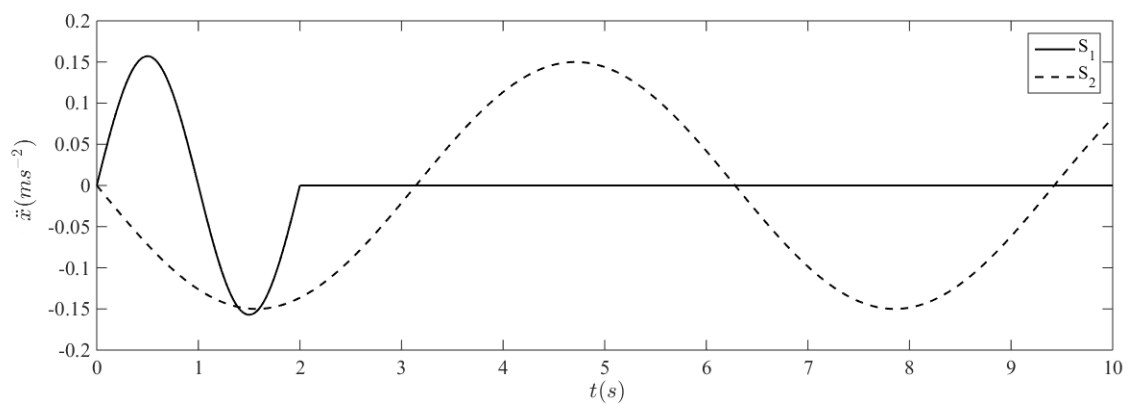
$$F_{pref} = \frac{1}{\hat{b}}(\ddot{x}_{ref} - \hat{f} + 2\Lambda\dot{e} + \Lambda^2e - k_{vsc}sat(\psi_2/\phi)) \quad (\psi = \psi_2) \quad (3.62)$$

3.2.6 Resultados obtidos em simulação

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos, em simulação, ao controlar o sistema servopneumático com o controlador VSC desenvolvido na secção 3.2.5. O controlador foi testado com as seguintes variantes:

- Configuração com M_{min} ;
- Com e sem ação integral, para averiguar se mesmo com incertezas a ação integral era capaz de garantir um erro, em regime permanente, reduzido;
- Com e sem existência de forças exteriores;

Este controlador foi testado com os seguintes parâmetros, ajustados em simulação, $\Lambda = 2.5 \text{ rad/s}$, $\varepsilon = 0.0001 \text{ m}$ e $\eta = 6.5 \text{ m/s}^2$. O controlador desenvolvido necessita de valores de referência para a posição, velocidade e aceleração. Para a geração destes valores de referência foram utilizados dois tipos de trajetória: um perfil em S (S_1) e uma onda sinusoidal (S_2). Nas Fig. 3.13, 3.14 e 3.15 são apresentadas as referências de posição, velocidade e aceleração que são fornecidas ao controlador para S_1 e S_2 , a título de exemplo.

**Figura 3.13:** Trajetórias S_1 e S_2 : referência de posição**Figura 3.14:** Trajetórias S_1 e S_2 : referência de velocidade**Figura 3.15:** Trajetórias S_1 e S_2 : referência de aceleração

Com o controlador desenvolvido na secção 3.2.5 e com as referências acima aplicadas ao sistema foram obtidos bons resultados. O controlador revela-se capaz de seguir as trajetórias que lhe são fornecidas.

Nas Fig. 3.16 e 3.17 pode ser observado o comportamento do sistema quando controlado por um controlador VSC sem ação integral. Na Fig. 3.16 são apresentados os resultados obtidos quando a referência é S_2 . Nessa figura é apresentado a posição do sistema em comparação com a referência, o seu erro de posição bem como a ação de controlo fornecida às servoválvulas. O sistema apresenta um erro de posição máximo de $1 \times 10^{-3} m$ e é visível, através do gráfico inferior, que a ação de controlo é muito ativa e varia quase instantaneamente sempre que existe alguma alteração no sistema como acontece na inversão do sentido do movimento do atuador onde as não linearidades do atrito estático são mais evidentes.

Na Fig. 3.17 são apresentados os resultados obtidos quando a referência é S_1 . Com o perfil em S é possível saber qual o erro de posição em regime permanente. Neste caso, foi obtido um erro de posição, em regime permanente, de $2 \times 10^{-5} m$, no entanto o sistema apresenta um erro de posição máximo de $-5 \times 10^{-4} m$. Mais uma vez a ação de controlo revela-se extremamente ativa e neste caso conduz a oscilações indesejáveis na resposta transitória como visível na Fig. 3.17, oscilações essas que são visíveis através do erro de posição do sistema. Em regime permanente as oscilações deixam de ser observadas.

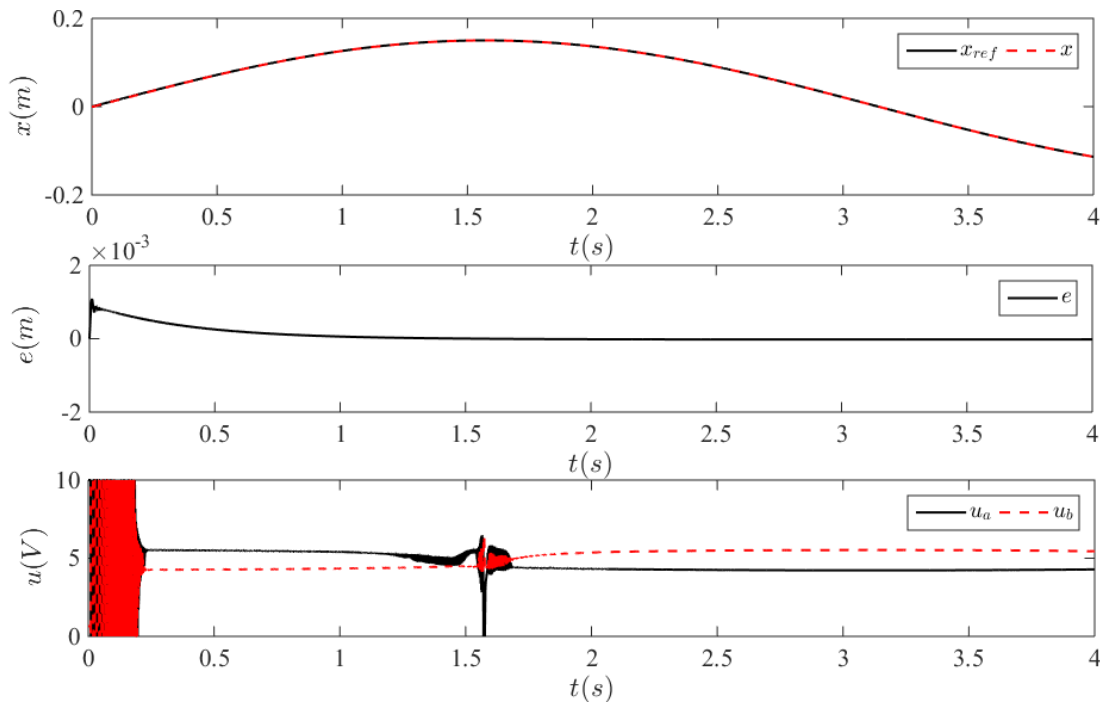


Figura 3.16: Resultados obtidos com um controlador sem ação integral e S_2

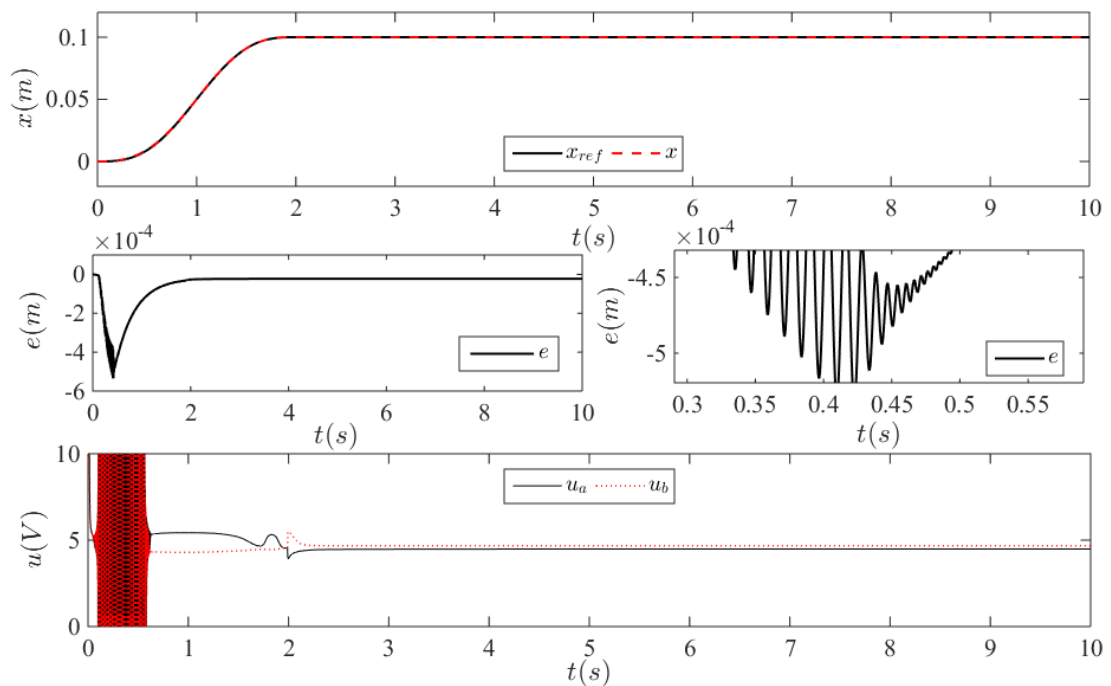


Figura 3.17: Resultados obtidos com um controlador sem ação integral e S_1

A adição de uma ação integral irá permitir averiguar o seu efeito. Na Fig. 3.18 é apresentada a resposta quando a referência é S_2 . Através da sua análise é possível verificar que o sistema apresenta um erro de posição máximo semelhante ao obtido sem ação integral, no entanto não apresenta oscilações na resposta. A ação de controlo continua a ser ativa, neste caso mais ativa do que sem ação integral, o que está relacionado com o facto de o controlador com ação integral possuir um termo onde o erro é multiplicado pelo quadrado da largura de banda do controlador, o que leva a uma resposta mais rápida e consequentemente uma ação de controlo mais ativa.

Na Fig. 3.19 é apresentada a resposta do sistema a um perfil em S. Esta simulação foi feita com tempo muito longo para averiguar se o erro de posição seria muito reduzido e foram obtidos erros de posição que podem ser considerados nulos ($1 \times 10^{-13} m$). Através da análise da figura e comparando com os resultados sem ação integral, é possível afirmar que o erro em regime permanente é menor, como esperado. A ação de controlo ativa leva mais uma vez a oscilações indesejáveis em regime transitório. Neste caso, as oscilações são mais intensas que as observadas sem ação integral o que também pode ser explicado pelo termo proporcional ao quadrado do erro. O erro de seguimento máximo obtido é $-4 \times 10^{-4} m$, inferior ao obtido sem ação integral.

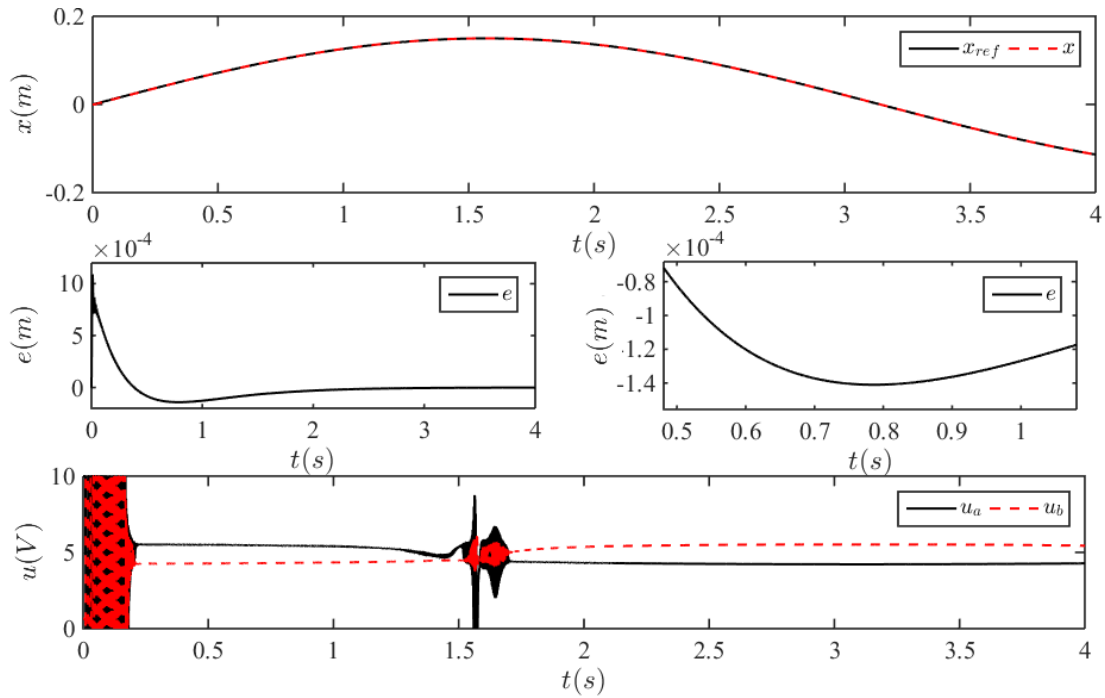


Figura 3.18: Resultados obtidos com um controlador com ação integral e S_2

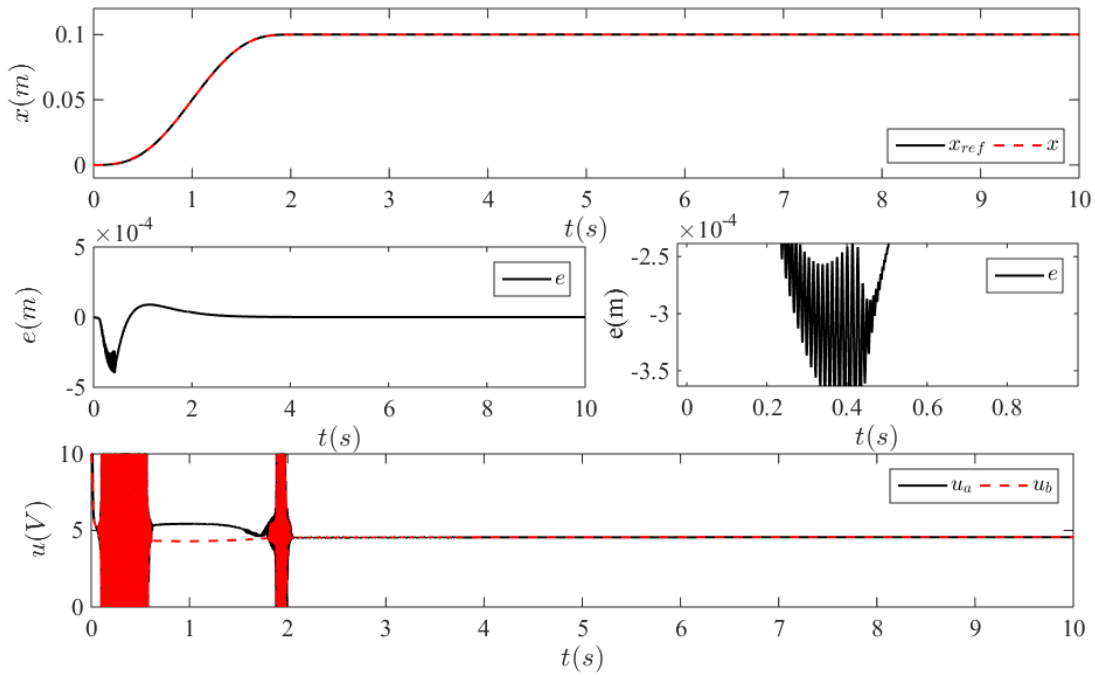


Figura 3.19: Resultados obtidos com um controlador com ação integral e S_1

Foi efetuado mais um teste ao controlador com ação integral, a título de exemplo. O teste consiste em, quando fornecido um perfil em S, aplicar ao sistema uma força exterior. A força exterior aplicada ao sistema é constante ($210N$) e foi aplicada no instante $t = 2.5s$ e retirada no instante $t = 6s$. Na Fig. 3.20 são apresentados os resultados obtidos. Quando esta força exterior é aplicada ou retirada, a ação de controlo está muito ativa como apresentado nas ampliações do gráfico de ação de controlo da Fig. 3.20. Ou seja, o controlador é capaz de garantir um controlo de posição rigoroso, mas sempre que existe algum afastamento da referência por qualquer tipo de evento, como neste caso aplicando e retirando uma força exterior, o controlador vence as incertezas, de maneira a voltar para a referência, através do ganho da ação de controlo descontínua k_{vsc} . Tal pode ser observado na Fig. 3.21 onde é apresentado o ganho k_{vsc} da ação de controlo descontínua. Aí pode ser visto que a sua variação é mais intensa nos momentos em que é aplicada e retirada a força exterior.

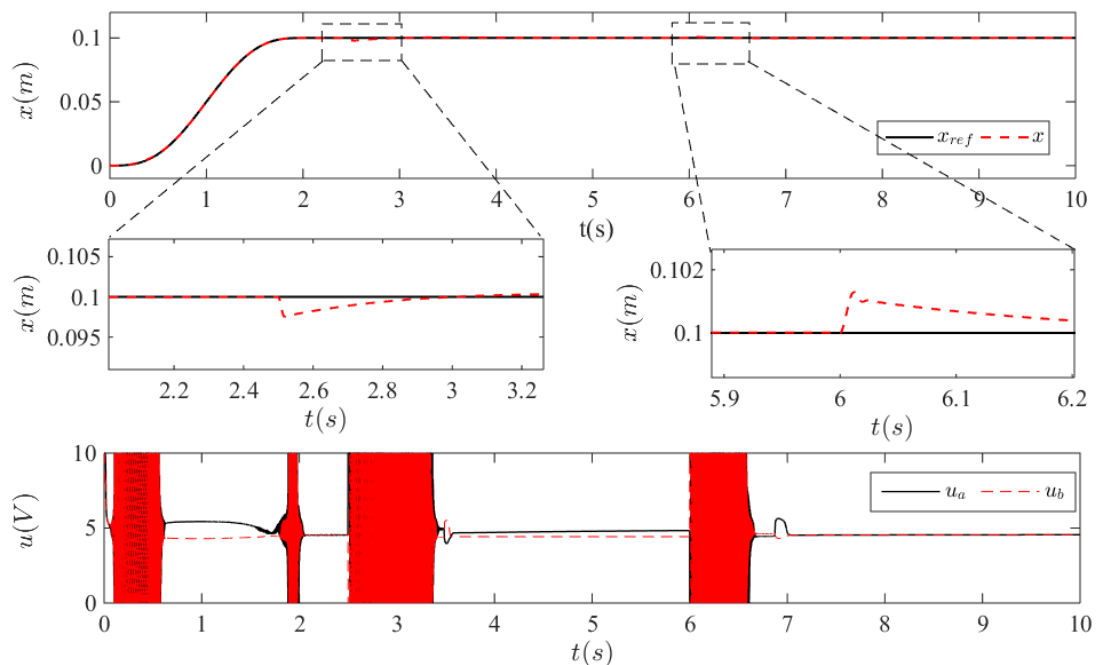


Figura 3.20: Resultados obtidos com um controlador com ação integral, S_1 e adição de força exterior

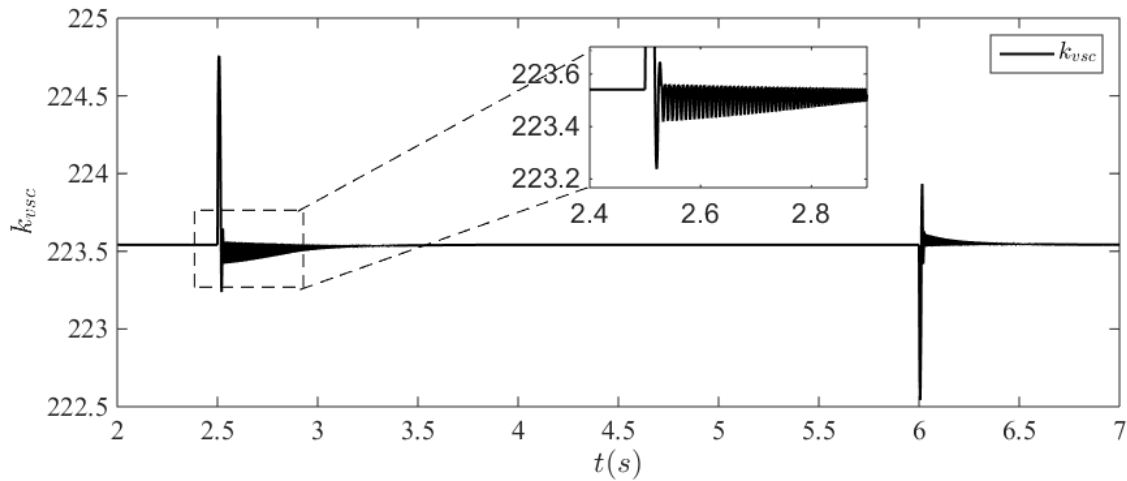


Figura 3.21: Ganho k_{vsc} da ação descontínua do controlador de posição

3.3 Conclusões do capítulo 3

Este capítulo incidiu sobre o estudo de controladores lineares e não lineares quando aplicados ao sistema. Os resultados obtidos com controladores lineares não foram satisfatórios, devido ao aparecimento de oscilações indesejáveis na posição do sistema em regime permanente. Com controladores proporcionais e por retorno de estado sem ação integral, foram observadas oscilações mesmo quando a ação de controle é constante. Este fenómeno já foi justificado em [1, 21] e é causado pela dinâmica de pressões que surge e leva as pressões a dirigirem-se para o valor de equilíbrio [1]. Com controladores PID e retorno de estado com ação integral, as oscilações surgem devido à combinação entre as não linearidades causadas pela força de atrito estático e a ação integral do controlador [1, 21]. Os resultados obtidos, em simulação, com controladores lineares estão de acordo com os resultados obtidos, experimentalmente, em [1, 10], o que permite afirmar que o modelo da instalação é uma boa aproximação à instalação experimental.

Com controladores não-lineares, os resultados são claramente melhores como foi justificado em [1, 21]. No entanto, o tipo de controlador utilizado leva a uma ação de controle bastante ativa sempre que existe afastamento da referência de maneira a vencer as incertezas através do ganho da ação de controle descontínua k_{vsc} . Com este controlador não linear é possível obter um controle de posição satisfatório. A introdução de uma ação integral garante erro de posição muito baixo quando em regime permanente e o controlador revela-se bom uma vez próximo da referência.

Desta forma, conclui-se que os controladores lineares aqui desenvolvidos não conduzem a resultados satisfatórios, pois apresentam ciclos limite devido à força de atrito e ação integral ou oscilações devido à dinâmica de pressões. Com controladores não lineares não existem ciclos limite mas uma ação de controle bastante ativa inviabiliza o uso destes controladores na instalação experimental. Esta grande atividade está dependente do elevado grau de incerteza que foi necessário considerar para assegurar a convergência de qualquer superfície $|\psi| < \phi$.

Assim, no próximo capítulo é apresentado um observador de estado e de forças de perturbação,

futuramente integrado na estrutura do controlador não linear proposta, permitindo obter estimativas de variáveis não mensuráveis no sistema servopneumático como a velocidade, a aceleração e as forças de perturbação.

Capítulo 4

Observador de estado e de força de perturbação

No capítulo 3 foi visto que os controladores aí desenvolvidos apresentam resultados no controlo da posição do atuador que inviabilizam a sua utilização na instalação experimental devido à existência de oscilações ou de uma ação de controlo muito ativa. Lembra-se que a instalação experimental só dispõe de um transdutor de posição e dois de pressão.

Este capítulo é dedicado ao desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação capaz de gerar estimativas das variáveis necessárias para melhorar o controlo de posição (velocidade, aceleração e forças de perturbação) sem que seja necessário a introdução de mais transdutores na instalação experimental ou a utilização de métodos como as diferenças finitas. O observador aqui desenvolvido foi apresentado por C.D. Johnson no final dos anos 60 [9]. Apesar deste tipo de observador ter sido apresentado há cerca de 50 anos, recentemente, versões simplificadas do Observador de Johnson, como o *extended state observer* (ESO), tem vindo a ser desenvolvidas. Observadores do tipo ESO tem vindo a ser empregues em controlo com rejeição ativa de perturbações (ADRC, "*Active Disturbance Rejection Control*" em inglês). São exemplos da utilização de ESO para rejeição de perturbações, estudos realizados por Han [34] onde é realizada uma comparação entre um controlador PID e um ADRC, por Miklosovic [35] que apresenta uma formulação genérica para um ESO para utilização em tempo discreto e contínuo e por Herbst [36] onde é apresentado o desempenho obtido com um ESO em sistemas de primeira e segunda ordem. Também é estudado o desempenho perante a existência de incertezas, zona morta e de dinâmicas não modeladas.

Neste capítulo começa-se por fazer uma revisão bibliográfica sobre observadores de estado e forças de perturbação aplicados a sistemas servopneumáticos. De seguida, explica-se o conceito do referido observador e é descrita a forma como este foi implementado. Na parte final deste capítulo é averiguado qual o erro associado à estimação das forças de perturbação, escolhido qual o melhor valor para a massa nominal M_n e consequentemente qual o erro associado à estimação das forças de perturbação. São ainda apresentados os resultados obtidos na estimação da posição, velocidade, aceleração e forças de perturbações.

4.1 Revisão bibliográfica

Nesta secção é pretendido fornecer uma visão dos estudos e trabalhos que se têm realizado na implementação de observadores de estado e de forças de perturbação no controlo de sistemas servopneumáticos. Não será fornecida uma visão global do estado da arte mas antes um resumo do que se tem vindo a desenvolver em termos de observadores de maneira a fornecer uma base para melhor enquadrar o observador desenvolvido neste trabalho. Existem vários métodos ou teorias que podem ser aplicados no desenvolvimento de um observador de estado e de forças de perturbação. Nesta secção são apresentadas apenas algumas das muitas vias que podem ser seguidas, no âmbito de aplicações em servopneumática.

Num estudo desenvolvido por Shibata *et al.* de 2002 [37] é desenvolvido um observador de forças de perturbação para uma instalação experimental semelhante à deste trabalho. A instalação experimental aí estudada possui duas servoválvulas, um cilindro de duplo efeito com "*air bearings*" e vedantes em labirinto (para diminuir o efeito da força de atrito). Nesse estudo, o observador de forças de perturbação é implementado recorrendo a redes neuronais artificiais e foi obtido um erro máximo de $30 \mu m$ (sem variação da carga transportada pelo atuador) no seguimento de trajetórias com a adição de forças exteriores. A utilização de redes neuronais artificiais pressupõe a existência de dados experimentais para treino das redes. Este facto constitui uma desvantagem quando não existem dados experimentais. Para além disso, requer que para cada instalação experimental seja necessário "treinar" as redes neuronais.

Em Yoshimura e Takagi [38] é estudada a introdução de um observador de forças de perturbação num sistema de suspensão pneumático ativo desenvolvido para um carro de uma só roda. O intuito é o de estimar as forças de perturbação introduzidas pelo relevo da superfície. O observador utilizado é um observador de ordem mínima e é assumido que todas as variáveis de estado do modelo do carro são diretamente mensuráveis exceto a força de perturbação referida. O sistema de suspensão é constituído por um atuador pneumático de duplo efeito com um transdutor de pressão e uma servoválvula para cada câmara pneumática. O sistema de controlo da suspensão é constituído por um controlador de lógica *fuzzy* com um compensador para o tempo de resposta do atuador e o respetivo observador de forças de perturbação. A estimação do relevo da superfície apresenta erros de $1 mm$ em relação ao relevo real da superfície. A carga transportada não é variada por não ser esse o objetivo do estudo e não é estudada a introdução de forças exteriores.

Num outro estudo efetuado por Knestel *et al.* em 2008 [39] é utilizado um observador não linear para estimação da posição, da velocidade e das forças de perturbação. O sistema é constituído por músculos pneumáticos inseridos num robô de reabilitação do movimento das pernas de um ser humano. É utilizado um controlador não linear por *backstepping* e foram obtidos erros de 3° no seguimento de trajetórias sem variação da carga transportada e sem adição de forças exteriores.

Kosaki e Sano desenvolveram em [40] um observador de estado e de forças de perturbação utilizado para estimar a velocidade e a força de atrito, não sendo efetuados testes com a adição de forças exteriores. O sistema servopneumático é constituído por um atuador pneumático com duas servoválvulas, um transdutor de pressão para cada câmara pneumática e transdutores de posição,

velocidade e aceleração. Estes dois últimos são utilizados para comparação de resultados com e sem a utilização do observador. A compensação da força de atrito é feita a partir do controlo das pressões das câmaras pneumáticas de acordo com a estimação da força de atrito. Para o controlo de posição e pressões é utilizado um controlador PD. Com esta configuração foi obtido um erro de posição, em regime permanente, de 0.082 mm para tarefas de posicionamento. No entanto, não é estudada a introdução de forças exteriores ao sistema.

Schindele e Aschemann em [41] adicionam a um controlador por modos de deslizamento um observador de forças de perturbação, além de um compensador para as não linearidades da força de atrito. Este compensador é feito a partir da utilização do modelo de LuGre em *feedforward*. O sistema servopneumático é constituído por dois músculos pneumáticos que são utilizados para realizar o movimento horizontal de uma mesa. É desenvolvido um observador não linear de ordem reduzida utilizado para a estimação de forças de perturbação introduzidas pelas incertezas que possam existir no sistema servopneumático. A posição e a velocidade do atuador são mensuráveis. Com esta configuração foi obtido um erro de posição, em regime permanente, de 0.6 mm e um erro máximo de 3.5 mm no seguimento de trajetórias. Para avaliar a robustez do controlador e do observador é adicionada uma massa de 25 kg de forma a variar a carga transportada sendo obtidos erros posição máximos de 8 mm no seguimento da mesma trajetória.

Num estudo realizado por Langjord *et al.* [42] é desenvolvido um observador de estado e de forças de perturbação que estima a posição, a velocidade e a aceleração de um atuador pneumático de simples efeito bem como a pressão da câmara pneumática e as forças de perturbação. Ou seja, o vetor de estado do observador tem cinco componentes. O atuador faz parte de um sistema servopneumático que está inserido numa embraiagem de um camião de cargas pesadas. O sistema possui apenas uma válvula para controlar o caudal que é admitido/expulso na câmara do atuador e só possui um transdutor de posição. O observador desenvolvido é não linear e segue uma metodologia de controlo adaptativo. Com esta configuração foi obtido um erro de posição máximo na ordem dos 0.5 mm no seguimento de uma trajetória. É de referir que na presente dissertação as pressões de cada câmara são mensuráveis contrariamente ao que sucede no estudo de Langjord *et al.*

Todos os estudos acima pretendem atingir uma redução de custos, em termos de transdutores, e um melhor controlo de posição através da utilização de um observador. No entanto, alguns destes estudos como [41] utilizam modelos de atrito, por exemplo, para controlo de posição, facto que não é comum a esta dissertação. Somente em alguns casos é avaliada a robustez do conjunto controlador e observador através da variação da carga transportada ou da introdução de forças exteriores; nesta dissertação, ambos os casos são estudados.

4.2 Estratégias de controlo na presença de forças de perturbação

Na implementação de um DAC, o utilizador pode tomar uma de três estratégias relativamente à forma como vai lidar com as perturbações que possam existir:

- pode assumir que todas as perturbações ao sistema têm um efeito indesejável no seu comportamento e assim faz com o DAC seja concebido para cancelar o efeito dessas perturbações. Esta estratégia é apelidada na literatura de "*disturbance-absorbing controller*";
- nos casos em que a estrutura do sistema torna impossível cancelar o efeito das perturbações, o utilizador pode tomar a via de apenas minimizar o seu efeito. Na literatura, é apelidada de "*disturbance-minimization controllers*";
- por fim, o utilizador pode considerar que algumas das perturbações podem ter um efeito desejável no comportamento do sistema e fazer uso dessas perturbações para benefício do sistema. Este tipo é apelidado de "*disturbance-utilization controllers*"

Independentemente da estratégia utilizada, a ação de controlo fornecida ao sistema será sempre traduzida por:

$$u(t) = \theta(\mathbf{x}(t), \mathbf{z}(t), t) \quad (4.1)$$

ou seja, a ação de controlo u depende do vetor de estado \mathbf{x} e do vetor de estado das perturbações \mathbf{z} . Se estes vetores (ou algumas das suas componentes) não forem mensuráveis terão de ser estimados através do desenvolvimento de um observador que estima variáveis de estado (posição, velocidade, aceleração, etc.) e perturbações. De seguida, será apresentado o observador de estado e de forças de perturbação desenvolvido por Johnson [43] que foi o observador escolhido para implementação nesta dissertação.

4.3 Observador de Johnson

O observador de estado e de forças de perturbação escolhido para ser implementado neste trabalho foi apresentado por Johnson no fim dos anos 60 [9]. Este é capaz de estimar variáveis de estado como posição, velocidade e aceleração bem como forças de perturbação. É de referir que este observador não diferencia entre o tipo de forças de perturbação que possam estar aplicadas. Por exemplo, o sistema servopneumático estudado neste trabalho tem como forças de perturbação a força de atrito, as variações da força inercial da massa móvel e eventuais forças exteriores. O observador estima apenas uma força de perturbação que é o somatório das referidas. A estimação de variáveis como posição, velocidade e aceleração é uma aplicação comum dos observadores, seja através de observadores de ordem mínima ou de ordem completa [23]. A grande particularidade deste observador reside, portanto, no facto de ser capaz de estimar forças de perturbação.

A teoria desenvolvida por Johnson, de seguida apresentada, é apelidada na literatura de "*Disturbance Accommodating Controllers (DAC)*" [43]. Esta teoria permite que o utilizador consiga desenvolver sistemas de controlo multivariáveis em malha fechada que são extremamente eficazes em lidar com perturbações $\mathbf{w}(t)$ transitórias encontradas em casos práticos. Esta teoria pode também ser interpretada como uma "*generalização moderna em variáveis de estado dos esquemas de controlo (integral, notch filter e feedforward) que se provaram eficazes durante quatro décadas*"[43].

Em casos práticos, as perturbações $\mathbf{w}(t)$ num determinado sistema podem ser classificadas em dois grupos:

- Ruído e as perturbações daí resultantes. As séries temporais deste grupo de perturbações apresentariam uma estrutura errática e irregular. O ruído das escovas dos motores elétricos, a turbulência em fluidos e o ruído estático são alguns exemplos;
- Perturbações com uma estrutura em forma onda. Neste grupo, as séries temporais apresentariam padrões em forma de onda, pelo menos durante pequenos intervalos de tempo. Um exemplo duma perturbação deste grupo é apresentado na Fig. 4.1.

As perturbações em forma de onda, como as ilustradas na Fig. 4.1 podem ser modeladas por expressões semi-determinísticas como:

$$w(t) = c_1 v_1(t) + c_2 v_2(t) + \dots + c_m v_m(t) \quad (4.2)$$

onde $v_i(t), i = 1, 2, 3, \dots, m$ são conhecidas com m finito e c_i são parâmetros que podem mudar de valor de uma forma aleatória. Assim, as perturbações podem ser expressas, em qualquer momento, através de uma combinação linear entre as funções base $v_i(t)$ tendo parâmetros desconhecidos c_i . Na Fig. 4.1 mostra-se um caso em que uma perturbação em forma de onda é expressa pela combinação (4.2). Por exemplo, se uma perturbação $\mathbf{w}(t)$ é uma rampa esta pode ser representada por $w(t) = c_1 + c_2 t$. Comparando com a expressão (4.2), pode-se afirmar que para uma rampa:

$$v_1(t) = 1 \quad , \quad v_2(t) = t \quad (4.3)$$

Esta teoria (DAC) fornece uma ferramenta ao utilizador quando este lida com perturbações com forma de onda da mesma maneira que os métodos estocásticos permitem solucionar problemas envolvendo perturbações relacionadas com o ruído. A grande diferença entre a teoria de os DAC e a teoria estocástica reside no facto de DAC fornecerem informação instantaneamente (sem conhecimento do que possa acontecer no instante seguinte) enquanto que os métodos estocásticos requerem propriedades das séries temporais das perturbações como a média e a co-variância. Se uma perturbação $\mathbf{w}(t)$ tiver uma forma de onda, um DAC garante melhores resultados que os controladores estocásticos (para uma comparação entre ambos ver [43]).

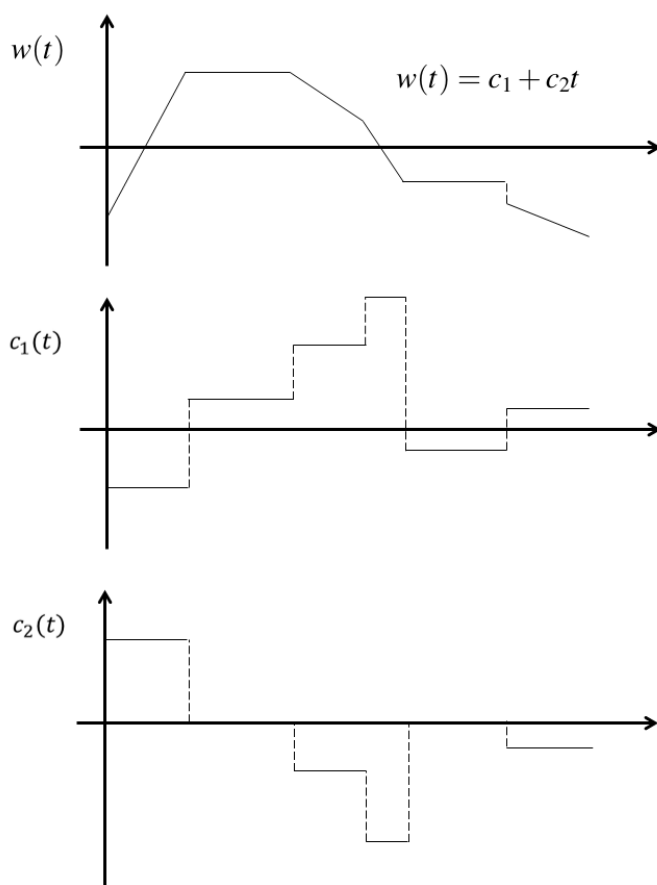


Figura 4.1: Perturbação com forma de onda genérica

4.3.1 Modelos de estado para perturbações

A modelação de uma perturbação requer o conhecimento de um conjunto de funções base $v_i(t)$. Para a definição de $v_i(t)$, o utilizador pode analisar visualmente ou através de meios informáticos, dados experimentais relativamente à perturbação $\mathbf{w}(t)$. Alternativamente, pode analisar as características dinâmicas do processo que produz $\mathbf{w}(t)$.

Depois de as funções base estarem definidas é necessário definir um modelo de estado associado à equação (4.2), modelo esse constituído por uma equação diferencial que a expressão (4.2) satisfaz. De uma maneira geral, pode-se pensar que a expressão (4.2) é uma solução geral de uma equação diferencial desconhecida que será mais tarde determinada [43]. Este passo é feito seguindo a metodologia apresentada em [43]. Sob as condições aí descritas, uma perturbação $\mathbf{w}(t)$ com forma de onda satisfaz a seguinte equação diferencial homogénea invariante no tempo:

$$\frac{d^\alpha w}{dt^\alpha} + q_\alpha \frac{d^{\alpha-1} w}{dt^{\alpha-1}} + q_{\alpha-1} \frac{d^{\alpha-2} w}{dt^{\alpha-2}} + \dots + q_2 \frac{dw}{dt} + q_1 w = 0 \quad (4.4)$$

onde os coeficientes $q_i, i = 1, 2, \dots, \alpha$, são conhecidos explicitamente pois são independentes de c_i , dependendo apenas do conjunto de funções base $v_i(t)$ (assumidas conhecidas). Recordando que

os coeficientes $c_i(t)$ da equação (4.2) podem ter variações no seu valor, em determinados instante de tempo e de uma forma aleatória, então para se contabilizar matematicamente essas variações é adicionada à equação (4.4) uma função de entrada ϑ , dependente apenas do tempo, que consiste numa sequência de impulsos de Dirac (ver [44]) completamente desconhecidos, com intensidade e ocorrência aleatórias [43]. Com isto a equação (4.4) passa a ser expressa por:

$$\frac{d^\alpha w}{dt^\alpha} + q_\alpha \frac{d^{\alpha-1} w}{dt^{\alpha-1}} + q_{\alpha-1} \frac{d^{\alpha-2} w}{dt^{\alpha-2}} + \dots + q_2 \frac{dw}{dt} + q_1 w = \vartheta(t) \quad (4.5)$$

A equação diferencial (4.5) de ordem α pode ser reescrita através de α equações diferenciais de ordem 1:

$$\begin{aligned} w &= z_1 \\ \dot{z}_1 &= z_2 + \vartheta_1(t) \\ &\vdots \\ \dot{z}_{\alpha-1} &= z_\alpha + \vartheta_{\alpha-1}(t) \\ \dot{z}_\alpha &= -z_1 t_1 - z_2 t_2 - \dots - z_\alpha t_\alpha + \vartheta_\alpha(t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

O vetor z com dimensão α será daqui para a frente designado como o vetor de estado da perturbação $w(t)$. É de referir que este vetor representa uma quantidade fictícia [43]. O método até agora apresentado parte do pressuposto que existem dados experimentais sobre $w(t)$. No entanto, na maioria dos casos, estes não existem. No caso de nada ser sabido sobre $w(t)$, o utilizador pode assumir que qualquer que seja a forma ou comportamento de $w(t)$, esta pode ser representada, em pequenos intervalos de tempo, por um polinómio em t como o abaixo apresentado, que expressa $w(t)$ através de uma série de potências:

$$w(t) = c_1 + c_2 t + c_3 t^2 + \dots + c_\alpha t^{\alpha-1} \quad (4.7)$$

Ou seja, com uma perturbação desconhecida a ser modelada pela expressão (4.7), a expressão (4.5) é assim traduzida por:

$$\frac{d^\alpha w}{dt^\alpha} = \vartheta(t) \quad (4.8)$$

ou ainda como,

$$\begin{aligned} w &= z_1 \\ \dot{z}_i &= z_{i+1} + \vartheta_i, \quad i = 1, 2, \dots, (\alpha - 1) \\ \dot{z}_\alpha &= \vartheta_\alpha \end{aligned} \quad (4.9)$$

4.3.2 Observador de estado composto

Considerando que um sistema genérico pode ser traduzido por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}(t)\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(t)\mathbf{x} + \mathbf{E}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \end{cases} \quad (4.10)$$

onde as matrizes $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$, $\mathbf{F}(t)$, $\mathbf{C}(t)$, $\mathbf{E}(t)$ e $\mathbf{G}(t)$ são assumidas conhecidas, o estado instantâneo de \mathbf{x} pode ser estimado em tempo real por um observador de estado cujas variáveis de entrada são a saída do sistema $\mathbf{y}(t)$ e a ação de controlo $\mathbf{u}(t)$. Por outro lado, uma perturbação com forma de onda pode ser traduzida por:

$$\begin{cases} \mathbf{w}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{z} + \mathbf{L}(t)\mathbf{x}(t) \\ \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{D}(t)\mathbf{z} + \mathbf{M}(t)\mathbf{x}(t) + \vartheta \end{cases} \quad (4.11)$$

onde as matrizes $\mathbf{H}(t)$, $\mathbf{L}(t)$, $\mathbf{D}(t)$ e $\mathbf{M}(t)$ são conhecidas, podendo ser determinadas pelos métodos referidos na secção 4.3.1. Assim, é possível construir um observador que pode estimar em tempo real, o estado instantâneo de $\mathbf{z}(t)$. Este observador de perturbação pode ser alterado para produzir também estimativas do vetor de estado $\mathbf{x}(t)$ [43]. A este observador capaz de estimar perturbações e o vetor de estado do sistema é dado o nome de observador de estado composto. Com este tipo de observador a ação de controlo fornecida ao sistema pode ser traduzida através de:

$$\mathbf{u}(t) = \theta(\hat{\mathbf{x}}(t), \hat{\mathbf{z}}(t), t) \quad (4.12)$$

com $\hat{\mathbf{x}}$ e $\hat{\mathbf{z}}$ a representarem as estimativas de $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{z}(t)$. Se os erros $\hat{\mathbf{e}}_x = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)$ e $\hat{\mathbf{e}}_z = \mathbf{z}(t) - \hat{\mathbf{z}}(t)$ convergirem rapidamente para zero, a expressão (4.12) será uma boa aproximação à expressão (4.1) [43].

É de seguida apresentado um observador de estado composto para um caso geral. Assume-se que o sistema é descrito pela expressão (4.10) e que as perturbações são traduzidas pela expressão (4.11). É também assumido que um subconjunto particular de $\mathbf{w}(t)$, denominado de $\mathbf{w}_m(t)$, é conhecido e mensurável. Se este conjunto for constituído por:

$$\mathbf{w}_m = (w_{m1}, \dots, w_{mj}) \quad (4.13)$$

então é possível expressar $\mathbf{w}_m(t)$ em termos de vetor de perturbação total $\mathbf{w}(t)$ através da definição de uma matriz \mathbf{J} ($j \times p$) com característica j :

$$\mathbf{w}_m = \mathbf{J}\mathbf{w} \quad (4.14)$$

Assim, é possível incluir no modelo da perturbação (4.11) o conhecimento de uma parte da perturbação $w(t)$. Para tal, basta definir-se uma nova matriz composta $\tilde{\mathbf{G}}$:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Então, o observador de estado composto para um caso geral é definido através da expressão (4.16) [43]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{FL} + \mathbf{K}_{11}\mathbf{C} + [\mathbf{K}_{11} \mathbf{K}_{12}]\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{L} & (\mathbf{F} + [\mathbf{K}_{11} \mathbf{K}_{12}]\tilde{\mathbf{G}})\mathbf{H} \\ \mathbf{M} + \mathbf{K}_{21}\mathbf{C} + [\mathbf{K}_{21} \mathbf{K}_{22}]\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{L} & \mathbf{D} + [\mathbf{K}_{21} \mathbf{K}_{22}]\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{11} \\ \mathbf{K}_{21} \end{bmatrix} \mathbf{y} - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{12} \\ \mathbf{K}_{22} \end{bmatrix} \mathbf{w}_m + \begin{bmatrix} \mathbf{B} + \mathbf{K}_{11}\mathbf{E} \\ \mathbf{K}_{21}\mathbf{E} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4.16)$$

onde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , \mathbf{E} , \mathbf{F} , \mathbf{G} , \mathbf{H} , \mathbf{L} , \mathbf{M} são as matrizes apresentadas nas expressões (4.10) e (4.11). As matrizes \mathbf{K}_{11} , \mathbf{K}_{12} , \mathbf{K}_{21} e \mathbf{K}_{22} são escolhidas pelo utilizador tendo em conta a estabilidade do sistema [43], podendo ser denominadas como os ganhos do observador. Na Fig. 4.2 é apresentado o diagrama de blocos resultante da implementação do observador de estado composto para um caso geral construído a partir da expressão (4.16).

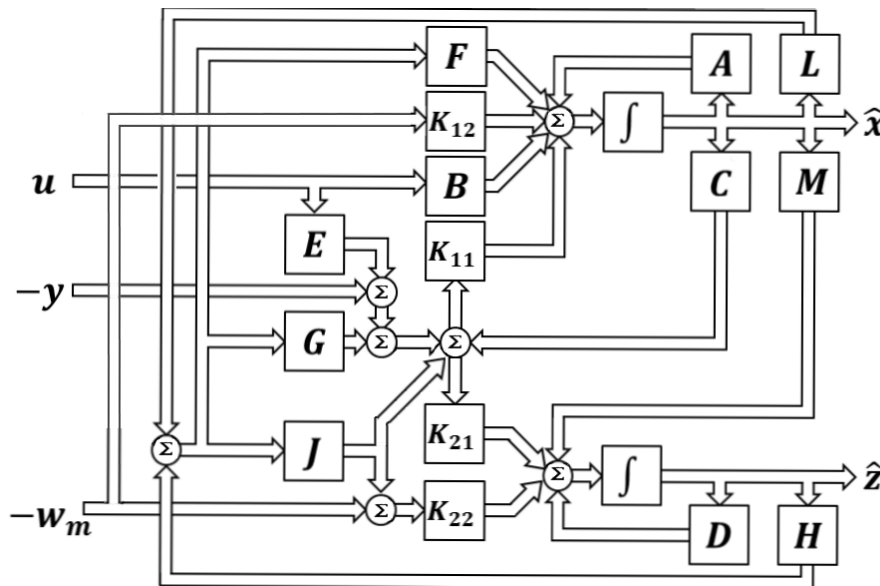


Figura 4.2: Observador de estado composto

4.4 Implementação do observador de Johnson

Neste trabalho a velocidade, a aceleração e as forças de perturbação não são conhecidas, pois não são mensuráveis. O observador a implementar deve ser capaz de estimar estas três variáveis sendo que as forças de perturbação podem ter três origens:

- força de atrito;
- forças exteriores;
- variação da força de inércia devido à variação da massa móvel.

Assumiu-se que o sistema e as perturbações podem ser traduzidas pelas expressões (4.10) e (4.11), respetivamente, faltando definir os parâmetros dessas expressões. Para a definição desses parâmetros foram assumidos alguns pressupostos que são, de seguida, apresentados:

1. considerou-se que $w(t)$, independentemente da sua forma, será traduzido, ainda que em curtos intervalos de tempo, por uma constante, isto é, $w = c_1$;
2. é assumida a inexistência de uma relação direta entre o estado da perturbação $z(t)$ e estado do sistema $x(t)$. Dito isto, também é possível afirmar que, neste trabalho, estamos perante uma força de perturbação que é totalmente desconhecida ao utilizador, não havendo dados experimentais sobre a mesma.
3. também é assumida a inexistência de uma relação entre a saída do sistema y e a ação de controlo e , entre a saída do sistema e a força de perturbação. Sabe-se, no entanto, que a saída do sistema é coincidente com a primeira componente de $x(t)$;
4. as forças de perturbação têm um efeito indesejável no comportamento do sistema, o que nos diz que o DAC a implementar será do tipo "disturbance-absorbing controller". Ou seja, a força de perturbação estimada pelo observador será uma parcela da ação de controlo do controlador de posição de modo a cancelar os efeitos das perturbações.

Com estes pressupostos, o sistema servopneumático pode ser traduzido pela estrutura apresentada na Fig. 4.3, onde é contabilizada a dinâmica de pressões das câmaras pneumáticas através do bloco $\frac{1}{\tau s + 1}$. Nesta figura, s representa, por abuso de notação, a derivada temporal.

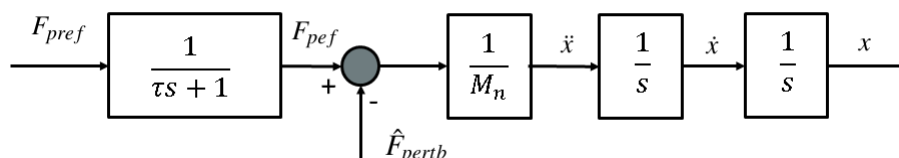


Figura 4.3: Diagrama de blocos do modelo do sistema servopneumático utilizado no observador de acordo com os referidos pressupostos

A expressão resultante da análise da figura acima é:

$$x = \frac{1/M_n}{s^2(\tau s + 1)} F_{pref} - \frac{1}{M_n s^2} \hat{F}_{pertb} \quad (4.17)$$

onde M_n representa a massa nominal do sistema cujo valor será definido posteriormente. Através de manipulação algébrica é possível reescrever a expressão (4.17) como:

$$\ddot{x} = \frac{1}{\tau M_n} F_{pref} - \frac{1}{\tau M_n} \hat{F}_{pertb} - \frac{\ddot{x}}{\tau} \quad (4.18)$$

com

$$\hat{F}_{pertb_A} = (\tau s + 1)\hat{F}_{pertb} \quad (4.19)$$

Neste momento, resta definir o modelo do sistema servopneumático e o modelo da perturbação tendo como base as expressões (4.10) e (4.11), respetivamente.

Modelo do sistema servopneumático

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix}, \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dddot{x} \end{bmatrix}, u = F_{pref}, w = \hat{F}_{pertb_A} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/\tau M_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}, \text{ do pressuposto 3 da página 57} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}, \text{ do pressuposto 2 da página 57} \quad (4.23)$$

as expressões (4.22) e (4.23) levam a que $\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/\tau M_n \end{bmatrix}, \text{ do pressuposto 4 da página 58} \quad (4.24)$$

Modelo da Perturbação

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}, \text{ porque } \dot{z} = \vartheta \quad (4.25)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}, \text{ do pressuposto 1 da página 57} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}, \text{ do pressuposto 2 da página 57} \quad (4.27)$$

Com as expressões acima e relembrado a expressão para o observador de estado composto (4.16) é possível definir que:

$$\mathbf{o} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{\dot{x}} \\ \hat{\ddot{x}} \\ \hat{F}_{pertb_A} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

e

$$\begin{bmatrix} \hat{\dot{\mathbf{x}}} \\ \hat{\dot{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{K}_{11}\mathbf{C} & \mathbf{F}\mathbf{H} \\ \mathbf{K}_{21}\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{z}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{11} \\ \mathbf{K}_{21} \end{bmatrix} y + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (4.29)$$

onde \mathbf{o} representa o vetor de estado do observador composto que tem quatro componentes, logo o observador de estado composto irá ter como ganhos \mathbf{K}_{11} , vetor com 3 componentes (K_{111} , K_{112} , K_{113}) e K_{21} que representa um escalar por se considerar $z = c_1$, estes dois vetores são representados por:

$$\mathbf{K}_{11} = \begin{bmatrix} K_{111} \\ K_{112} \\ K_{113} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$K_{21} = [K_{21}] \quad (4.31)$$

É possível, a partir da expressão (4.29), obter o diagrama de blocos representado na Fig. 4.4.

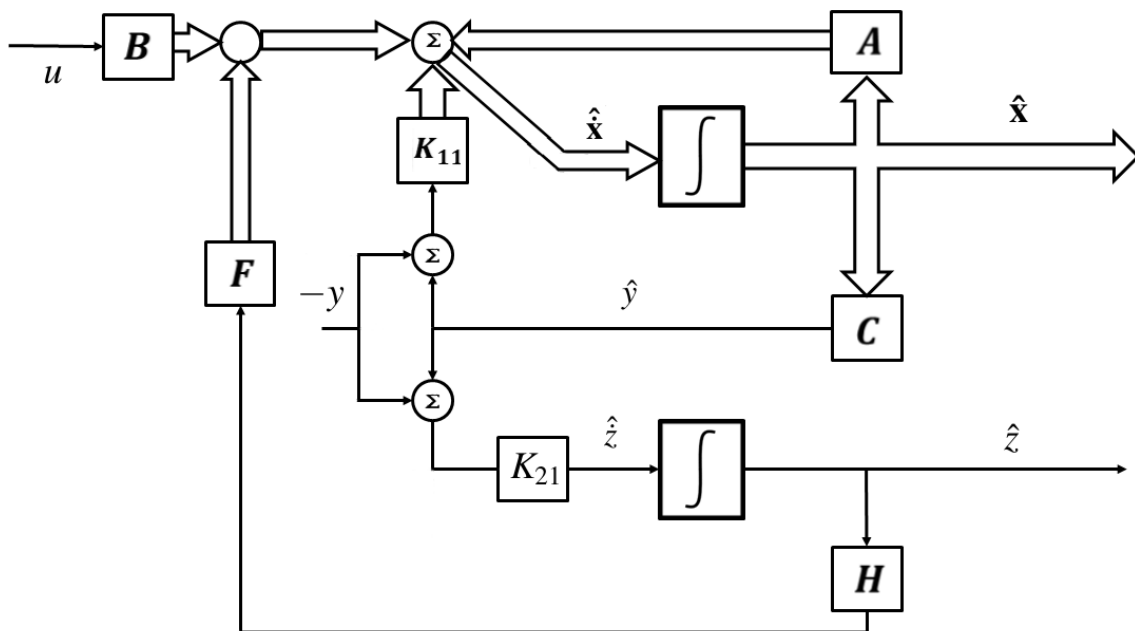


Figura 4.4: Diagrama de blocos resultante da expressão (4.29)

Com o vetor \mathbf{K}_{11} e o escalar K_{21} apresentados nas expressões abaixo, tendo sido obtidos por um processo de alocação de pólos materializado pela função *place* do *Matlab*®. Fixou-se a largura de banda do observador nos 100 rad/s .

$$[\mathbf{K}_{11}] = \begin{bmatrix} 220 \\ 2.19 \times 10^4 \\ 1.98 \times 10^5 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$K_{21} = -3.5245 \times 10^6 \quad (4.33)$$

4.4.1 Definição de M_n e e_{obs}

Nesta secção é apresentada a metodologia empregue na definição de M_n e e_{obs} , estes valores são necessários para determinar as incertezas máximas para o controlador desenvolvido no capítulo seguinte. São também apresentados os resultados obtidos, em simulação, na estimação das componentes do vetor \mathbf{o} . A expressão (4.34) permite definir a estimativa das forças de perturbação como a soma entre a própria força de perturbação (desconhecida) e uma parcela associada à variação da força inercial da carga transportada pelo atuador:

$$\hat{F}_{pertb} = F_{pertb} + \Delta M \ddot{x} \quad (4.34)$$

onde os parâmetros ΔM e \ddot{x} são conhecidos ou facilmente obtidos. Sobre a F_{pertb} nada é sabido por não existir uma forma de obter informação sobre a mesma, o que traz dificuldades caso se queira definir um erro entre a mesma e a sua estimativa, no entanto é sabido que existe uma parcela das forças de perturbação associada à diferença entre a massa nominal e móvel. Assim é possível expressar

$$F_{pertb} = F_{pref} - M \ddot{x} \quad (4.35)$$

isto é, a força de perturbação real será sempre igual à diferença entre F_{pref} e $M \ddot{x}$, variáveis que são conhecidas. O valor de ΔM não é explicitamente conhecido, no entanto são conhecidos os seus valores extremos $\Delta M_{max,min}$, ou seja, a diferença entre M_n e $M_{max,min}$ respetivamente. Desta forma não é necessário o conhecimento explícito de F_{pertb} pois esta é definida a partir da ação de controlo e de uma das componentes da perturbação. Na expressão (4.35), tal como na secção 3.2.5 é desprezada a dinâmica de pressões existente. Assim na aceleração estará contida toda a informação relativamente ao comportamento do sistema e conseqüentemente às outras componentes da força de perturbação. Desta forma, é possível comparar, em simulação, F_{pertb} com \hat{F}_{pertb} e calcular um erro associado à estimação do observador (e_{obs}). Para a definição do valor para e_{obs} foram realizadas simulações nas seguintes condições:

- o observador é utilizado em malha aberta;
- o sistema é controlado pelo controlador VSC sem ação integral da secção 3.2.5, pois o controlo de posição resultante da sua utilização é satisfatório para este exercício;
- é utilizada uma referência de posição sinusoidal com uma frequência única de maneira a cobrir o espaço de estados em que o sistema opera;
- as simulações foram efetuadas com o sistema servopneumático na configuração de massa máxima e mínima;
- é pretendido comparar F_{pertb} com \hat{F}_{pertb} o que relembrando as expressões (4.18) e (4.19) leva à necessidade de retirar a \hat{F}_{pertb_A} a dinâmica de pressões já contabilizada.

Sob estas condições, foram também efetuadas simulações para quatro valores de M_n com o intuito de determinar o valor que leva a um menor e_{obs} , sendo utilizados os valores extremos de M

e as respectivas médias aritmética e geométrica. Os resultados em termos de erro são apresentados nas Fig. 4.5 e 4.6. Note-se que nas figura abaixo, o momento para o qual o erro é maior, entre as forças, coincide com a inversão no sentido de movimento do êmbolo do atuador.

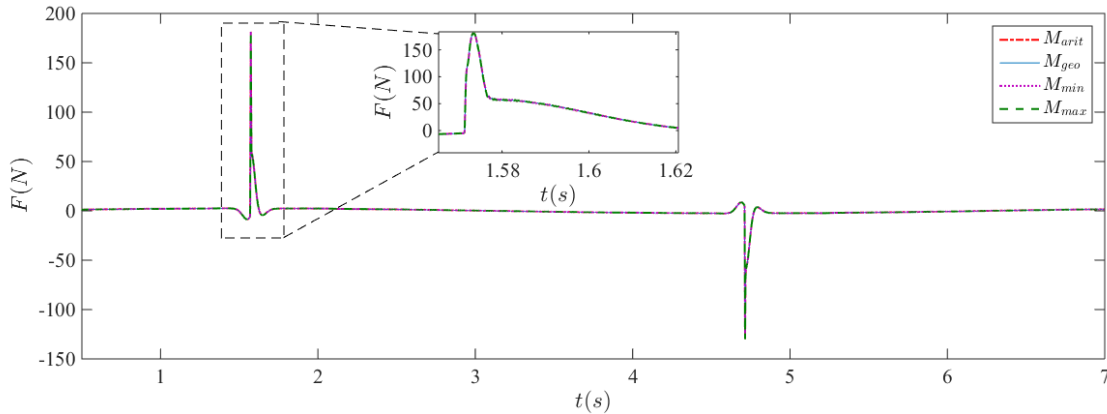


Figura 4.5: Erro entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb} com $M = M_{max}$

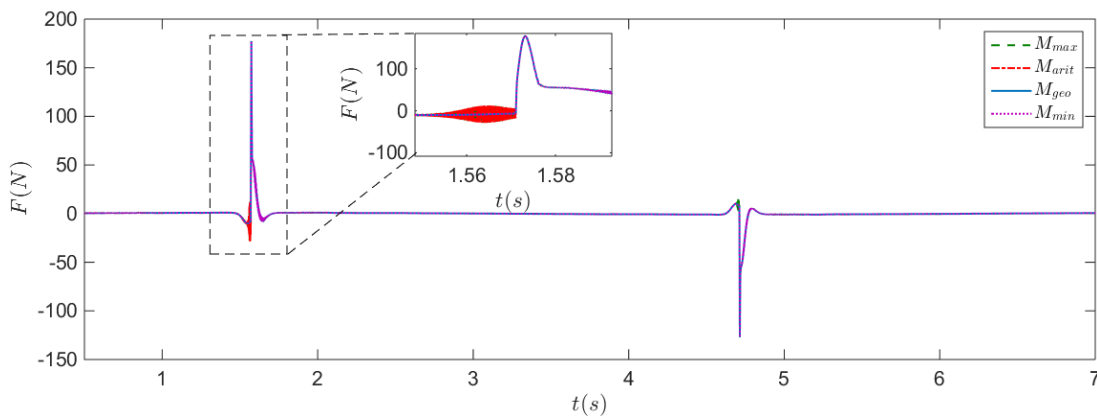


Figura 4.6: Erro entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb} com $M = M_{min}$

De forma a avaliar-se a dispersão do erro entre os sinais de F_{pertb} e de \hat{F}_{pertb} foi calculado o erro quadrático médio para cada configuração. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.1 e através da sua análise retira-se que o menor valor de erro é obtido para 7.89 kg, o que faz deste o valor escolhido para M_n . Da análise da referida tabela também é possível notar um padrão no comportamento do observador de Johnson. Sempre que o observador é levado a estimar forças de perturbação com $M_n \geq M$ o erro obtido é maior do que para as situações em que $M_n \leq M$.

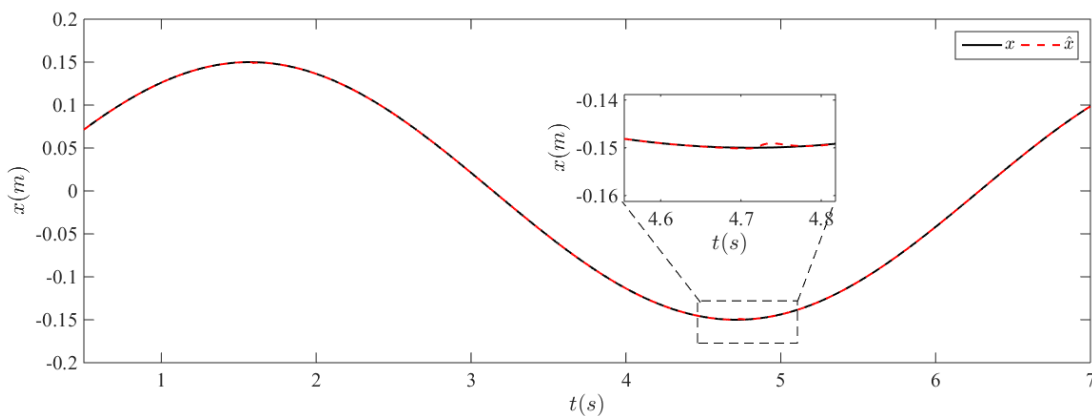
Tabela 4.1: Valor de dispersão de e_{obs} para diferentes configurações de massa

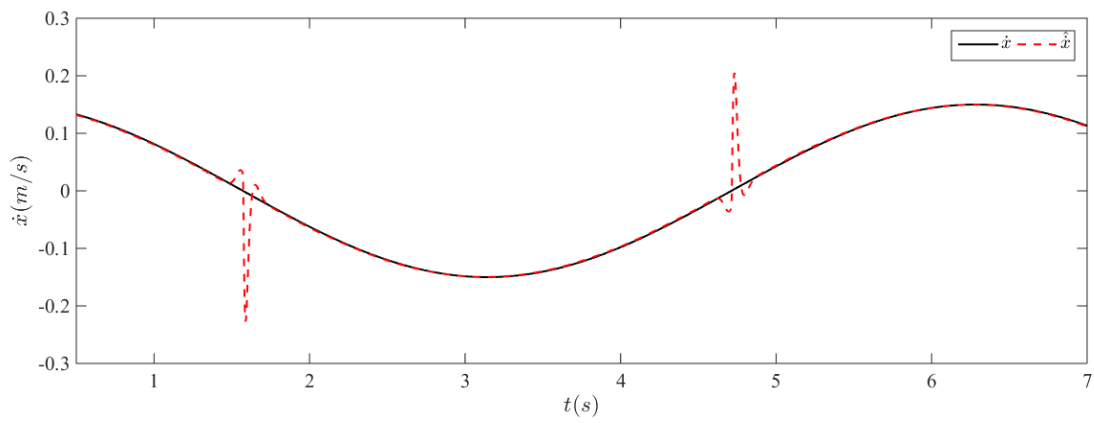
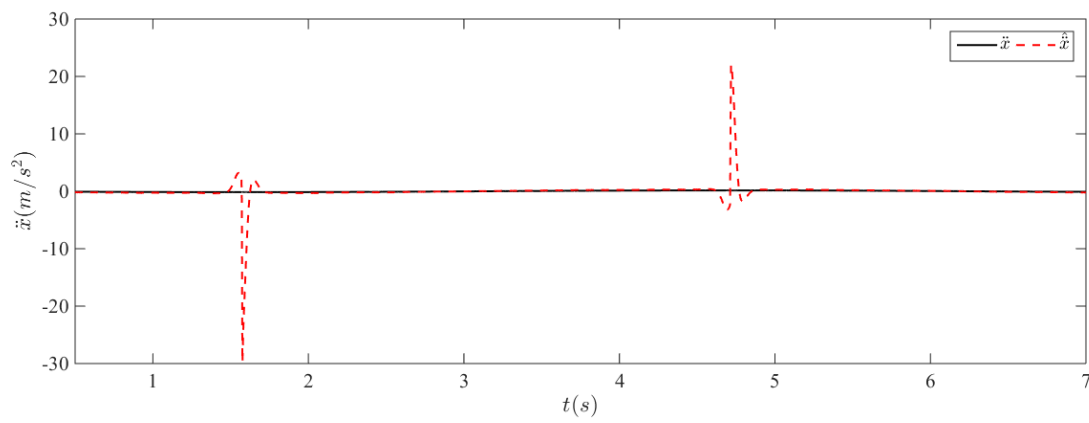
M_n (kg)	e_{rms} (N)	
	M_{max}	M_{min}
$M_{min} = 2.69$	10.47	14.94
$M_{geo} = 5.93$	9.90	13.65
$M_{arit} = 7.89$	9.60	12.64
$M_{max} = 13.1$	9.80	12.69

Estes resultados, obtidos em simulação, são também possíveis de obter na instalação experimental, mesmo sem a utilização de um acelerómetro. Recolhem-se dados (experimentais) "online" sobre a posição e posteriormente, já "offline" (assim os efeitos nefastos do ruído são menos sentidos) são aplicadas diferenças finitas centradas para obtenção da velocidade e da aceleração. Deste forma, não é necessário a utilização de um acelerómetro. No que toca aos valores das massas nominal e móvel são conhecidos pelo utilizador, pois é este que coloca a massa móvel no carro guiado, o valor da massa nominal e da ação de controlo são conhecidos também, por serem definidos pelo utilizador.

4.4.2 Estimação das componentes do vetor de estado do observador

Com o observador completamente definido apresentam-se alguns resultados em que são comparadas as variáveis do vetor \mathbf{o} com a posição, a velocidade e a aceleração dadas pelo modelo não linear do atuador (Fig. 4.7, 4.8, 4.9); para as forças de perturbação é comparada a \hat{F}_{pertb} com a F_{pertb} (Fig. 4.10). Estes resultados foram obtidos para a referência S_2 e para $M = M_{max}$. O observador revela-se bom na estimação da variáveis de estado, exceto nas zonas onde a perturbação não linear devida ao atrito estático é mais evidenciada.

**Figura 4.7:** Comparação entre x e \hat{x}

**Figura 4.8:** Comparação entre \dot{x} e $\hat{\dot{x}}$ **Figura 4.9:** Comparação entre \ddot{x} e $\hat{\ddot{x}}$

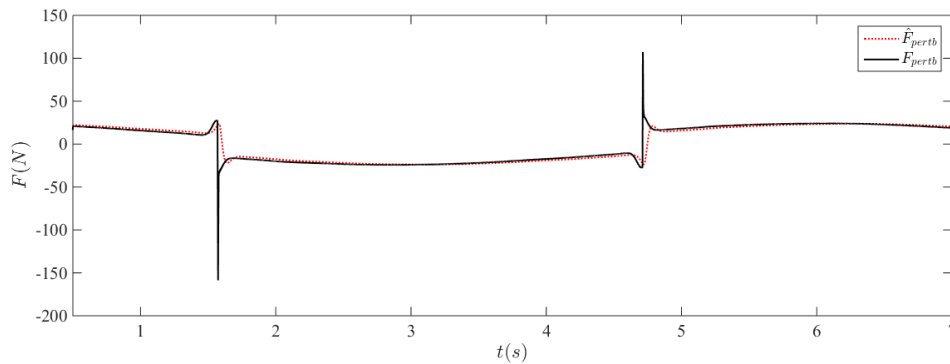


Figura 4.10: Comparação entre \hat{F}_{pertb} e F_{pertb}

4.5 Conclusões do capítulo 4

Neste capítulo foi apresentada uma breve revisão bibliográfica sobre observadores de estado compostos com o intuito de mostrar os resultados obtidos com a sua implementação, esta revisão também servirá para comparação com os resultados apresentados no capítulo 5.

De seguida, foi apresentado o conceito por trás do observador de Johnson e a forma como este foi implementado nesta dissertação. Após a definição do observador utilizado neste trabalho é definido o erro entre a força de perturbação e a sua estimativa (e_{obs}) o que também permitiu definir qual o valor ótimo para M_n . Na definição de M_n foram testados, em simulação, quatro valores, M_{min} , M_{geo} , M_{arit} e M_{max} . O melhor resultado foi obtido com a M_{arit} e com esta configuração foi obtido um erro de observação de 12.64N. Na parte final deste capítulo são apresentados alguns resultados associados à estimação das componentes do vetor de estado do observador.

No próximo capítulo, será apresentado um controlador não linear que utiliza a informação disponibilizada pelo observador desenvolvido no presente capítulo. Também serão apresentados os resultados obtidos para o controlo de posição do sistema servopneumático.

Capítulo 5

Controlo não linear com Observador

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos para o controlo de posição do atuador e para as estimativas das componentes do vetor de estado composto, quando o observador é utilizado em malha fechada com o controlador desenvolvido no capítulo 4. São apresentados os resultados para a referência S_1 e S_2 . Para cada referência é apresentado o resultado para as duas superfícies de deslizamento (ψ_1 e ψ_2). De maneira a explorar as diversas possibilidades em termos de variáveis fornecidas ao controlador de posição são apresentados os resultados para dois casos:

- realimentação da posição x do êmbolo;
- realimentação da estimação da posição \hat{x} dada pelo observador de Johnson. Esta variante é importante pois ao fornecer a estimativa da posição e não a própria posição, estamos a fornecer sinais que contêm menos ruído;

Dito isto, este capítulo encontra-se dividido em três secções, uma secção onde é apresentada a síntese do controlador posição que utiliza a informação disponibilizada pelo observador, uma secção onde x é a variável de realimentação utilizada pelo controlador de posição e outra para quando a variável de realimentação é \hat{x} . Desta forma será possível comparar qual o desempenho obtido com as duas configurações. É de referir que quer as estimativas da velocidade, da aceleração e das forças de perturbação serão sempre fornecidas ao controlador. O controlador de posição foi testado, em simulação, com os parâmetros apresentados na Tabela 5.1, para os valores extremos de M .

Tabela 5.1: Parâmetros do controlador de posição

Parâmetro	Λ (rad/s)	ε (m)	η (m/s ²)
Valor	2.5	0.0001	6.5

Na parte final deste capítulo são apresentados resultados que permitem uma melhor caracterização da estrutura controlador e observador.

5.1 Estrutura do controlador não linear com observador

O controlador não linear utilizado para controlar o sistema servopneumático é semelhante ao utilizado na secção 3.2. A única diferença reside na implementação do observador desenvolvido neste capítulo, pelo que a nova estrutura é apresentada na Fig. 5.1.

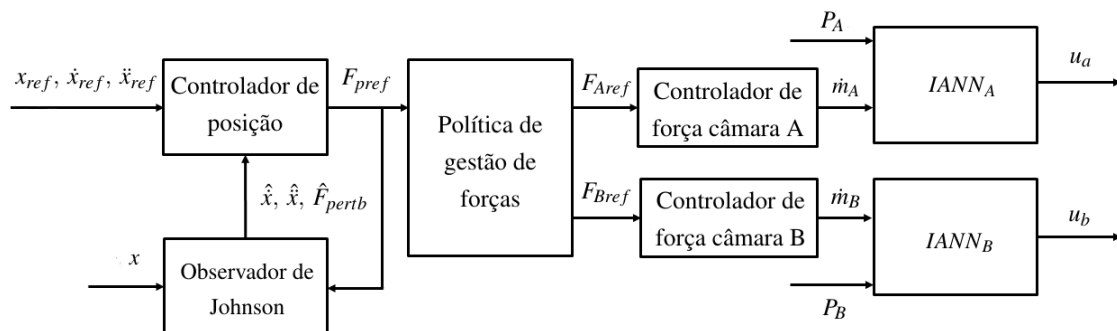


Figura 5.1: Estrutura do controlador não linear proposto para este capítulo

Com a integração do observador é reduzida a incerteza associada ao desconhecimento do comportamento da força de atrito, a incerteza associada a eventuais forças exteriores que possam existir e a incerteza associada à massa móvel. Por estes motivos, o controlador não linear que será implementado juntamente com o observador, não será exatamente igual ao apresentado na secção 3.2.

5.1.1 Controlador de posição

O controlador de posição aqui apresentado foi desenvolvido através da metodologia apresentada na secção 3.2.5, pelo que as equações que o definem são semelhantes às aí apresentadas. O controlador desta secção continua a ser um controlador de estrutura variante (VSC) com camada limite fixa, a possibilidade de possuir uma ação integral ou não continua a ser verificada. Nesta secção serão apresentadas as principais diferenças entre o controlador da secção 3.2.5 e o controlador desenvolvido nesta secção.

Como dito, o observador é capaz de estimar uma força de perturbação que engloba todas as perturbações que possam existir no sistema servopneumático. Por exemplo, para o observador o sistema é traduzido pela Fig. 4.3 onde é visível que o sistema possui uma massa M_n , no entanto a massa móvel pode variar. A diferença entre o valor de M_n e de M (massa real do sistema) irá introduzir uma força de perturbação inercial no sistema, logo o observador irá estimar uma \hat{F}_{pertb} que já contém esta perturbação. Através deste facto podemos estabelecer uma interação entre o sistema servopneumático real e o sistema considerado para o controlador deste capítulo, apresentada na Fig. 5.2. Note-se que, tal como na secção 3.2.5, foi desprezada na síntese deste controlador, a dinâmica de pressões. Assim podemos afirmar que na Fig. 5.2, F_{pref} é igual a F_{pref} .

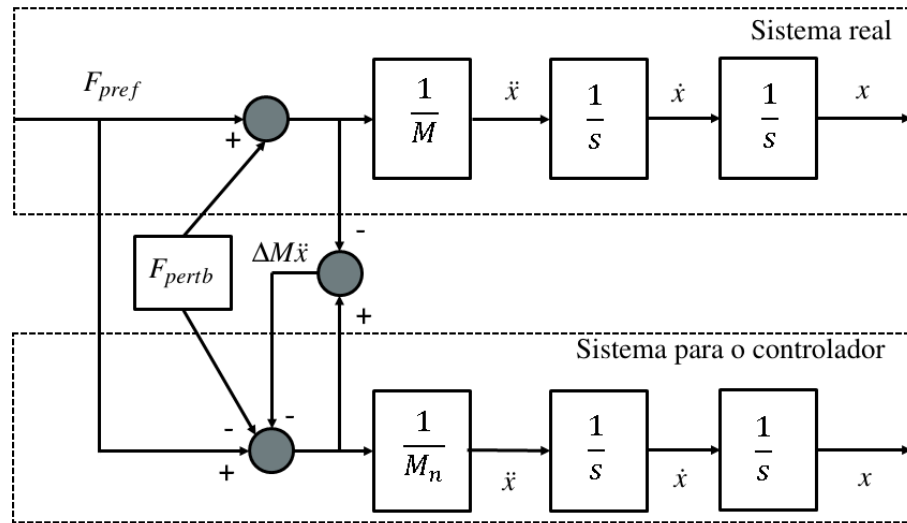


Figura 5.2: Interação entre o sistema servopneumático real e o sistema servopneumático considerado no controlador

Através da análise da Fig. 5.2 é possível expressar a dinâmica do movimento através de:

$$M_n\ddot{x} = -F_{pertb} - \Delta M\ddot{x} + F_{pref} \quad (5.1)$$

o que na notação de Slotine se traduz em:

$$f = b(-F_{pertb} - \Delta M\ddot{x}) \quad (5.2)$$

com,

$$b = \hat{b} = \frac{1}{M_n} \quad (5.3)$$

Com esta formulação é obtido um controlador em que é assumido que não existe qualquer tipo de incerteza além da incerteza associada à estimativa das forças de perturbação. Também é possível afirmar que todas as incertezas, já referidas, estão contidas na estimação das variáveis pelo observador, nomeadamente, na estimação da F_{pertb} . Assim, também é possível afirmar que \hat{f} é dado por:

$$\hat{f} = -\frac{\hat{F}_{pertb}}{M_n} \quad (5.4)$$

com

$$\hat{F}_{pertb} = F_{pertb} + \Delta M\ddot{x} \quad (5.5)$$

A expressão (5.5) está de acordo com o anteriormente afirmado no que toca à perturbação introduzida pela diferença entre M_n e M . Da expressão (5.3) conclui-se que o parâmetro β é igual

à unidade, o que leva a expressar k_{vsc} como:

$$k_{vsc} \geq (F + \eta) \quad (5.6)$$

em que

$$F = \left| \frac{1}{M_n} (-F_{pertb} - \Delta M \ddot{x} + \hat{F}_{pertb}) \right|_{max} \quad (5.7)$$

O parâmetro F representa o erro que existem entre a força de perturbação existente no sistema e a estimação desta pelo observador, o que torna a sua definição de extrema importância por representar a incerteza associada à estimação das forças de perturbação. Para a completa definição de F , foram utilizados os resultados obtidos na secção 4.4.1. O valor máximo de e_{rms} (para $M_n = 7.89 kg$) foi multiplicado por dois, pois a estatística diz-nos que desta forma temos 95% de confiança que será este o valor do erro entre a estimação e a realidade [45]. Neste momento é possível expressar F como

$$F = \left| \frac{25.28}{7.89} \right| \quad (5.8)$$

Para a completa definição deste controlador são utilizadas as mesmas expressões da secção 3.2.5 pelo que não serão aqui apresentadas. Este tipo de controlador, em que a estimativa da força de perturbação é introduzida na ação de controlo, é designado na literatura por "*disturbance accommodating controller* (DAC).

5.1.2 Estrutura do controlador de posição com observador

Na Fig. 5.3 é apresentada a estrutura do controlador VSC com o observador de estado composto para uma melhor compreensão do seu funcionamento. A título de exemplo é apresentada a estrutura quando o controlador possui uma ação integral.

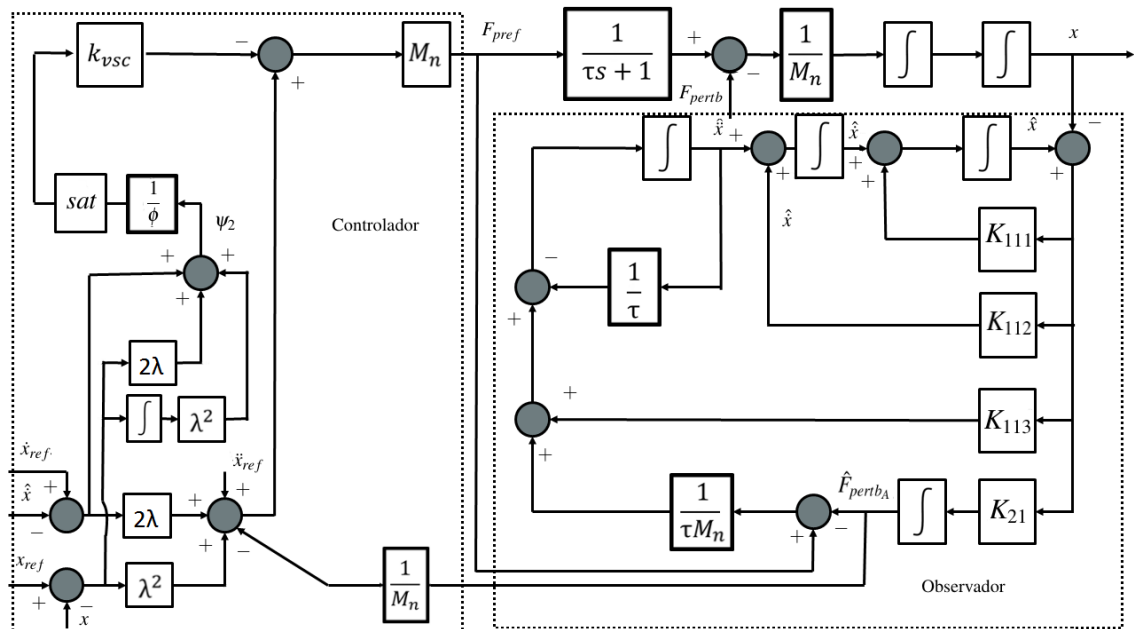


Figura 5.3: Estrutura do controlador com o observador

5.2 Resultados com realimentação de x

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos quando x é a variável de realimentação usado pelo controlador de posição. Na Fig.5.4 é apresentado um esquema da configuração utilizada, onde é possível evidenciar as interações entre controlador, observador e sistema.

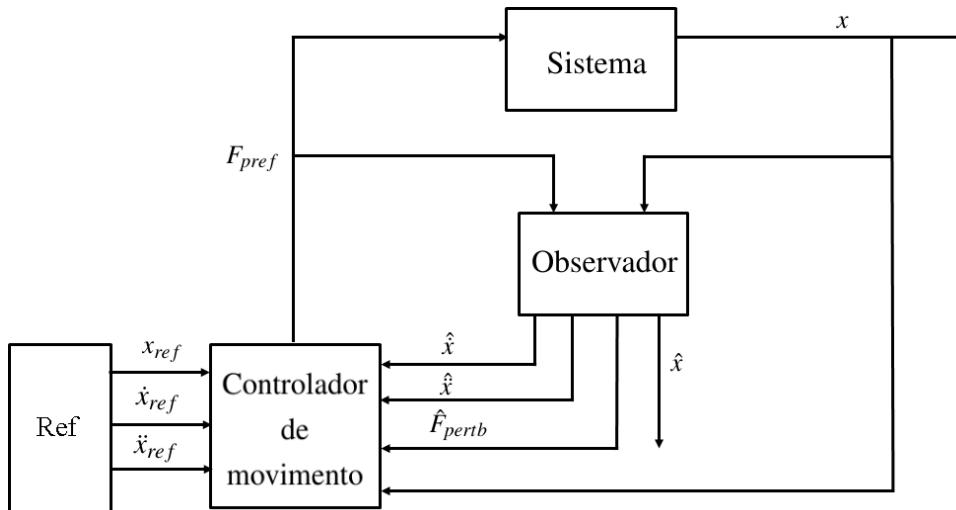


Figura 5.4: Esquema da configuração (controlador e observador) utilizada nesta secção

5.2.1 Controlador com superfície ψ_1

Com referência S_1

Na Fig. 5.5 é apresentado o resultado obtido quando a referência é S_1 e a superfície é ψ_1 para o controlo de posição. Como se pode ver, o erro máximo é obtido em regime transitório para qualquer configuração de massa. Quando em regime permanente, o erro de posição praticamente desaparece. Na ampliação existente nesta Figura, também é possível visualizar que o erro máximo aparece quando o atuador está prestes a entrar em regime permanente, isto é, o atuador está prestes a parar o seu movimento. Quando este pára ou inicia o seu movimento, as não linearidades da força de atrito, nomeadamente do atrito estático, são mais evidenciadas e o observador, devido ao seu tempo de resposta, não consegue estimar a evolução daí resultante.

Analisando a Fig. 5.6, onde é apresentada a evolução do erro de posição, é possível verificar que o maior valor de erro acontece para M_{max} . A evolução do erro para M_{min} e M_{max} não é igual, pois para o observador e controlador o sistema tem uma massa M_n . Por exemplo, quando $M = M_{max}$ o observador estima uma força de perturbação associada ao facto de $M > M_n$; quando $M = M_{min}$ o observador terá de deixar uma componente da força de perturbação devido à componente de perturbação já assumida por $M < M_n$.

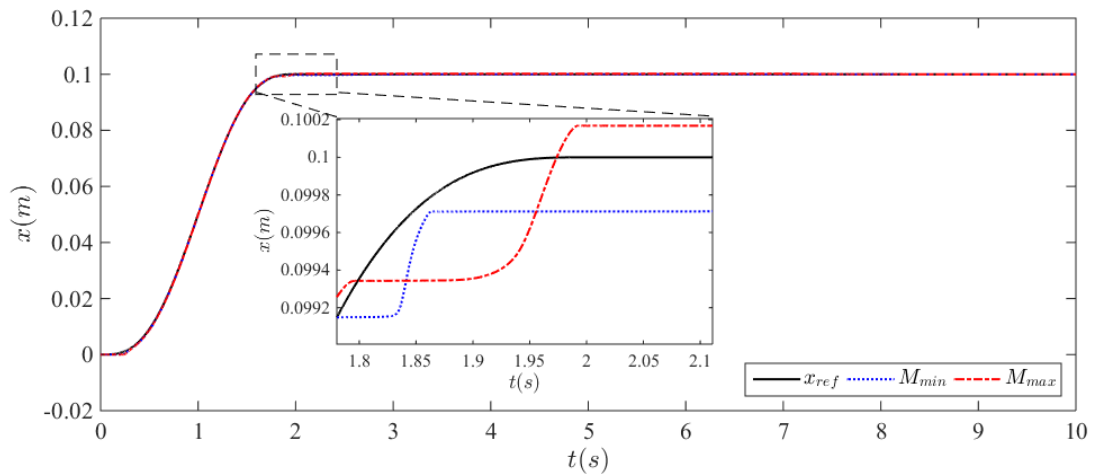


Figura 5.5: Controle de posição com ψ_1 e S_1

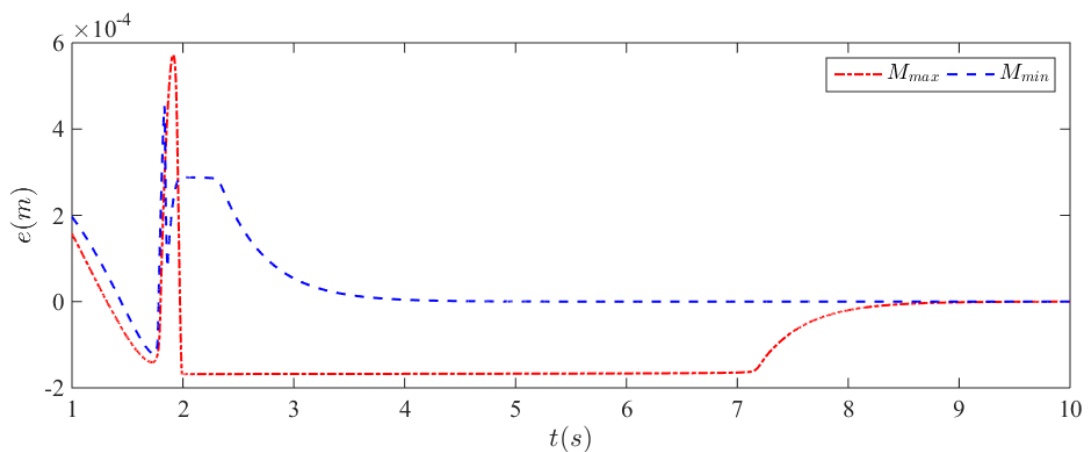


Figura 5.6: Erro de posição para ψ_1 e S_1

Na Fig. 5.7 é apresentada a ação de controlo do controlador de posição para os dois valores extremos de massa. Note-se que a diferença entre os valores quando em regime permanente, estão de acordo com os valores do erro de posição apresentados na Tabela 5.2. Por exemplo, para M_{max} o erro de posição é, em regime permanente, positivo, logo a ação de controlo será negativa, de maneira a levar a posição do atuador à referência. Se esta ação de controlo for comparada com a ação de controlo do controlador VSC do capítulo 3 facilmente se chega à conclusão que o controlador aqui testado origina uma ação de controlo muito mais suave e menos ativa.

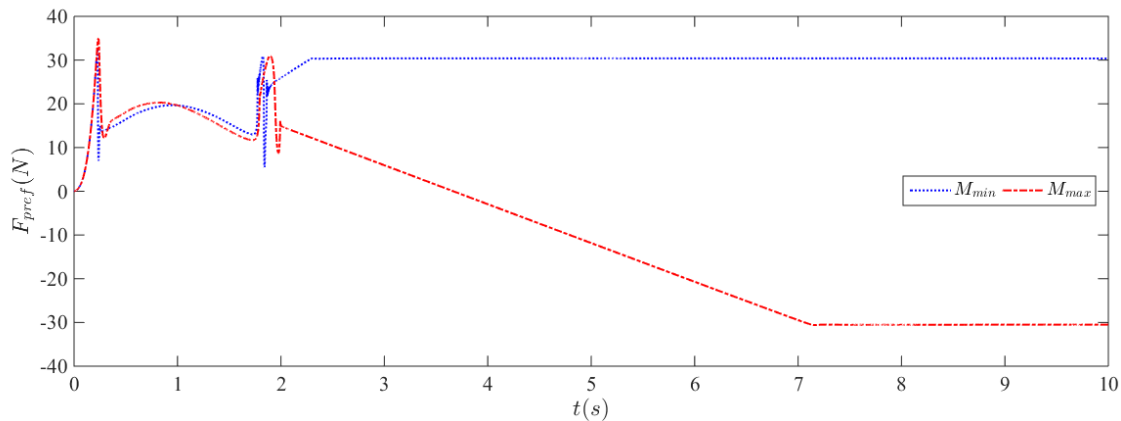


Figura 5.7: Ação de controle do controlador de posição F_{pref} para ψ_1 e S_1

Com referência S_2

Apresentam-se agora os resultados obtidos quando a referência é S_2 , ficando-se assim a saber qual o desempenho do controlador no seguimento de uma trajetória. Na Fig. 5.8 são apresentados os resultados para o controlo da posição. É obtido um controlo de posição satisfatório no seguimento da trajetória. No entanto, como se pode visualizar nas ampliações da referida Figura, após a chegada ao valor máximo/mínimo da senoide, ou seja, após a inversão do sentido de movimento, acontece o que já foi visto com S_1 . O erro de posição atinge o seu valor máximo quando as não linearidades da força de atrito são mais evidenciadas, neste caso na inversão do movimento.

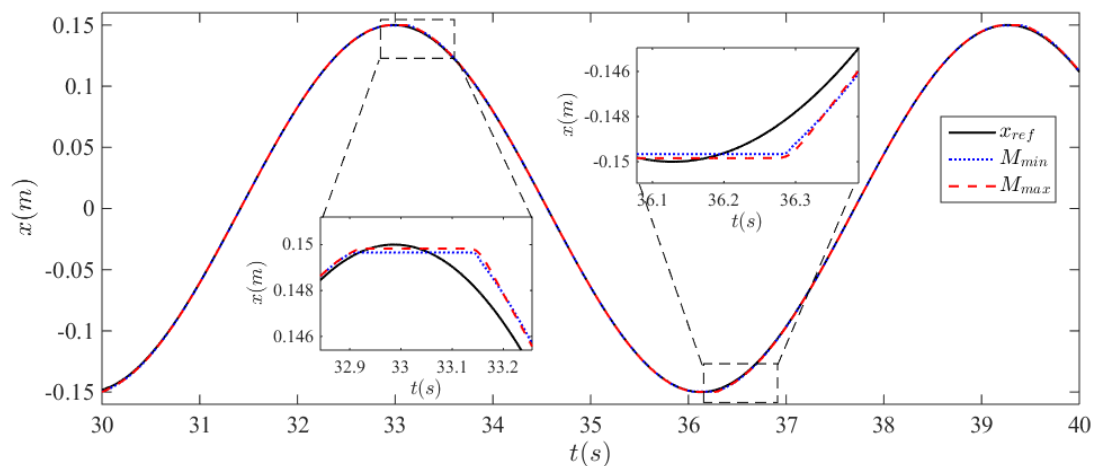


Figura 5.8: Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_1 e S_2

Analisando a Fig. 5.9, onde é apresentado a evolução do erro de posição, podemos observar que os valores máximo do erro acontecem como referido, após a inversão do sentido de movimento, sendo o comportamento para qualquer configuração de massa é extremamente semelhante.

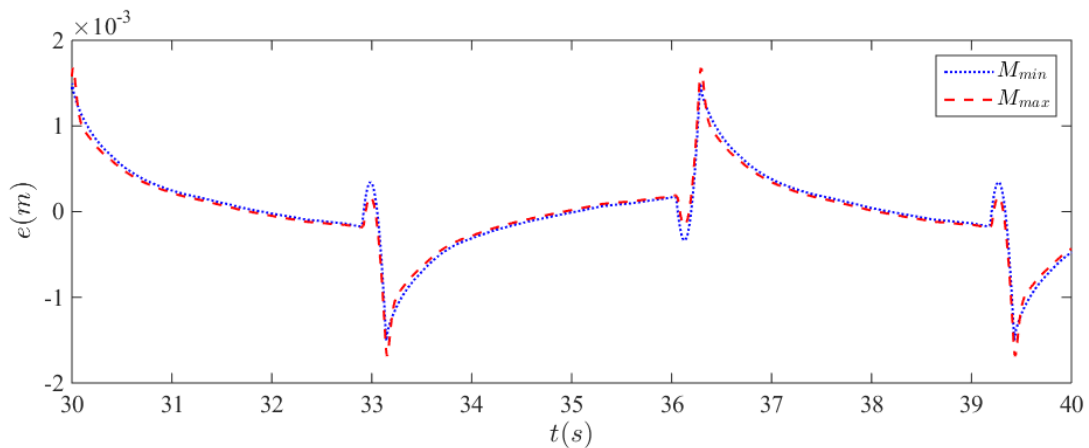


Figura 5.9: Erro de posição para ψ_1 e S_2

Na Fig. 5.10 é apresentada a ação de controlo fornecida pelo controlador de posição. Mais uma vez, pode-se afirmar que esta ação de controlo é bastante mais suave e menos ativa que a ação de controlo do controlador da secção 3.2.5.

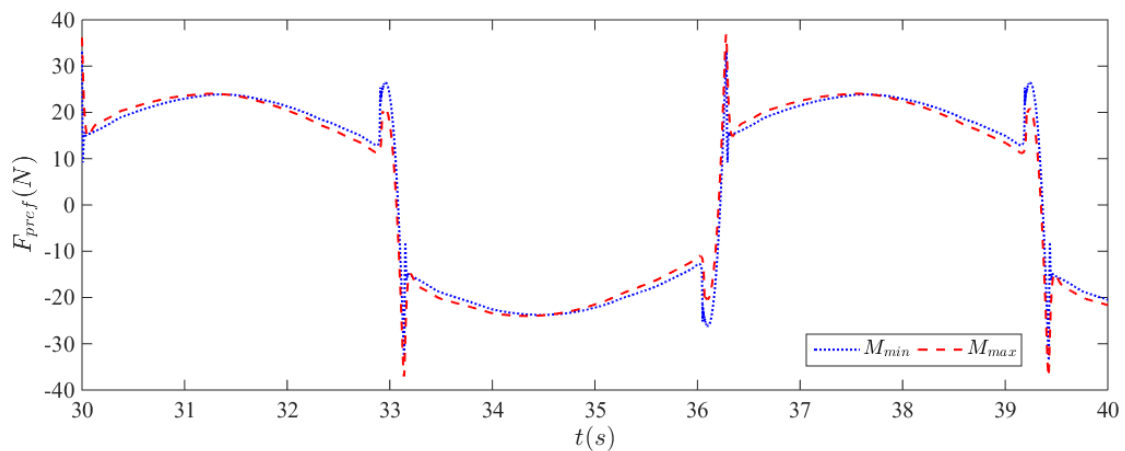


Figura 5.10: Ação de controlo do controlador de posição F_{pref} para ψ_1 e S_2

Na Tabela 5.2 são apresentados valores concretos do erro de posição para as duas trajetórias de referências e para os dois valores extremos de massa. Para S_1 , o e_{perm} foi obtido efetuando uma simulação com um tempo muito longo e averiguando o erro no final desta; o e_{trs} representa o erro máximo obtido quando em regime transitório. Para S_2 , o e_{av} representa o valor máximo de erro obtido no avanço do atuador, que acontece após a inversão do movimento; para e_{rec} foi utilizado o mesmo procedimento. Esta métrica foi utilizada ao longo do presente capítulo.

Através da sua análise, pode-se concluir que para S_1 o valor de erro mais baixo, em regime permanente, acontece para M_{max} , sendo que para M_{min} o valor absoluto não é muito diferente. Em

regime transitório, o maior valor de erro acontece também para M_{max} . Quando a referência é S_2 , os melhores resultados são obtidos para M_{min} .

Tabela 5.2: Erro de posição obtido para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_1 e realimentação de x

	S_1		S_2	
	$e_{perm}[m]$	$e_{trs}[m]$	$e_{av}[m]$	$e_{rec}[m]$
M_{min}	-0.07×10^{-6}	4.533×10^{-4}	-1.506×10^{-3}	1.4968×10^{-3}
M_{max}	0.04×10^{-6}	5.723×10^{-4}	-1.686×10^{-3}	1.677×10^{-3}

5.2.2 Controlador com superfície ψ_2

São agora apresentados os resultados obtido quando a superfície de deslizamento é ψ_2 , relembra-se que esta superfície possui uma ação integral, sendo esta a única diferença em relação a ψ_1 .

Com referência S_1

Na Fig. 5.11 é apresentado o resultados obtido em termos de controlo de posição. Através da análise da referida Figura é possível afirmar que a introdução de uma ação integral provoca um comportamento que se assemelha a um ciclo limite. O aparecimento deste comportamento causado pela ação integral já tinha sido evidenciado no capítulo 3. O referido comportamento acontece para qualquer configuração de massa suportando que a principal causa será a ação integral conjugada com as não linearidades do atrito estático. Outra conclusão que pode ser retirada deste resultado é que este comportamento acontece quando existem duas ações integrais, a do controlador e do observador. Na aproximação à referência (cf. ampliação da esquerda da Fig. 5.8) o sistema apresenta o comportamento já evidenciado quando a superfície de deslizamento é ψ_1 .

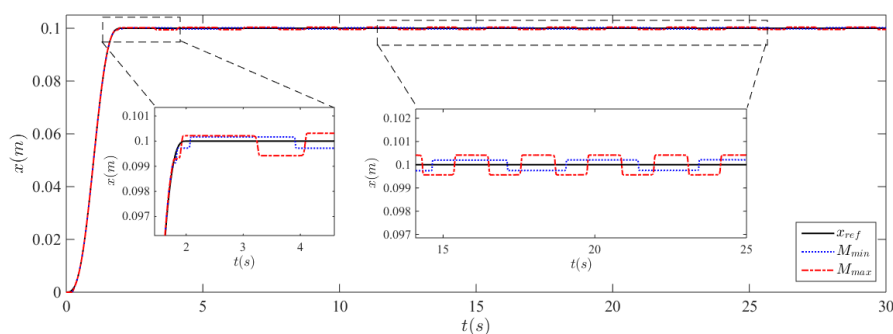


Figura 5.11: Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_2 e S_1

Em termos de erro, Fig. 5.12, pode-se afirmar que o ciclo limite é mais intenso e apresenta maior erro para M_{max} .

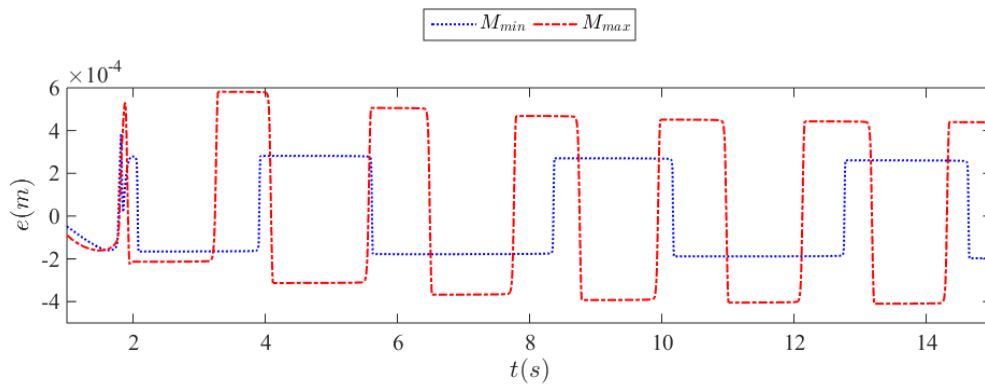


Figura 5.12: Erro de posição para ψ_2 e S_1

Na Fig. 5.13 é apresentada a ação de controle com esta configuração. O desfasamento existente entre a ação para as duas configurações de massa está relacionado com o desfasamento existente na posição do sistema.

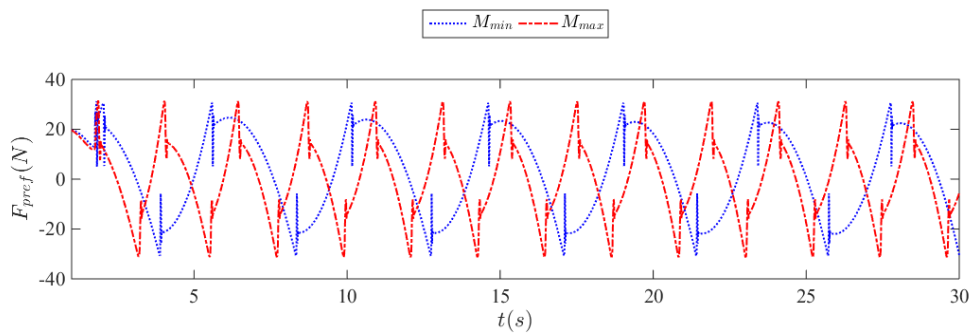


Figura 5.13: Ação de controle do controlador de posição F_{pref} para ψ_2 e S_1

Com referência S_2

Quando a referência passa a ser S_2 , deixa de ser evidenciado o comportamento anterior, pois não existe uma referência de posição permanente. O comportamento evidenciado na inversão no sentido de movimento do atuador (5.2.1) volta a ser observado para esta configuração e para qualquer configuração de massa, como pode ser visto na Fig. 5.14.

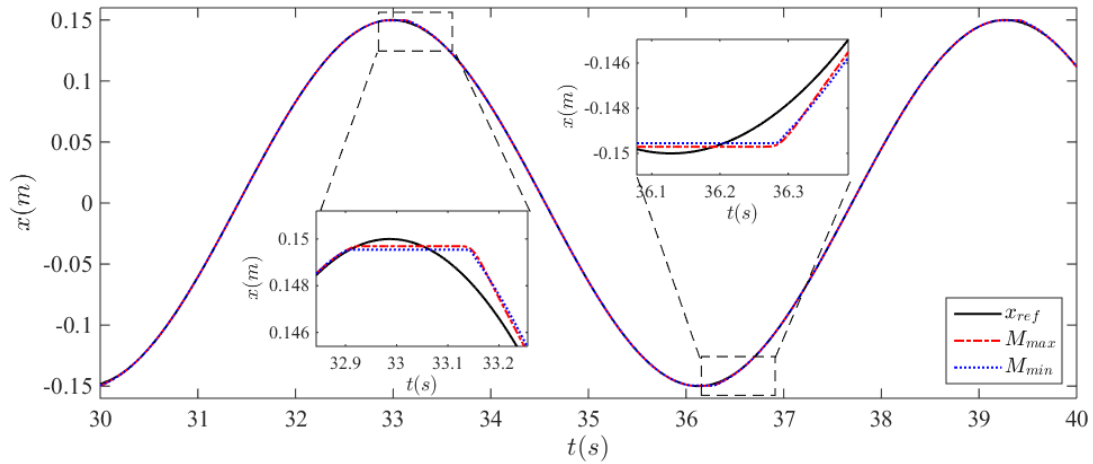


Figura 5.14: Resultados obtidos no controlo de posição com ψ_2 e S_2

Em termos de erro e de ação de controlo, Fig. 5.15 e 5.16 respetivamente, não existem grandes diferenças entre massas além de que também não visíveis grande diferenças quando comparado com ψ_1 . As diferenças existentes podem ser evidenciadas na Tabela 5.3.

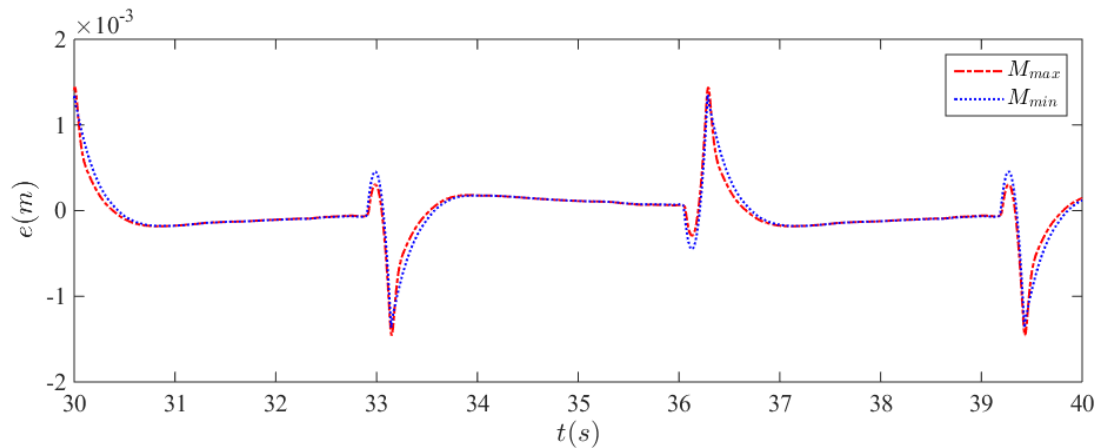


Figura 5.15: Erro de posição para ψ_2 e S_2

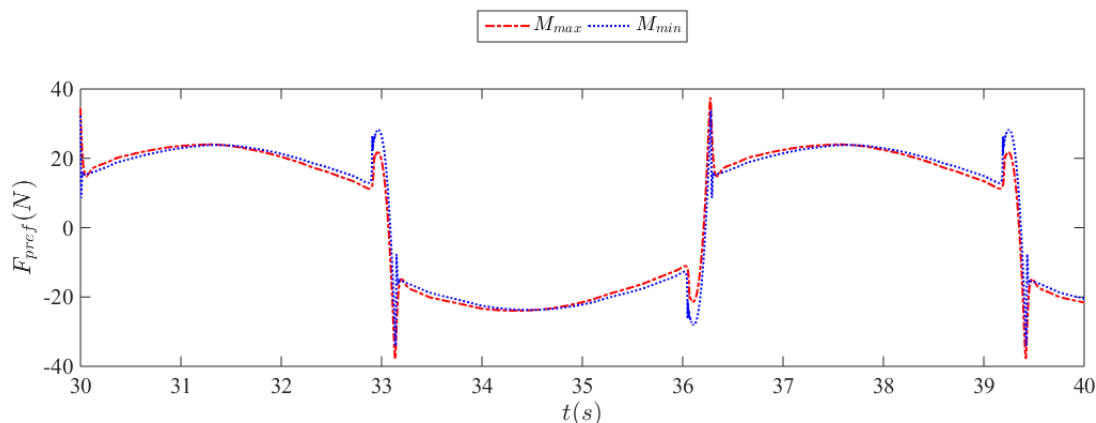


Figura 5.16: Ação de controle do controlador de posição F_{pref} para ψ_2 e S_2

Na Tabela 5.3 são apresentados os resultados em termos de erro de posição com a configuração desta secção. Para a definição de a_{ciclo} foi efetuada uma simulação com um tempo longo e averiguada qual a amplitude do ciclo limite, será esta a métrica utilizada neste capítulo para o valor referido.

Como referido, a amplitude do ciclo limite é maior para M_{max} . Com a introdução da ação integral, a configuração de M_{max} apresenta os maiores valores de erro para qualquer referência. No entanto, os valores para S_2 são menores quando comparados com os valores da Tabela 5.2. Ou seja, apesar de causar um ciclo limite na resposta do sistema a ação integral leva a valores de erro menores.

Tabela 5.3: Erro de posição para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_2 e realimentação de x

	S_1		S_2	
	$a_{ciclo}[m]$	$e_{trs}[m]$	$e_{av}[m]$	$e_{rec}[m]$
M_{min}	4.445×10^{-4}	3.846×10^{-4}	-1.366×10^{-3}	1.353×10^{-3}
M_{max}	8.515×10^{-4}	5.817×10^{-4}	-1.457×10^{-3}	1.443×10^{-3}

5.3 Resultados com realimentação de \hat{x}

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos quando o controlador utiliza \hat{x} como variável realimentada. A Fig. 5.17 apresenta a configuração (simplificada) do controlador e observador onde é possível evidenciar as interações entre controlador, observador e sistema. Todos os resultados aqui apresentados foram obtidos com a realimentação de \hat{x} e não de x como na secção anterior.

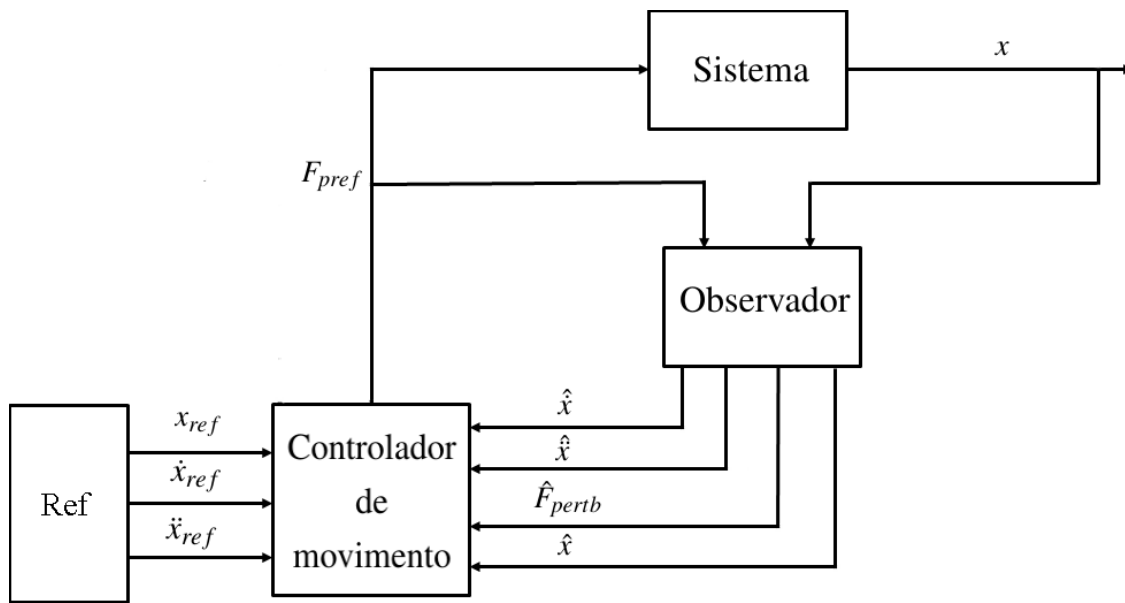


Figura 5.17: Esquema da configuração (controlador e observador) utilizada nesta secção

O comportamento do sistema, para esta configuração, é muito semelhante ao comportamento do sistema na secção 5.2, sendo que as diferenças consistem apenas nos valores do erro, não sendo estas perceptíveis através das Figuras. Por esta razão e para não cair em repetição, não serão apresentados os gráficos de posição, erro e ação de controlo nesta secção. Serão, sim, apresentadas as Tabelas do erro de posição.

5.3.1 Controlador com superfície ψ_1

Na Tabela 5.4 estão apresentados os resultados em termos de erro de posição. Para S_1 , apesar de a configuração de massa mínima apresentar um erro menor comparado com o mesmo valor quando se realimenta x , para a massa máxima é obtido um erro dez vezes maior, em regime permanente. Os outros valores de erro são menores aos obtidos com x . Esta diferença no comportamento do sistema está relacionada com as diferenças entre x e \hat{x} . No entanto é possível afirmar, que na generalidade, a realimentação de \hat{x} melhora o controlo de posição do sistema.

Tabela 5.4: Erro de posição para diferentes trajetórias e valores massa com ψ_1 e realimentação de \hat{x}

	S_1		S_2	
	$e_{\text{perm}}[m]$	$e_{\text{trs}}[m]$	$e_{\text{av}}[m]$	$e_{\text{rec}}[m]$
M_{min}	-0.023×10^{-6}	4.413×10^{-4}	-1.471×10^{-3}	1.463×10^{-3}
M_{max}	0.258×10^{-6}	5.698×10^{-4}	-1.673×10^{-3}	1.664×10^{-3}

5.3.2 Controlador com superfície ψ_2

Na Tabela 5.5 são apresentados os valores de erro para a superfície ψ_2 . O comportamento do sistema para este caso é extremamente semelhante à situação em que se realimenta x . Através da análise da referida Tabela pode-se concluir que a introdução da ação integral aliada à realimentação de \hat{x} faz com o erro de posição aumente quando comparado com os resultados da Tabela 5.3.

Tabela 5.5: Erro de posição para diferentes trajetórias e valores de massa com ψ_2 e realimentação de \hat{x}

	S_1		S_2	
	$a_{\text{ciclo}}[m]$	$e_{\text{trs}}[m]$	$e_{\text{av}}[m]$	$e_{\text{rec}}[m]$
M_{min}	4.500×10^{-4}	3.711×10^{-4}	-1.528×10^{-3}	1.316×10^{-3}
M_{max}	8.520×10^{-4}	5.845×10^{-4}	-1.441×10^{-3}	1.429×10^{-3}

5.4 Outros resultados

Nesta secção são apresentados mais dois testes ao sistema servopneumático que se revelaram importantes. O primeiro teste foi efetuado com o intuito de saber qual a resposta obtida quando aplicada uma força exterior ao sistema. Através deste teste, é possível saber qual o comportamento do observador de Johnson na estimação das forças de perturbação quando existem além da força de atrito e da força de perturbação causada pela carga transportada. Um força exterior constante de $210N$ foi aplicada no instante $t = 2.5s$ e retirada no instante $t = 6s$.

O teste realizado foi efetuado para o controlador com ψ_1 e a referência S_1 , esta configuração foi a escolhida por não apresentar um comportamento semelhante a um ciclo limite na resposta. Na Fig. 5.18 é apresentado o resultado obtido, onde é possível observar que quando a força é aplicada ou retirada a resposta afasta-se da referência, voltando a esta nos instantes seguintes. Este afastamento prende-se com o tempo de resposta do observador de Johnson. No retorno à referência a resposta apresenta *stick-slip* associado à força de atrito.

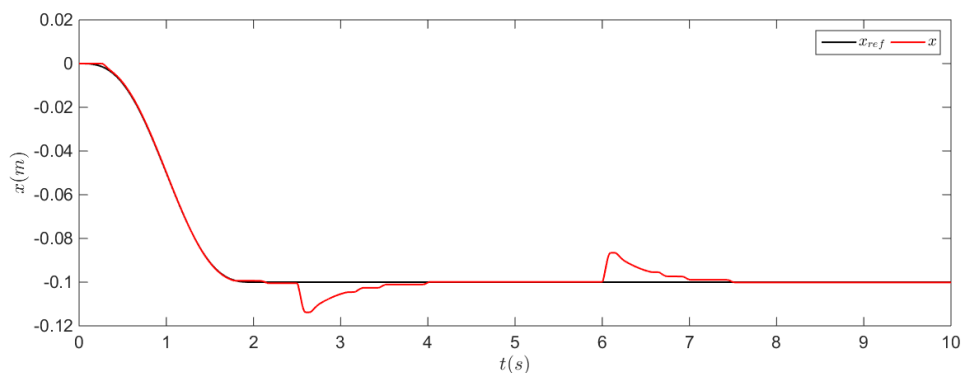


Figura 5.18: Resposta obtida quando aplicada e retirada uma F_{ext} com ψ_1 e S_1

Na Fig. 5.19 comparam-se as F_{pertb} com a \hat{F}_{pertb} e é visível que apesar de a estimação ser boa, não consegue traduzir algumas variações da F_{pertb} relacionadas com as não linearidades do atrito estático. A diferença entre as duas curvas explica o fenómeno, depois de aplicada ou retirada a força exterior, de *stick-slip*.

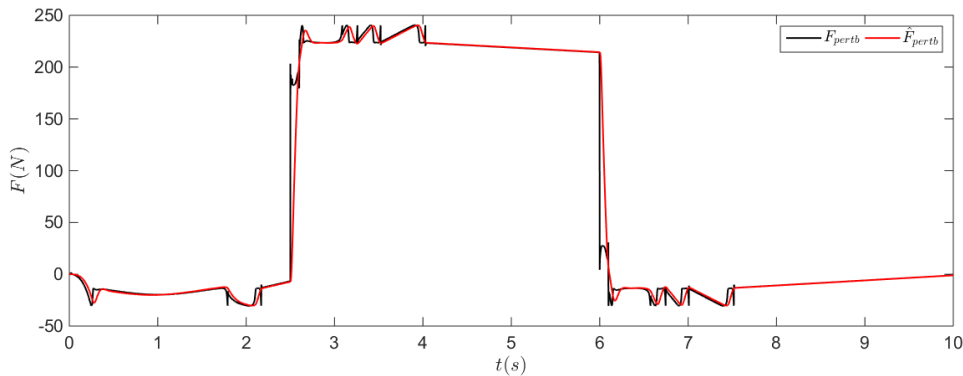


Figura 5.19: Comparação entre F_{pertb} e \hat{F}_{pertb}

Outro resultado que é apresentado, está relacionado com o aparecimento de um ciclo limite na resposta quando utilizada ψ_2 . As não linearidades do atrito estático causam o aparecimento de ciclos limite na resposta do sistema quando controlado por um PID ou por um controlador por retorno de estado com ação integral como visto no capítulo 3. Uma forma expedita de avaliar se a razão pela qual o sistema neste capítulo e com as configurações acima referidas entra em ciclo limite, será retirar à força de atrito as componentes relacionadas com o atrito estático. Relembrando que $F_{atr} = \sigma_0 q + \sigma_1 \frac{dq}{dt} + \alpha_2 \dot{x}$, se a esta expressão forem retirados as duas primeiras componentes, o modelo de Lugre deixa de reproduzir os efeitos do atrito estático. Foi realizada uma simulação, apresentada na Fig. 5.20, onde é visível a resposta do sistema. A resposta aqui apresentada foi obtida quando utilizadas ψ_2 e S_1 por se saber que para esta configuração a resposta apresenta um ciclo limite. Como se pode observar, a resposta deixa de apresentar o referido comportamento quando retiradas as componentes de atrito estático, o que suporta a ideia de que o ciclo limite é causado pelas não linearidades do atrito estático conjugadas com a dupla integração existente no controlador e observador de Johnson.

Na Fig. 5.21 é apresentada a comparação entre as F_{pertb} e as \hat{F}_{pertb} . Através da sua análise é possível afirmar que caso não haja atrito estático, o observador de Johnson revela-se bastante exato na estimação de forças de perturbação.

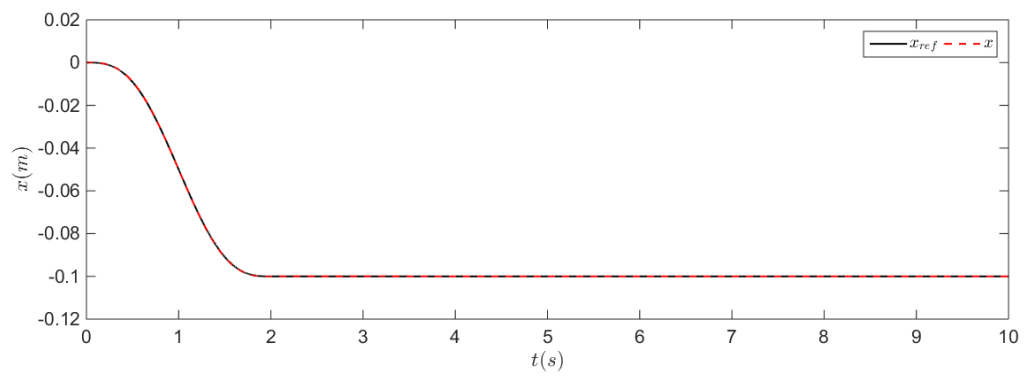


Figura 5.20: Resposta do sistema quando são retiradas as componentes relacionadas com o atrito estático

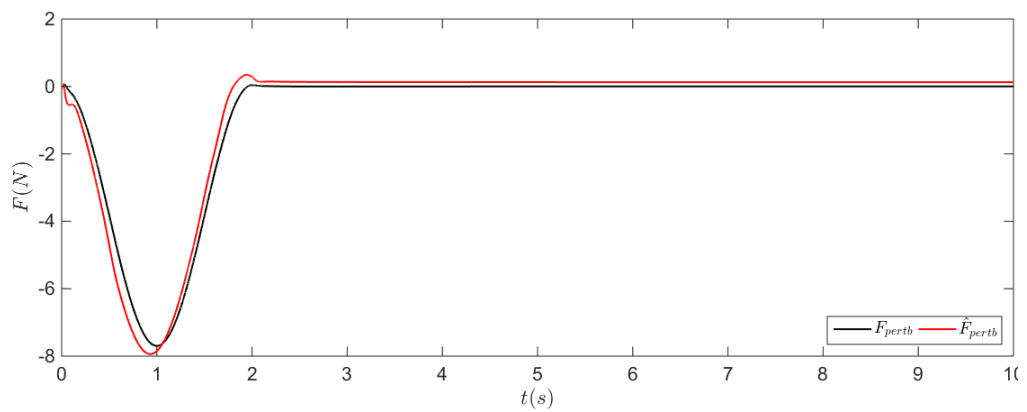


Figura 5.21: Resposta do sistema quando são retiradas as componentes relacionadas com o atrito estático

5.5 Conclusões do capítulo 5

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos com a implementação do observador de Johnson no sistema que controla a posição do êmbolo do atuador pneumático. As simulações aqui apresentadas foram obtidas para os dois valores extremos de massa, para duas trajetórias e para duas superfícies de deslizamento. Para cada configuração foram apresentados os resultados com:

- a realimentação de x ao controlador de posição, apresentando os resultados para as superfícies de deslizamento ψ_1 e ψ_2 . Para cada superfície foram efetuadas simulações com as referências S_1 e S_2 ;
- a realimentação de \hat{x} apresentando as mesmas simulações efetuadas para a realimentação de x ;

Quando a variável de realimentação fornecida ao controlador de posição é x e utilizada a superfície ψ_1 , a resposta do sistema apresenta resultados em que o erro de posição toma valores abaixo da décima do μm , em regime permanente. A utilização de ψ_2 apresentou um ciclo limite na resposta pelo que se pode concluir que a sua utilização não traz efeitos benéficos no desempenho do sistema. No seguimento de trajetória, não existem muitas diferenças no comportamento da resposta entre a realimentação de x e \hat{x} . No entanto, o melhor resultado em termos de erro foi obtido para a realimentação da posição real. A avaliação dos resultados apresentados com a realimentação de x e \hat{x} leva a concluir que qualquer configuração utilizando um controlador com ação integral leva a um ciclo limite.

No caso em que \hat{x} é a variável fornecida ao controlador de posição foram obtidos resultados semelhantes aos anteriores. Quando é utilizada ψ_1 os resultados são melhores, no entanto com ψ_2 são obtidos erros maiores.

Na parte final deste capítulo foram apresentados mais dois testes. Um deles está relacionado com a introdução de uma força exterior no sistema, avaliando assim, o comportamento do sistema e do observador. É possível afirmar que o observador é capaz de estimar essa nova força, no entanto, devido ao seu tempo de resposta, obtém-se erros superiores a $1 mm$, em regime permanente. O outro teste efetuado prende-se com o aparecimento de um ciclo limite e consistiu na remoção das componentes de atrito estático do modelo de Lugre. De acordo com os resultados obtidos é possível concluir que sem as não linearidades do atrito estático a resposta não apresenta o referido comportamento para qualquer configuração testada neste capítulo. Este resultado permite afirmar que esse comportamento é causado, principalmente, pelo atrito estático.

Em suma, pode ser afirmado que o melhor resultado no controlo da posição, eliminando os casos em que a resposta entra em ciclo limite, foi obtido quando utilizada a superfície ψ_1 e a realimentação de x .

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste capítulo é realizada uma síntese e são apresentadas as principais conclusões desta dissertação. Na parte final, são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros dentro do tema desta dissertação.

6.1 Síntese e principais conclusões da dissertação

Nesta dissertação é desenvolvido um estudo sobre observadores de estado e de perturbação aplicados a uma instalação servopneumática. A dissertação inicia-se com a contextualização em que este sistema se insere. Esta instalação experimental já foi alvo de outros estudos, nestes já tinha sido concluído que a elevada complexidade no controlo de posição está relacionada com as não linearidades do sistema. Assim, o uso de controladores lineares e não lineares, no capítulo 3, apresentam resultados que não são satisfatórios, devido a uma fraca precisão no controlo de posição, ao aparecimento de ciclos limite na resposta ou a uma ação de controlo bastante ativa que pode levar a uma redução no tempo de vida dos componentes. Estes factos levam a que os sistemas servopneumáticos não sejam utilizados para a obtenção de um controlo de posição rigoroso.

Os resultados foram obtidos em ambiente de simulação, com a utilização do modelo da instalação experimental. Este modelo é apresentado no capítulo 2. Desta forma, é possível dividir esta dissertação em duas partes. A primeira incide sobre a modelação do sistema servopneumático e o uso de controladores convencionais para o controlo da sua posição. Nesse capítulo é apresentada a instalação experimental e sua respetiva modelação. Para a modelação das servoválvulas é empregue um modelo baseado na norma ISO 6358, para a modelação do atuador pneumático são utilizados dois modelos, um incidente sobre a componente mecânica e outro sobre a componente termodinâmica, para a modelação da força de atrito é utilizado o modelo de LuGre desenvolvido para esta instalação experimental em [15].

No capítulo 3 é abordado o controlo do sistema servopneumático, com o estudo de quatro controladores lineares e de um controlador não linear. O aparecimento de oscilações indesejáveis e de ciclos limite na resposta do sistema estão de acordo com os estudos anteriores. Desta forma, é possível concluir que o modelo da instalação traduz corretamente os resultados já obtidos

experimentalmente. Aquando da abordagem do controlo não linear é apresentada uma estrutura de controlo baseada na separação entre o controlo da dinâmica de pressões e de movimento. O controlador de posição fornece como ação de controlo uma força pneumática a realizar no atuador. Esta é dividida numa referência de força para cada câmara pneumática, que é posteriormente fornecida a um controlador de força que gera uma referência de caudal para cada câmara em vez de uma tensão elétrica que seria fornecida às servoválvulas. Esta referência de caudal juntamente com a pressão de cada câmara é fornecida a redes neuronais artificiais que geram a tensão de comando que é fornecida às servoválvulas. Esta estrutura é utilizada em todos os controladores não lineares desta dissertação. O controlador VSC do capítulo 3 não possui informação sobre as forças de perturbação, o que leva a uma ação de controlo bastante ativa.

Tendo em conta os resultados obtidos no capítulo 3, a segunda parte desta dissertação inicia-se no capítulo 4. Aí é desenvolvido um observador de estado e de forças de perturbação com o intuito de se obter informação sobre as forças de perturbação reinantes no sistema. O observador desenvolvido é baseado no estudo de Johnson [43]. A particularidade deste observador reside no facto de que não necessita de nenhuma informação sobre as forças de perturbações para conseguir uma estimativa das mesmas. As forças de perturbação são traduzidas por constantes, ainda que em pequenos intervalos de tempo. Neste capítulo é averiguado qual o valor de M_n que conduz a um menor e_{obs} e na parte final são apresentados resultados relativamente à estimação das variáveis de estado e forças de perturbação.

O capítulo 5 inicia-se com a síntese de um controlador de posição que utiliza a informação disponibilizada pelo observador. Posteriormente são apresentados os resultados obtidos no controlo de posição do sistema com o controlador e observador. São averiguadas quais as diferenças no controlo da posição com a realimentação de x ou de \hat{x} . Os resultados comprovam que o melhor controlo de posição é obtido para a realimentação da posição do sistema (sem ação integral na superfície de deslizamento). É de referir que os resultados com a realimentação da estimação da posição são muito semelhantes aos anteriores. Neste capítulo é ainda averiguado o efeito que a introdução de uma ação integral na superfície de deslizamento tem sobre a resposta do sistema. Esta introdução provoca um comportamento semelhante a um ciclo limite o que inviabiliza o seu uso. Por fim, é possível concluir que a introdução de uma ação integral na superfície de deslizamento no controlador não é benéfica pois leva a um ciclo limite. Sem o uso de uma ação integral são obtidos erros de posição, em regime permanente, inferiores à décima do μm em regime permanente. No seguimento de trajetórias são obtidos erros na ordem da centésima do milímetro.

Em suma, é possível concluir que esta dissertação contribui para um melhor controlo de posição do sistema servopneumático sem o aumento de custo, em termos de *hardware*.

6.2 Trabalhos futuros

Existem algumas questões que podem levar ao desenvolvimento de trabalhos futuros. Seria interessante avaliar o impacto que o ruído dos transdutores, a resolução dos *encoders* e a discretização, que teria de ser realizada para controlar o sistema servopneumático, têm sobre o controlo

de posição ainda em ambiente de simulação. Seria interessante, estudar as razões que levam ao aparecimento de ciclos limite na resposta do sistema. Nesta dissertação é avançada que a razão reside nas não linearidades do atrito estático juntamente com a introdução de uma ação integral na superfície de deslizamento, estudos mais aprofundados permitiriam confirmar esta hipótese. Outro estudo, ainda relacionado com o aparecimento de um ciclo limite, estaria relacionado com o desprezo da dinâmica de pressões na síntese dos controladores VSC.

Referências

- [1] Carneiro J.F. *Modelação e controlo de actuadores pneumáticos utilizando redes neuronais artificiais*. PhD thesis, Departamento de Engenharia Mecânica e Gestão Industrial, Universidade do Porto:Faculdade de Engenharia, 2007.
- [2] Hesse S. *99 Examples of Pneumatic Applications*. Blue Digest on Automation, 2000.
- [3] Salim *et al.* S. Position control of pneumatic actuator using self-regulation nonlinear PID. In *Mathematical Problems in Engineering*, volume 2014. 2014.
- [4] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Accurate motion control of a servopneumatic system using integral sliding mode control. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 77(9-12):1533–1548, 2015.
- [5] Jianhui Wu, Michael Goldfarb, and Eric Barth. On the Observability of Pressure in a Pneumatic Servo Actuator. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 126(4):921, 2004.
- [6] N. Gulati and E.J. Barth. Pressure observer based servo control of pneumatic actuators. *Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics.*, pages 24–28, 2005.
- [7] Toum E., Jain H., and Yongji W. Nonlinear disturbance observer based robust tracking control of pneumatic muscle. *Mathematical Problems in Engineering*, 2014, 2014.
- [8] H. Aschemann and D. Schindele. Nonlinear Model-Based Control of a Parallel Robot Driven by Pneumatic Muscle Actuators. *New Approaches in Automation and Robotics*, (May):26–40, 2008.
- [9] Jonhson C.D. Optimal control of the disturbed linear regulator. Technical report, Convair Division of General Dynamics, Huntsville, 1967.
- [10] Amaral V.H.T. Controlo linear de um servoactuador pneumático. Master’s thesis, Universidade do Porto:Faculdade de Engenharia, 2008.
- [11] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Using two servovalves to improve pneumatic force control in industrial cylinders. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 66(1-4):283–301, 2013.
- [12] FESTO. *Proportional Directional Valves MPYE*, 2009.
- [13] Asco-Joucomatic. *Double Acting High Performance Cylinders*. ISO 15552-AFNOR ISO 15552- DIN ISO 15552, Series 450-453. PES OMEGA.

- [14] Wit C.C.d *et al.* Dynamic friction models and control design. In *Proceedings of the 1993 American Control Conference*, pages 1920–1926, 1993.
- [15] Pereira P.R.d.O.B. Modelação da força de atrito de um servomecanismo pneumático utilizando o modelo de lugre. Master's thesis, Universidade do Porto:Faculdade de Engenharia, 2013.
- [16] Wit C.C.d *et al.* A new model for control systems with friction. In *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995.
- [17] White F. *Fluid Mechanics*. McGraw-Hill, 1994.
- [18] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Heat transfer evaluation on industrial pneumatic cylinders. *Journal of Systems and Control Engineering*, 221(1):pp.119–128, 2007.
- [19] International Organization of Standardization. *ISO 6358 Standart, Pneumatic Fluid power-Componentes using compressible fluids-Determination of the flow-rate characteristics*.
- [20] Rocha J.A.D.d. Determinação dos parâmetros do modelo de karnopp num sistema servopneumático. Master's thesis, Universidade do Porto:Faculdade de Engenharia, 2010.
- [21] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Undesired oscillations in pneumatic systems. In J.A. Tenreiro Machado, Albert C.J. Luo, Ramiro S. Barbosa, Manuel F. Silva, and Lino B. Figueiredo, editors, *Nonlinear Science and Complexity*, pages 229–243. Springer Netherlands, 2011.
- [22] Astrom K. J. Hagglund, T. *PID Controllers:Theory, Design and Tuning*. Research Triangle Park, 1995.
- [23] Ogata K. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Boston, 5th edition, 2010.
- [24] Carneiro J.F. and Almeida F.G. A macro-micro motion servopneumatic device. *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 226:775–786, 2012.
- [25] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Micro tracking and positioning using off-the-shelf servopneumatics. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 30(3):244–255, 2014.
- [26] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Reduced-Order Thermodynamic Models for Servo-Pneumatic Actuator Chambers. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 220(4):301–314, 2006.
- [27] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Using two servovalves to improve pneumatic force control in industrial cylinders. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 66(1-4):283–301, 2013.
- [28] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Modelling pneumatic servovalves using neural networks. In *Proc. of the 2006 IEEE Conference on Computer Aided Control Systems Design*, Munique,Alemanha.
- [29] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Pneumatic servovalve models using artificial neural networks. In *Proc. of the Bath Symposium on Power Transmission and Motion Control*, Bath,Reino Unido.

- [30] Carneiro J.F. and Almeida F.G. Pneumatic servovalve models based on artificial neural networks. In *Proc. of the Inst. of Mech. Eng.*, volume 225, pages 393–411, Bath, Reino Unido.
- [31] Sastry S.S. and Slotine J. J. Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator. *International Journal of Control*, 38(2):465–492, 1983.
- [32] Slotine J.J. and Li W. *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall, 1991.
- [33] Sastry S.S. and Slotine J. J. Sliding controller design for non-linear systems,. *International Journal of Control*, 40(2):421–434, 1984.
- [34] Jingqing Han Jingqing Han. From PID to Active Disturbance Rejection Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3):900–906, 2009.
- [35] R. Miklosovic, A. Radke, and Zhiqiang Gao Zhiqiang Gao. Discrete implementation and generalization of the extended state observer. *2006 American Control Conference*, pages 2209–2214, 2006.
- [36] Gernot Herbst. *A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners*, volume 2. 2013.
- [37] Shibata S., Jindai M., Yamamoto T., and Shimizu A. A Disturbance Estimation-Type Control for Pneumatic Servo System Using Neural Network. *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers Series C*, 68(670):1834–1839, 2002.
- [38] Yoshimura T. and Takagi A. Pneumatic active suspension system for a one-wheel car model using fuzzy reasoning and a disturbance observer. *Journal of Zhejiang University Science*, 5(9):1060–1068, 2004.
- [39] Knestel M. The artificial muscle as an innovative actuator in rehabilitation robotics. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 17(1 PART 1):773–778, 2008.
- [40] Kosaki T. and Sano M. An Observer-Based Friction Compensation Technique for Positioning Control of a Pneumatic Servo System. *Journal of System Design and Dynamics*, 3(1):37–46, 2009.
- [41] Schindele D. and Aschemann H. Sliding mode control applied to a novel linear axis actuated by pneumatic muscles. *Sliding mode control*, (2008), 2011.
- [42] Langjord H., Kaasa G.O., and Johansen T.A. Adaptive observer-based switched control for electropneumatic clutch actuator with position sensor. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 18(PART 1):4791–4796, 2011.
- [43] Jonhson C.D. *Control and Dynamic Systems: Advances in Theory and Application*, volume 12, chapter 7, pages pp.387–489. New York: Academic Press, 1976.
- [44] Dirac Paul. *The Principles of Quantum Mechanics*. 1958.
- [45] Guimarães R. and Cabral J. *Estatística*. McGraw-Hill, Lisboa, 2010.