Universidade do Porto

Faculdade de Engenharia

FEUP

Sistema Servo-Hidráulico
de
Ensaio Dinâmico
de
Estruturas
-
um caso de desenvolvimento

por

José Miguel Coutinho da Silva

(Licenciado em Engenharia Mecânica pela
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto)

Dissertação submetida para satisfação parcial dos requisitos do grau de Mestre em Automação, Instrumentação e Controlo

Dissertação realizada sob a supervisão de

Professor Doutor Francisco J. T. Freitas da SAIC – DEMec – FEUP
e
Professor Doutor Fernando G. de Almeida da SAIC – DEMec – FEUP

Porto, Novembro de 2009

Resumo

Um problema, entre muitos outros, que segue os profissionais na área dos sistemas de ensaio servo-hidráulicos, é o controlo da grandeza força de ensaios dinâmicos de sistemas com alta variação paramétrica.

Em primeiro lugar, porque nem sempre se consegue determinar, antecipadamente, as características, por exemplo a rigidez, do material a ensaiar. Em segundo, porque estas características podem, e vão inevitavelmente, variar durante o ensaio.

Por outro lado, os utilizadores nem sempre recorrem ao servoactuador na mesma posição do curso, nem com a mesma ferramenta na sua extremidade, pelo que o próprio servoactuador é uma fonte de incerteza no sistema.

O objectivo desta dissertação é obter um controlador robusto de força, para um sistema servo-hidráulico de ensaio dinâmico de estruturas. Com este objectivo em mente, esta dissertação apresenta uma metodologia que, de uma forma muito prática, pode ser seguida nas fases de identificação e modelação de um qualquer servoactuador hidráulico.

Por fim, para o desenvolvimento do controlador de força, é introduzida a teoria *Quantitative Feedback Theory* (QFT), desenvolvida inicialmente por Isaac Horowitz no início da década de 60, [Horowitz, 63], que irá permitir de forma intuitiva obter um controlador robusto, ou seja, capaz de compensar a incerteza do sistema.

O resultado final é uma ferramenta, um manual técnico, para assistir o leitor no processo de identificação, modelação e síntese do controlador, pelo método QFT, de um servoactuador hidráulico.

Abstract

One of several problems, for engineers working with servo hydraulic dynamic systems, is load control tests with systems that have a large parametric uncertainty.

Firstly, because it's not always possible to determine in advance, the test specimen's properties, for example its stiffness. Secondly, because these properties can, and almost certainly will, vary during test.

On the other end, users don´t tend to use the servoactuator every time in the same position, nor the same end tool, making the servoactuator itself a source of uncertainty.

This thesis purpose is to obtain a robust force controller, for an hydraulic servo actuator for the dynamic testing of structures. With this purpose in mind, this thesis presents a methodology that, in a very practical way, can be followed during identification and modelling phases of any servoactuator.

For the purpose of development of a force controller, the Quantitative Feedback Theory (QFT) is introduced, initially developed by Isaac Horowitz in the early 60's [Horowitz, 63], that in a very intuitive way will allow the development of a robust controller, capable of handling the system uncertainty.

The final result is a tool, a technical manual, to assist the reader during the hard process of identification, modelling and synthesis of a controller, using the QFT methodology, of a servo hydraulic actuator.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, um agradecimento especial a todos os elementos da minha família, que tiveram uma paciência enorme, entre outras qualidades, para lidarem com o meu feitio complicado e me darem forças para concluir a dissertação.

Gostava de agradecer publicamente a todas as pessoas, instituições e empresas que me ajudaram a concluir este trabalho.

Ao Professor Francisco Freitas, principal impulsionador na área dos sistemas de aquisição de dados e sistemas de ensaio dinâmico servo-hidráulicos, por tudo o que me transmitiu durante a minha carreira profissional. Sem si não sei o que seria de mim hoje, muito obrigado por tudo.

Ao Professor Gomes de Almeida que, no último ano da minha licenciatura, me fez ver "com outros olhos" teoria de controlo e implementação discreta de controladores em PC. Consigo é, e será sempre, um prazer dialogar sobre os mais variados temas.

A ambos os meus orientadores, que muito trabalharam e contribuíram para que esta dissertação tenha um valor acrescido para a comunidade, e a quem devo esta excelente oportunidade de contribuir de volta tudo o que aprendi ao longo da minha carreira profissional, o meu eterno agradecimento.

Ao Carlos Pinto, meu amigo e colega de profissão, a quem devo muito do que sei hoje sobre hidráulica e pneumática..

Ao Professor Joaquim Barros, do Departamento de Engenharia Civil da Universidade do Minho, que numa fase inicial da minha carreira me apoiou e ensinou muito de programação de baixo nível.

Ao Bruno Vigário, meu amigo e colega de curso, a quem hoje devo muito do que sou como programador informático.

À Maria de Lourdes por todo o apoio e suporte logístico, o meu muito obrigado, sem si tinha sido muito mais complicado.

Ao Jorge Reis, que me ensinou muito de electrónica e que demonstrou uma enorme paciência sempre que o fui incomodar com questões sobre o tema.

Outros nomes podiam, e deviam, aparecer nesta longa lista. A todos os que aqui não mencionei, quero dizer que foi apenas por uma questão de espaço no papel, e que sempre vos terei um enorme apreço. A todos, muito obrigado e *kudos*[1] por tudo.

O meu agradecimento à Hidromática, empresa onde dei os primeiros passos nesta área.

Um agradecimento especial ao INEGI, instituição que me acolheu estes últimos anos, pelo tempo e equipamento que disponibilizou para realizar esta dissertação.

Por fim, o meu agradecimento à FEUP, instituição onde realizei esta dissertação.

1 Da Wikipedia: **Kudos** (pronounced /ˈkuːdɒs/, or often /ˈkuːdoʊz/), from the Greek κῦδος (not to be confused with κύδος "taunt"), kydos, (literally "that which is heard of") means "fame" and "renown" resulting from an act or achievement.

Aos meus amores,
Marta e Francisco

Glossário e Símbolos

ADC	Analogue to digital converter
DSP	Digital signal processor
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FiFo	First in, First out
FIR	Finite Impulse Response
IIR	Infinite Impulse Response
INEGI	Instituto de Engenharia Mecânica e Gestão Industrial
LABEST	Laboratório da Tecnologia do Betão e do Comportamento Estrutural
PID	Controlador Proporcional, Integrador e Derivativo
PRN	Pseudo-Random Noise
QFT	Quantitative Feedback Theory

$x_e, \dot{x}_e, \ddot{x}_e$	Posição, velocidade e aceleração do ambiente respectivamente
$x, \dot{x}, \ddot{x}$	Posição, velocidade e aceleração do actuador respectivamente
$\mathbf{A}$	Matriz Jacobiana
A	Amplitude de uma sinusóide
A_{DC}	Valor médio de uma sinusóide
a_1, a_2 e b_1	Coeficientes do numerador e denominador de um filtro IIR
$A_{A,B}$	Área da câmara A e B respectivamente
$A_{n,p}$	Pseudo-área negativa e positiva respectivamente
B_a	Coeficiente de atrito viscoso do actuador
B_e	Coeficiente de atrito viscoso do ambiente
B_s	Coeficiente de atrito viscoso do transdutor de força
$C_{A,B}$	Coeficiente volume-pressão da câmara A e B do servoactuador
c_n, C	Coeficientes de convolução de um filtro FIR
f	Frequência
F	Força medida pelo transdutor de força

F_a	Força hidráulica do actuador
F_e	Força externa
f_i, $f(t_i)$	Valor no instante de tempo discreto t_i
$F_{max}^{-,+}$	Capacidade máxima, nominal, em tracção e compressão respectivamente, do actuador
f_s	Frequência de amostragem em Hz
g_i	Valor filtrado no instante de tempo t
$k_{1,2,3,4,5}$	Coeficientes das equações de estrutura fixa das pseudo-áreas
$K_{A,B}$	Rigidez hidráulica das câmaras A e B respectivamente
$K_c^{A,B}$	Coeficiente de caudal-pressão da câmara A e B do servoactuador
K_e	Rigidez do ambiente
K_{eq}	Rigidez equivalente
$\overline{K}_{p0}$	Ganho de pressão relativo da válvula em $\bar{x}_{sp}$=0
$\overline{K}_{q0}$	Ganho de caudal da válvula em $\bar{x}_{sp}$=0
K_s	Rigidez do transdutor de força
M_a	Massa do conjunto êmbolo, haste e transdutor de força
P	Conjunto de sistemas possíveis dada a incerteza paramétrica do modelo
$p_{A,B}$	Pressão na câmara A e B respectivamente
$p_{A0,\ B0}$	Pressão de equilíbrio na câmara A e B respectivamente
p_c	Pressão equivalente na carga
Pe	Valor do peso no filtro de média pesada
p_n	Pressão nominal
$p_{PA,PB,AT,BT}$	Queda de pressão entre orifícios da válvula
p_{ref}	Pressão de referência
p_s	Pressão na fonte, no orifício P da válvula
p_t	Pressão no tanque, no orifício T da válvula
Q_A	Caudal no orifício A da válvula
Q_B	Caudal no orifício B da válvula
Q_n	Caudal nominal
Q_P	Caudal no orifício P da válvula
$q_{PA,PB,AT,BT}$	Caudal entre orifícios da válvula
Q_T	Caudal no orifício T da válvula
t	Instante de tempo

T_s	Período de amostragem
Tx_{inc}	Taxa de incremento por Δt
$V_{A,B}$	Volume da câmara A e B respectivamente
$\overline{V}_{A,B}$	Volume morto na câmara A e B respectivamente
w	Frequência em rad/s
w_{-3dB}	Frequência de corte, largura de banda
w_n	Frequência natural
$\overline{x}_{sp}$	Posição da válvula normalizada [-1, 1]
$\overline{x}_{spo}$	Posição de equilíbrio da gaveta da válvula

$\beta_{eA,eB}$	Módulo de compressibilidade efectiva nas câmaras A e B respectivamente
$\Delta p_{PA,PB,AT,BT}$	Variação de queda de pressão entre orifícios da válvula
Δt	Intervalo de tempo
ζ	Razão de amortecimento

Índice

Resumo....iii
Abstract....v
Agradecimentos....vii
Glossário e Símbolos....xi

1 Introdução....1
1.1 Um pouco de história....5
1.2 Motivação....13
1.2.1 Máquinas e sistemas de ensaio....14
1.2.2 Objectivo da dissertação....18

2 Equipamentos de ensaio de referência....23
2.1 Zwick/Roell....26
2.2 Instron....29
2.3 MTS....33

3 Sistema de ensaio de apoio à dissertação....39
3.1 Grupo hidráulico....43
3.2 Servoactuador hidráulico....45
3.3 Aquisição de dados....47
3.4 Tratamento de dados....49
3.4.1 Ruído eléctrico e aliasing....49
3.4.2 Filtro analógico....50
3.4.3 Filtro digital....54
3.5 Requisitos de ensaio....60
3.5.1 Trajectórias....60
3.5.2 Grandezas a controlar....62
3.6 Identificação de parâmetros....65
3.6.1 Válvula proporcional....65
3.6.1.1 Método 1....66

3.6.1.2 Método 2....68
3.6.2 Identificação do modelo do cilindro....71
3.6.2.1 Volumes mortos....71
3.6.2.2 Atrito....73
3.6.2.3 Dinâmica do cilindro....76
3.6.2.3.1 Cálculo da frequência natural....76
3.6.2.3.2 Estimação directa de parâmetros....78
3.7 Modelo não linear do servoactuador....83
3.7.1 Modelo da válvula....83
3.7.2 Modelo do cilindro....88
3.7.3 Superfície 3D do servoactuador....91
3.7.3.1 Curva de caudal....92
3.7.3.2 Curva de pressão....95
3.7.3.3 Curvas de caudal-pressão....97
3.7.3.4 Superfície identificada....98
3.7.4 Cálculo do coeficiente de atrito viscoso do cilindro....100
3.7.5 Modelo do servoactuador e ambiente....102

4 Modelo linear do servoactuador....105
4.1 Procedimento de linearização....108
4.2 Requisitos de desempenho....113
4.2.1 Limites físicos....114
4.3 Variação paramétrica....116
4.3.1 Rigidez do ambiente....116
4.3.2 Servoactuador....117
4.3.2.1 Ganho de caudal....117
4.3.2.2 Coeficiente caudal-pressão....117
4.3.2.3 Coeficiente volume-pressão....119

5 Síntese do controlador....123
5.1 Introdução....126
5.2 Método QFT....128
5.3 Controlador para ensaios de baixa frequência....130
5.3.1 Templates....130

5.3.2 Bounds....133
5.3.2.1 Margem de ganho....136
5.3.2.2 Seguimento de trajectória....136
5.3.3 Loop-shaping....139
5.3.4 Resultados de simulação....144
5.3.4.1 Rigidez equivalente de 15 kN/mm....145
5.3.4.2 Rigidez equivalente de 60 kN/mm....150
5.4 Controlador para ensaios de alta frequência....160
5.4.1 Templates....161
5.4.2 Bounds....162
5.4.2.1 Margem de ganho....162
5.4.2.2 Seguimento de trajectória....163
5.4.3 Loop-shaping....164
5.4.4 Resultados de simulação....170
5.4.4.1 Rigidez equivalente de 30 kN/mm....171
5.4.4.2 Rigidez equivalente de 60 kN/mm....176

6 Conclusões e trabalho futuro....183

Anexo A

Índice de figuras

Figura 1.1: Evolução de um projecto....4
Figura 1.2: Máquina de ensaios de arames de aço....6
Figura 1.3: Ensaio de flexão....7
Figura 1.4: Ensaio de tracção....7
Figura 1.5: Ensaio de arenitos por Coulomb (1736 a 1806)....8
Figura 1.6: Musschenbruck (1692 a 1761) - Flexão....8
Figura 1.7: Musschenbruck (1692 a 1761) - Tracção....8
Figura 1.8: Musschenbruck (1692 a 1761) - Compressão....8
Figura 1.9: Gauthey (1732 a 1807) - Flexão....8
Figura 1.10: Máquina de ensaios de William Fairbaken (1789 a 1874)....9
Figura 1.11: Máquina de ensaio à fadiga....10
Figura 1.12: Máquina de ensaios universal....11
Figura 1.13: Evolução de uma máquina Amsler de 5000 kg de capacidade....12
Figura 1.14: Sistema de ensaio do LABEST, na FEUP, com duas secções das bancadas do Estádio do Dragão....15
Figura 1.15: Sistema de ensaio de paredes no LABEST-FEUP....18
Figura 2.1: servoactuador da Zwick....27
Figura 2.2: Máquina de ensaios Zwick....28
Figura 2.3: Sistema de ensaios Zwick....28
Figura 2.4: Máquina de ensaios dinâmicos de alta capacidade....29
Figura 2.5: Sistema de 6 DOF para ensaios estruturais....31
Figura 2.6: Curva Def. vs Freq. de uma máquina de ensaios Instron....32
Figura 2.7: Máquina de ensaio dinâmico até 100 Hz....33
Figura 2.8: servoactuador MTS modelo 244....34
Figura 2.9: Máquina de ensaio dinâmico MTS....35
Figura 3.1: Sistema de ensaio de apoio à dissertação....42
Figura 3.2: Grupo hidráulico do sistema de ensaio do Inegi....43
Figura 3.3: Esquema hidráulico do grupo hidráulico....44
Figura 3.4: servoactuador do sistema de ensaio do Inegi....45
Figura 3.5: Esquema hidráulico do servoactuador....46
Figura 3.6: PCI-6208V (esq.) e PC-I9114 (dir.)....48
Figura 3.7: Fenómeno de aliasing....50
Figura 3.8: Filtro RC implementado....51
Figura 3.9: Resposta em frequência do filtro analógico passa-baixo....53
Figura 3.10: Filtro de média pesada para Pe=1, Pe=5 e Pe=10, para uma frequência de amostragem de 2 kHz....55
Figura 3.11: Diferenças entre filtro de médias e Savitzky-Golay....57
Figura 3.12: Trajectórias elementares....61
Figura 3.13: Trajectórias derivadas das elementares....61
Figura 3.14: Resposta em frequência, de catálogo, da válvula KBSDG4V....65
Figura 3.15: Registo de ganho para abertura de ±5% e ±25%....67
Figura 3.16: Registo de atraso de fase para abertura de ±5% e ±25%....68
Figura 3.17: Diagrama de blocos do sistema a identificar....69
Figura 3.18: Espectro do PRN utilizado na identificação....70
Figura 3.19: Volume morto na câmara A do cilindro....72
Figura 3.20: Volume morto no tubo de ligação e câmara B do cilindro....72

Figura 3.21: Evolução da força com a velocidade.....74
Figura 3.22: Variação de raio da haste.....75
Figura 3.23: Variação de coeficiente de atrito viscoso.....75
Figura 3.24: Montagem para identificação do cilindro.....79
Figura 3.25: Resposta a um impulso de um sistema de 2ª ordem sub-amortecido.....80
Figura 3.26: Resposta do cilindro à perturbação aplicada.....81
Figura 3.27: Esquema e notação da válvula.....83
Figura 3.28: Curvas de caudal das válvulas KBSDG4V da Eaton-Vickers.....84
Figura 3.29: Curva de pressão diferencial da válvula para uma pressão de alimentação de 70 bar.....86
Figura 3.30: Curva de caudal obtida pelo modelo não linear.....86
Figura 3.31: Curva de pressão diferencial, obtida pelo modelo não linear, para uma pressão de alimentação de 70 bar.....87
Figura 3.32: Esquema e notação do cilindro assimétrico.....88
Figura 3.33: Curva de caudal na câmara A do servoactuador com ps=100 bar.....93
Figura 3.34: Comportamento da pressão na câmara A para diferentes valores de abertura da válvula, com caudal em circulação.....93
Figura 3.35: Curva de caudal na câmara B no servoactuador com ps=100 bar.....94
Figura 3.36: Comportamento da pressão na câmara B para diferentes valores de abertura da válvula, com caudal em circulação.....94
Figura 3.37: Comportamento da pressão na câmara A para diferentes valores de abertura da válvula, sem caudal em circulação.....96
Figura 3.38: Comportamento da pressão na câmara B para diferentes valores de abertura da válvula, sem caudal em circulação.....96
Figura 3.39: Curva de pressão equivalente do servoactuador.....96
Figura 3.40: Exemplos de curvas de caudal-pressão do servoactuador.....97
Figura 3.41: Superfície de controlo da câmara A do servoactuador.....98
Figura 3.42: Superfície de controlo da câmara B do servoactuador.....99
Figura 3.43: Superfície que relaciona abertura da gaveta com força máxima disponível na carga e velocidade.....99
Figura 3.44: Força disponível no actuador para várias velocidades.....100
Figura 3.45: Sistema massa-mola-amortecedor.....102
Figura 3.46: Diagrama de blocos da implementação do modelo não linear.....103
Figura 4.1: Esquema do servoactuador.....108
Figura 4.2: Curvas de força vs velocidade para ±25% de abertura da gaveta.....115
Figura 4.3: Comportamento da câmara A do servoactuador.....118
Figura 4.4: Evolução coeficiente volume-pressão.....119
Figura 5.1: Sistema MISO com dois graus de liberdade (DOF).....127
Figura 5.2: Exemplo de templates bem e mal definidos.....129
Figura 5.3: Diagrama de Bode da variação paramétrica do sistema modelado.....130
Figura 5.4: Representação, em carta de Nichols, dos templates para ensaios de baixa frequência.....131
Figura 5.5: Detalhe dos templates para ensaios de baixa frequência.....131
Figura 5.6: Templates com 3 pontos para cada termo (excepto válvula).....132
Figura 5.7: Templates com 3 pontos nos termos da válvula e 2 nos restantes.....132
Figura 5.8: Representação, em carta de Nichols, dos templates e sistema nominal. 133
Figura 5.9: Bounds obtidos para uma margem de ganho de 6 dB.....136
Figura 5.10: Limites de seguimento de trajectória.....138
Figura 5.11: Bounds gerados para especificação de seguimento de trajectória.....138
Figura 5.12: Bounds de margem de ganho e seguimento de trajectória.....139

Figura 5.13: Sistema nominal e bounds na carta de Nichols.....140
Figura 5.14: Loop-shaping: adição de um integrador.....141
Figura 5.15: Loop-shaping: ajuste de ganho após adição de integrador.....141
Figura 5.16: Loop-shaping: adição de zeros em s = -8 rad/s (1.3 Hz) e s = -515 rad/s (82 Hz).....142
Figura 5.17: Loop-shaping: adição de dois pólos reais e um zero complexo.....142
Figura 5.18: Diagrama de Bode do sistema com controlador e pré-filtro unitário. A vermelho: limites de dinâmica do sistema pretendidos; Azul+Verde: resposta em frequência do sistema sem pré-filtro.....143
Figura 5.19: Pré-filtro: Resultado após inserir um filtro passa-baixo de 1ª ordem com pólo em s = -59 rad/s (9.4 Hz).....144
Figura 5.20: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com variação de carga máxima.....145
Figura 5.21: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com variação de carga média.....146
Figura 5.22: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com carga baixa.....146
Figura 5.23: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente 15kN/mm. 147
Figura 5.24: Cilindro com posição inicial a 350 mm e rigidez equivalente 15kN/mm. 147
Figura 5.25: Cilindro com posição inicial a 650 mm e rigidez equivalente 15kN/mm. 148
Figura 5.26: Cilindro com posição inicial a 650 mm e rigidez equivalente 15kN/mm - detalhe.....148
Figura 5.27: Cilindro com posição inicial a 650 mm, rigidez equivalente 15 kN/mm e variação de carga máxima.....149
Figura 5.28: Cilindro com posição inicial a 10mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm.....150
Figura 5.29: Cilindro com posição inicial a 10mm e com rigidez equivalente de 60 kN/mm - detalhe.....150
Figura 5.30: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente 60 kN/mm e com variação de carga máxima.....151
Figura 5.31: Cilindro com posição inicial a 10 mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm - controlador com menos ganho.....152
Figura 5.32: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente 15 kN/mm e com ganho no controlador decrescido em 30%.....152
Figura 5.33: Loop-shaping: controlador para eliminar ripple.....153
Figura 5.34: Pré-filtro para eliminar ripple.....153
Figura 5.35: Cilindro com posição inicial a 10 mm, com controlador e pré-filtro alternativo.....154
Figura 5.36: Cilindro com posição inicial a 10 mm, com controlador e pré-filtro alternativo - detalhe.....154
Figura 5.37: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm.....155
Figura 5.38: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente 60 kN/mm - detalhe.....155
Figura 5.39: Cilindro com posição inicial a 350mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm – detalhe.....156
Figura 5.40: Cilindro com posição inicial a 600mm e rigidez equivalente de 60

kN/mm.....156
Figura 5.41: Cilindro com posição inicial a 600mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm - detalhe.....157
Figura 5.42: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e menor ganho no controlador.....157
Figura 5.43: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e menor ganho no controlador - detalhe.....158
Figura 5.44: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e controlador alternativo.....158
Figura 5.45: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e controlador alternativo - detalhe.....159
Figura 5.46: Conjunto de modelos P dada a incerteza paramétrica.....160
Figura 5.47: Templates para ensaios de média-alta frequência.....161
Figura 5.48: Templates para ensaios de média-alta frequência - detalhe.....161
Figura 5.49: Representação do sistema nominal na carta de Nichols.....162
Figura 5.50: Bounds obtidos para uma margem de ganho de 6 dB.....162
Figura 5.51: Limites de seguimento de trajectória.....163
Figura 5.52: Bounds gerados para a especificação de seguimento de trajectória.....163
Figura 5.53: Bounds das especificações dinâmicas em detalhe.....164
Figura 5.54: Bounds de ganho (5.58 dB) e de seguimento de trajectória.....165
Figura 5.55: Sistema nominal e bounds na carta de Nichols.....166
Figura 5.56: Loop-shaping: ajuste de ganho.....166
Figura 5.57: Loop-shaping: adição de um par de pólos complexos e um par de zeros complexos.....167
Figura 5.58: Loop-shaping: adição de um compensador de atraso-avanço complexo. 167
Figura 5.59: Loop-shaping: adição de um compensador de avanço-atraso.....168
Figura 5.60: Pré-filtro: dinâmica com pré-filtro unitário.....169
Figura 5.61: Pré-filtro: Adição de um pólo em s=-325 rad/s (52 Hz).....169
Figura 5.62: Pré-filtro: adição de um pólo e um filtro rejeita banda para cumprir com a especificação.....170
Figura 5.63: Cilindro com posição inicial a 10mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga mínima.....171
Figura 5.64: Cilindro com posição inicial a 10mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.....171
Figura 5.65: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga máxima.....172
Figura 5.66: Exemplo do comportamento do servoactuador sem o ajuste de offset. 172
Figura 5.67: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.....173
Figura 5.68: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média - detalhe.....174
Figura 5.69: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.....174
Figura 5.70: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média - detalhe.....175
Figura 5.71: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.....175
Figura 5.72: Cilindro com posição inicial a 600 mm, rigidez equivalente de 30

kN/mm e variação de carga média.....176
Figura 5.73: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.....176
Figura 5.74: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.....177
Figura 5.75: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.....177
Figura 5.76: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.....178
Figura 5.77: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.....178
Figura 5.78: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.....179
Figura 5.79: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.....179
Figura 5.80: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média – detalhe.....180
Figura 5.81: Erro de seguimento a baixa frequência.....182
Figura 5.82: Erro de seguimento a média/alta frequência.....182
Figura 6.1: Discretização, linha picotada, pelo método PreWarp e frequência de amostragem 2 kHz.....189
Figura 6.2: Discretização, linha picotada, pelo método ZOH e frequência de amostragem 2 kHz.....189

Índice de tabelas

Tabela 1: Tabela comparativa entre Máquinas e Sistemas de Ensaio.....17
Tabela 2: Características do filtro RC implementado.....52
Tabela 3: Valores da dinâmica da válvula identificados pelo método manual.....67
Tabela 4: Valores da dinâmica da válvula identificados pelo método 2.....69
Tabela 5: Volumes mortos do cilindro.....71
Tabela 6: Frequência natural, calculada, do cilindro.....77
Tabela 7: Valores identificados para o cilindro.....82
Tabela 8: Valores para cálculo dos coeficientes do modelo.....84
Tabela 9: Valores dos coeficientes das equações das pseudo-áreas.....85
Tabela 10: Valores para cálculo do amortecimento do cilindro.....101
Tabela 11: Valor de amortecimento para várias posições do cilindro 101
Tabela 12: Valores de equilíbrio do servoactuador.....109
Tabela 13: Valores da rigidez do ambiente Keq.....116
Tabela 14: Ganhos de caudal do servoactuador.....117
Tabela 15: Variação do coeficiente caudal-pressão no servoactuador.....118
Tabela 16: Variação paramétrica do modelo linearizado.....120

1 Introdução

O trabalho descrito nesta dissertação é o culminar de vários anos de actividade profissional do autor, na área do desenvolvimento de soluções de aquisição e controlo de dados para máquinas e sistemas de ensaio dinâmicos, tipicamente de accionamento servo-hidráulico.

Ao longo desses anos, o autor foi tomando conhecimento das dificuldades subjacentes a este tipo de actividade, dificuldades essas de carácter técnico, de interacção com o utilizador final e de afinidade com os requisitos impostos por este.

Inicialmente existem as dificuldades inerentes ao desenvolvimento da aplicação de interface com o utilizador, de aquisição de dados e controlo em tempo real, bem como a implementação física de todo o hardware de suporte, como são o accionamento servo-hidráulico, a instrumentação e a electrónica de aquisição de dados.

Existe ainda uma enorme dificuldade em desenvolver uma solução, suficientemente amiga do utilizador, que permita a alguém, sem conhecimentos técnicos do equipamento, executar os ensaios pretendidos, sem causar danos pessoais e materiais. A contribuir largamente para este problema está, sem dúvida, a questão do controlo do equipamento. Ainda hoje é possível ouvir-se relatos de preparação de ensaios, em que são vários os provetes destruídos até o comportamento do equipamento ser o pretendido. Mesmo com o aparecimento do "*auto-tuning*" este problema subsiste, e o desperdício de tempo e material é muitas vezes demasiado custoso.

Por fim, é sempre um problema conseguir interpretar concretamente o que o utilizador final pretende. Por um lado, o utilizador final nem sempre transmite a melhor imagem da solução pretendida, quer por falta de conhecimentos técnicos, quer por ainda não ter presente a especificação final ou ainda não ter consciência do potencial do produto pretendido. Do lado de quem desenvolve, nem sempre é fácil colocar as questões correctas, quer por não compreender os fenómenos físicos em jogo, quer por falta de *feedback* do interlocutor.

Infelizmente, o resultado por vezes é o ilustrado na figura seguinte.

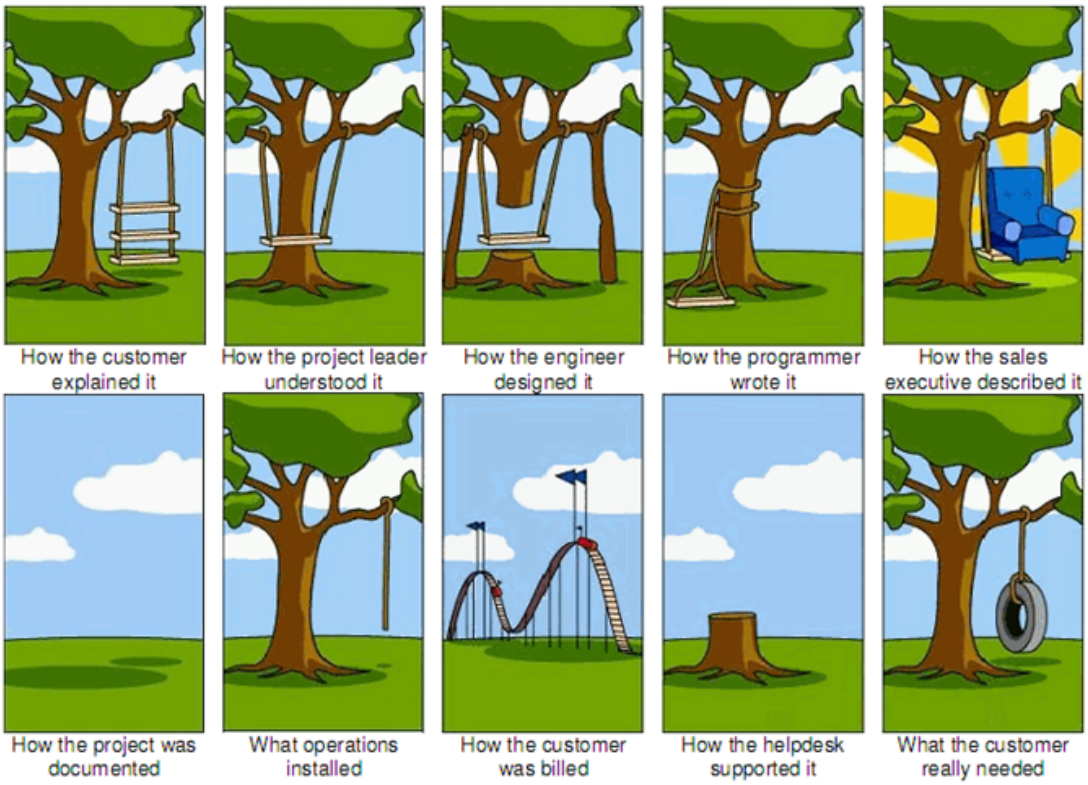


Figura 1.1: Evolução de um projecto.

Neste primeiro capítulo, é feito um sumário da evolução dos equipamentos de ensaio, até à actualidade, como forma de mostrar como evoluíram e de que forma essa evolução contribuiu para as dificuldades referenciadas. Por fim, é dada a conhecer a motivação por detrás deste trabalho e de que forma todo o desenvolvimento da dissertação está organizado.

1.1 Um pouco de história

Ao longo dos anos o autor contactou com diversos tipos de equipamentos de ensaios, alguns recentes, outros muito mais velhos que ele, mas nunca tinha reflectido sobre como seriam as primeiras máquinas de ensaios.

No passado os objectivos eram simples, os resultados pontuais, pretendia-se apenas conhecer os limites dos materiais. Actualmente os requisitos são mais exigentes, as solicitações mais complexas, a precisão necessária cada vez mais próxima do átomo.

Por estas razões, as primeiras linhas deste trabalho são dedicadas a um pouco da história das máquinas de ensaio.

Durante as pesquisas iniciais para esta dissertação, foi recomendada ao autor a leitura de [Timoshenko, 83]. Este livro, nos seus primeiros capítulos, aborda a história das máquinas de ensaio. É de seguida feito um pequeno resumo dessa obra.

Desde o início da Humanidade existe a necessidade de conhecer as propriedades dos materiais. Exemplo disso é a evolução dos materiais nas ferramentas e utensílios, desde o sílex até ao ferro, que demonstra claramente um conhecimento empírico, uma noção de capacidade funcional, da resistência dos materiais.

É só com a civilização grega que se encontram os primeiros estudos relacionados com a mecânica dos materiais. Arquimedes (287 AC a 212 AC), por exemplo, provou as condições de equilíbrio de uma alavanca e delineou os métodos de determinação dos centros de gravidade de corpos rígidos.

Os romanos, grandes construtores de pontes e fortificações, já utilizavam métodos específicos para aplicação nos seus projectos, como relatado por Vitruvius (80-70 AC a 15 AC) em "*De architectura*".

Durante a Idade Média este conhecimento quase que se perde para em seguida, por altura da Renascença e por necessidade de construção de grandes obras, ser recuperado.

A grande personagem deste período magnífico da Humanidade é Leonardo da Vinci (15 Abril 1452 a 2 Maio 1519), e é num dos seus cadernos que podemos encontrar esta anotação:

"La Meccanica è il paradiso delle scienze matematiche,

perché con quella si viene al frutto matematico."

Terá sido o primeiro a testar materiais por forma a conhecer a sua resistência, tal como está descrito numa anotação do seu "*Codex Atlanticus*"[2]. A máquina da figura 1.2 é a primeira máquina de ensaios de que se tem conhecimento, e permitia verificar a carga máxima a que um arame de aço podia ser submetido.

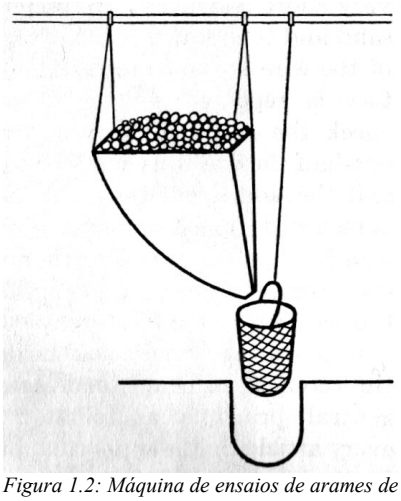


Figura 1.2: Máquina de ensaios de arames de aço

2 A sua versão digital pode ser consultada neste URL directo para a máquina em questão: http://www.ambrosiana.it/ing/ca_sfoglia.asp?pagina=140

Na realidade um sistema simples e ao mesmo tempo engenhoso. Um balde era suspenso no arame que se pretendia testar, e era carregado a partir de uma abertura no silo. Quando o arame cedia, devido ao peso do balde carregado, o balde caía numa abertura no solo, a fim de não perder a sua carga, ao mesmo tempo que, por meio de um cabo, selava a abertura do silo. Desta forma era possível correlacionar a espessura dos fios com a carga máxima suportada.

No século XVII Galileu (1564 a 1642), para provar a sua teoria na qual afirmava que estruturas geometricamente idênticas perdem resistência com o aumento das suas dimensões, utilizou os equipamentos das figuras seguintes para realizar os seus ensaios.

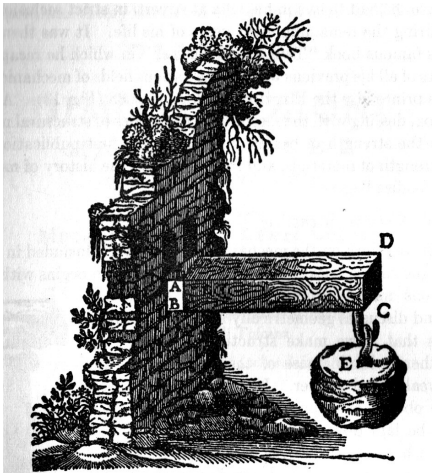


Figura 1.3: Ensaio de flexão

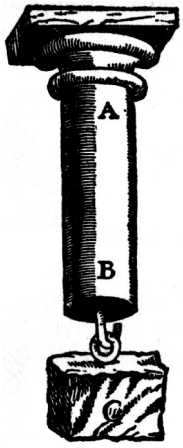


Figura 1.4: Ensaio de tracção

Ao longo dos séculos seguintes muitos desenvolveram as suas teorias auxiliados por máquinas de ensaio como as ilustradas nas figuras seguintes.

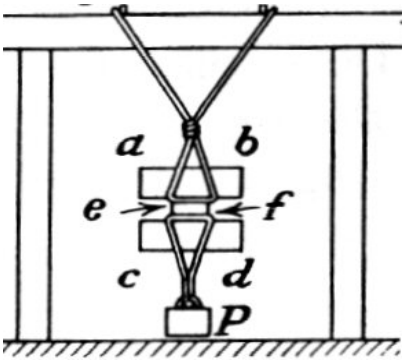


Figura 1.5: Ensaio de arenitos por Coulomb (1736 a 1806)

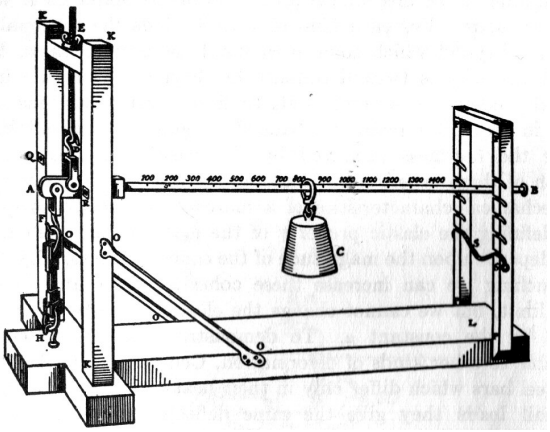


Figura 1.6: Musschenbruck (1692 a 1761) - Flexão

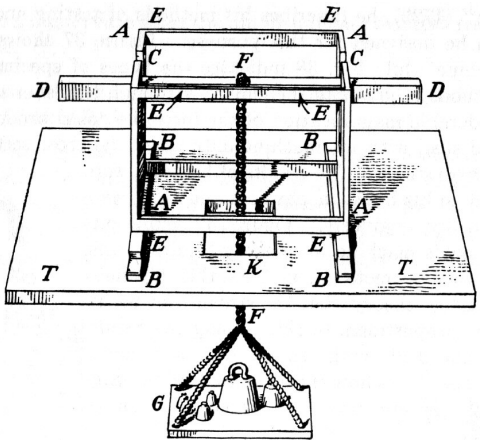


Figura 1.7: Musschenbruck (1692 a 1761) - Tracção

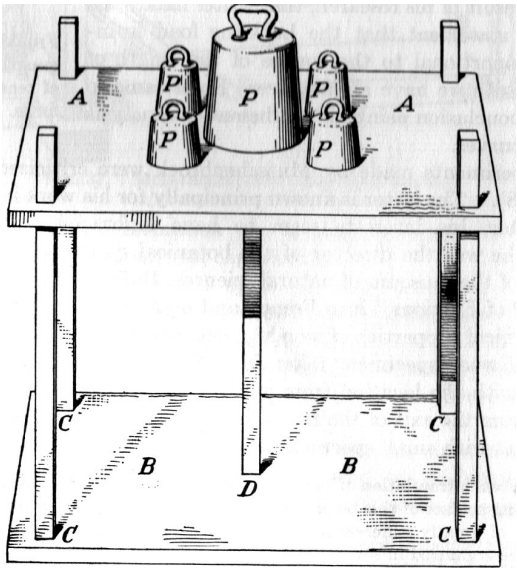
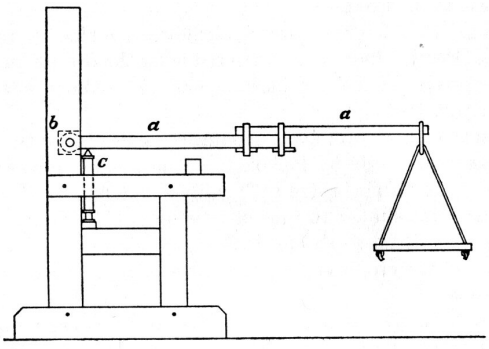


Figura 1.8: Musschenbruck (1692 a 1761) - Compressão



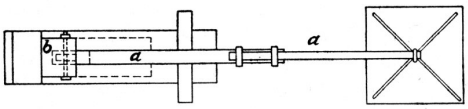


Figura 1.9: Gauthey (1732 a 1807) - Flexão

No início do século XIX James Watt (1736 a 1819) desenvolve a máquina a vapor, passo fundamental para a Revolução Industrial.

Este salto tecnológico provoca um aumento do consumo de novos materiais, como por exemplo o aço para a construção de equipamentos, e a necessidade de conhecer melhor as propriedades destes materiais.

No entanto, e apesar deste salto tecnológico, as máquinas de ensaio não eram muito diferentes das do passado (os ensaios continuavam a ser estáticos e os carregamentos manuais) como se pode ver na figura seguinte.

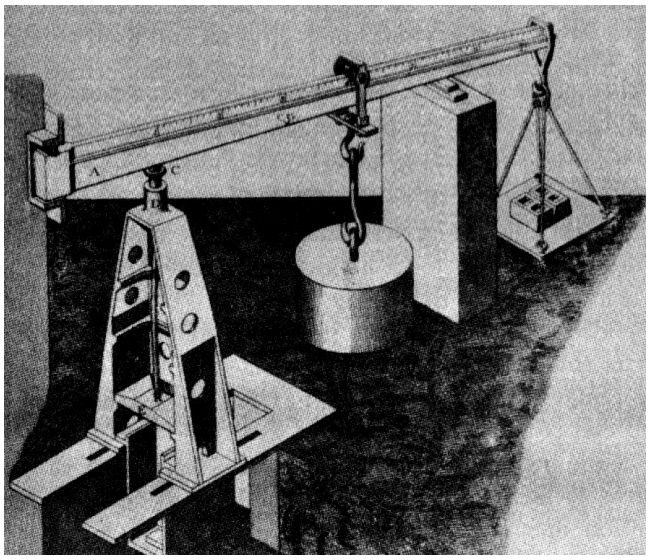


Figura 1.10: Máquina de ensaios de William Fairbaken (1789 a 1874)

O aparecimento da locomotiva a vapor acarreta um problema desconhecido na altura, causador de vários acidentes: o fenómeno da fadiga. O maior impacto foi nos carris, devido ao aumento de carga e à solicitação dinâmica do movimento.

A necessidade de combater este problema levou à construção de máquinas de ensaio funcionalmente diferentes, como a desenvolvida pelos Capitão Henry James e Capitão Galton, ilustrada na figura seguinte.

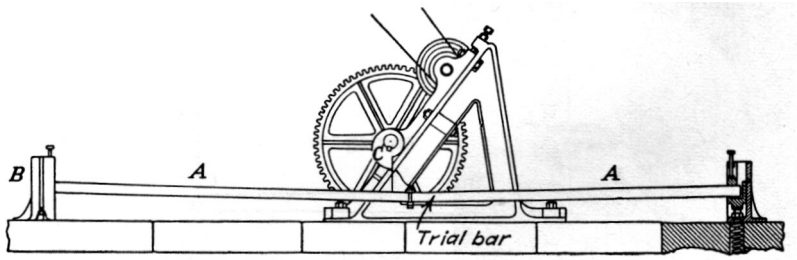


Figura 1.11: Máquina de ensaio à fadiga

Esta máquina possuía uma rotação excêntrica que provocava um flexão na viga para, em seguida, a libertar subitamente. Era capaz de realizar quatro a sete ciclos por minuto, muito pouco para os nossos dias mas um imenso avanço para a época.

Durante os séculos XIX e XX os ensaios realizados apenas permitem obter os valores limite (tensão de rotura, flecha máxima, entre outras). Contudo, tornava-se cada vez mais evidente que materiais idênticos, mas obtidos de forma diferente, não apresentavam os mesmos resultados.

O aparecimento de ligas levantou, também, o problema de se quantificar as suas propriedades.

Existia ainda o problema da metodologia seguida, pois não é possível comparar resultados se estes forem obtidos por métodos e/ou condições diferentes.

Era, pois, necessário e essencial o estudo organizado, metodológico e controlado que, inevitavelmente, conduziu ao aparecimento dos primeiros laboratórios de ensaios. David Kirkaldy (1820 a 1897)[3], engenheiro escocês, torna-se pioneiro nesta área ao abrir em 1865 um centro de ensaios em Londres com a máquina de ensaios hidráulica da figura seguinte.

3 Existe actualmente um museu em sua homenagem em Southwark Street, Londres, onde se pode encontrar a máquina original ainda em condições de funcionamento.

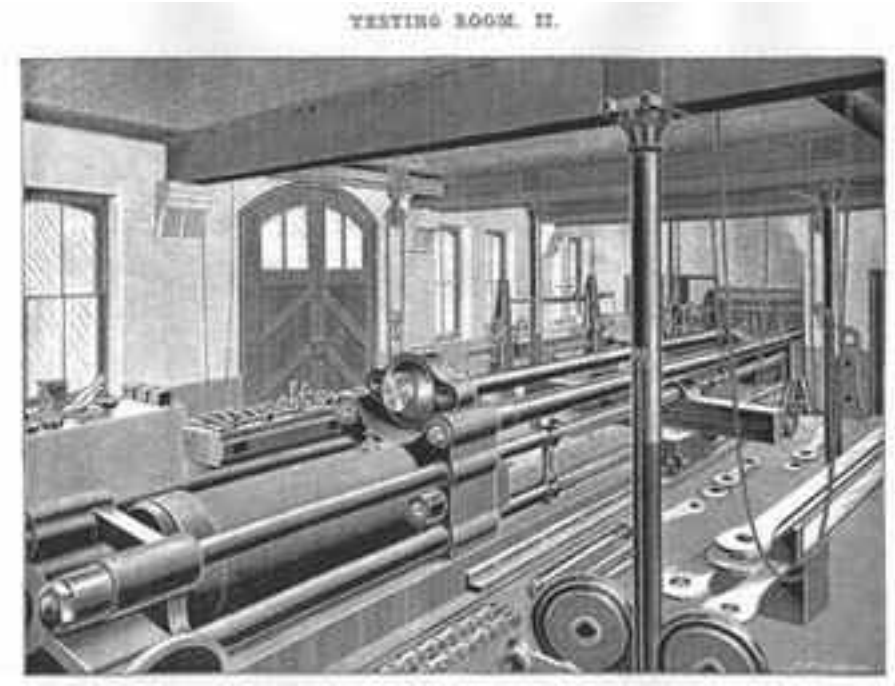


Figura 1.12: Máquina de ensaios universal

Perante este contexto, rapidamente foi imperativo um salto tecnológico e para isso contribuiriam vários factores. Em primeiro lugar, nas primeiras décadas do século XX, a generalização da utilização de energia eléctrica e progressos na área da óleo-hidráulica. Em segundo lugar, a indústria militar durante as duas grandes guerras que proporciona o aparecimento de diversas empresas nesta área.

Um exemplo é a Instron, criada em 1946 em Boston, cujos fundadores estiveram envolvidos na investigação e desenvolvimento de novos materiais para pára-quedas. Quando concluíram que as máquinas de ensaios disponíveis não eram as adequadas, resolveram desenvolver eles próprios equipamentos baseados em células de carga e sistemas servocontrolados.

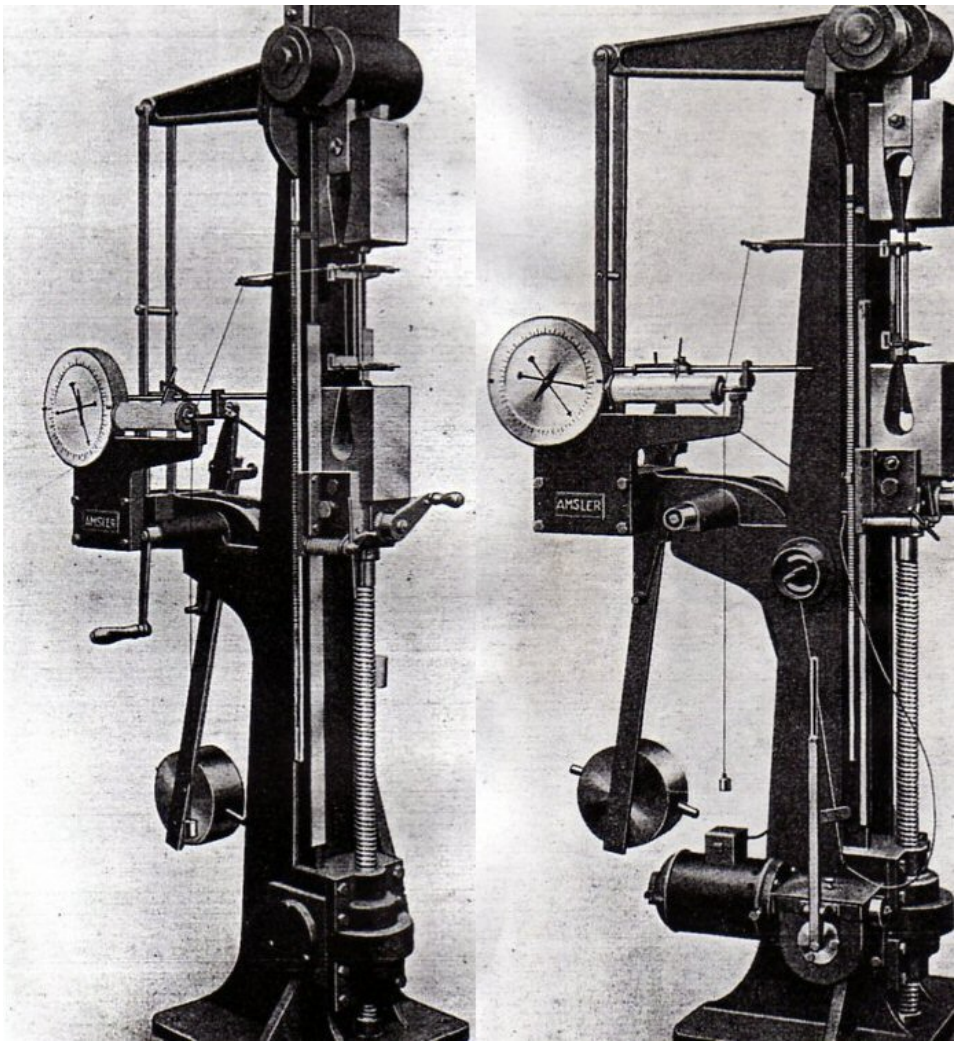


Figura 1.13: Evolução de uma máquina Amsler de 5000 kg de capacidade

Do lado esquerdo a versão de accionamento manual, do lado direito a versão de accionamento eléctrico

1.2 Motivação

Da secção anterior podemos concluir que os equipamentos de ensaio de materiais são, na sua grande maioria, dedicados a uma determinada função (tracção, compressão, fadiga, choque, entre outras) e a uma determinada gama de utilização (normalmente limitada à potência instalada), com o intuito de realizar ensaios mecânicos, ou seja, determinar as propriedades mecânicas de materiais e/ou estruturas. Podemos, inclusive, adquirir um equipamento específico à realização de ensaios de uma determinada norma, como os que actualmente se encontram em alguns laboratórios de controlo de qualidade. No entanto, casos há em que esta especificidade é uma desvantagem.

Um exemplo são laboratórios de I&D de novos materiais e estruturas. Este tipo de laboratório lida com uma diversidade enorme de ensaios, com inúmeras normas a seguir e muitos ensaios sem norma (investigação), que raramente se conseguem realizar em apenas um equipamento. Porque a configuração do provete não o permite, dimensões por exemplo, ou porque a máquina é para ensaios estáticos e a caracterização do provete é dinâmica, uma máquina apenas não é suficiente. Perante esta situação é normal encontrarmos, nestes laboratórios, um grande conjunto de equipamentos de ensaio, para várias capacidades nominais, estáticas e dinâmicas, com cursos de ensaio diferentes em cada caso, em resumo, um enorme investimento em recursos.

Contudo, o pior caso é o ensaio de grandes estruturas. Quer pelas dimensões que modelos à escala real possam ter, quer pela localização dos mesmos (muitas vezes *in situ*), o ensaio não é compatível de modo algum com a maioria dos equipamentos apresentados no capítulo anterior.

Com uma necessidade cada vez maior de ensaios estruturais, além da necessidade de flexibilidade, a resposta é a criação de "sistemas de ensaio".

Estes equipamentos permitem ensaios mais complexos, com vários graus de liberdade, de modo a se solicitar a estrutura a condições de carregamento reais.

1.2.1 Máquinas e sistemas de ensaio

As grandes diferenças entre as máquinas e os sistemas de ensaio reflectem-se a dois níveis:

1. Nível estrutural.

   As máquinas de ensaio são concebidas para uma determinada tarefa e limites físicos bem definidos. Possuem uma estrutura de reacção rígida e os elementos actuadores estão fixos à estrutura, não podendo ser substituídos nem colocados numa outra posição dentro dessa estrutura. Exemplo são as máquinas universais de tracção onde é possível indicar o tipo de material, seleccionar a norma pretendida, definir as dimensões do provete para que a máquina realize o ensaio e indique os valores relevantes para a norma indicada.

   Os sistemas de ensaio têm uma concepção modular, que lhes permite adaptar-se a diversas exigências de ensaio. Os diversos componentes do sistema interligam-se em várias configurações, assentes numa estrutura construída especificamente para o tipo de ensaio em questão. Exemplo são as estruturas de ensaio de suspensões de automóveis onde é possível ensaiar vários modelos e aplicar os mais variados tipos de solicitações.

2. Nível de utilização.

   As máquinas de ensaio têm uma estrutura definida imutável, uma fonte de energia não configurável, um só actuador e, em muitos casos, uma interface com o utilizador dedicada, ou seja, que permite uma fácil execução da tarefa em vista bem como a automação de todo o processo de pós-processamento de dados. Para o operador basta introduzir o tipo de

ensaio a executar, definir alguns parâmetros e carregar no botão de iniciar para em seguida recolher os dados já processados.

Os sistemas de ensaio são pensados por forma a proporcionarem, ao utilizador, diversas funções e diversas gamas de funcionamento, tudo isto através da configuração de um vasto conjunto de parâmetros. A estrutura é, tipicamente, um pórtico concebido à medida de cada aplicação, a fonte de energia e actuadores são vários e seleccionados para cada tarefa, o software é universal e permite ao utilizador um controlo total sobre o hardware.

Figura 1.14: Sistema de ensaio do LABEST, na FEUP, com duas secções das bancadas do Estádio do Dragão.

O grande campo de aplicação dos sistemas de ensaio situa-se, então, no domínio da I&D porque, dadas as suas características, permitem criar condições para o aparecimento de novos métodos de ensaio, bem como a determinação de parâmetros que, de outro modo, segundo a topologia de ensaios convencional, seria impossível.

Ambas as arquitecturas contêm os mesmos elementos funcionais, como o actuador ou a fonte de energia. Contudo numa máquina de ensaio estes elementos fundem-se num só equipamento ao contrário dos sistemas de ensaio onde é visível uma modularidade de elementos.

Esta modularidade permite ao utilizador uma grande flexibilidade na combinação de elementos por forma a adequar o sistema de ensaio a todas as necessidades. Enquanto que numa máquina de ensaios o utilizador está limitado a uma determinada potência instalada, a um determinado actuador, em resumo a uma gama finita de solicitações, num sistema de ensaios o mesmo utilizador tem a possibilidade de reconfigurar o hardware a qualquer altura de forma a alargar essa mesma gama.

Por outro lado, uma máquina de ensaios, por ser um equipamento dedicado a uma determinada função, é mais vantajosa nalguns aspectos. Desde logo é um equipamento mais compacto, desenhado para uma determinada funcionalidade, que não necessita ser deslocado a cada ensaio. Depois, por ser desenhado de acordo com uma necessidade específica, é um equipamento robusto em termos estruturais e funcionais de origem e não força o utilizador a projectar uma estrutura robusta de suporte. Por fim vem tipicamente associado a um pacote de software dedicado à tarefa em causa, sem grandes complicações de configuração de hardware e ensaios.

Em resumo, como pode ser analisado na tabela seguinte, existem algumas diferenças entre os dois tipos de arquitectura. Contudo, estas diferenças revelam-se no campo funcional do equipamento e não ao nível de componentes elementares, muito devido ao aspecto mais importante dos sistemas de ensaio: a sua flexibilidade.

Tabela 1: Tabela comparativa entre Máquinas e Sistemas de Ensaio

Componente	Máquina de ensaios	Sistema flexível de ensaios
Estrutura	• Rígida. • Dedicada à gama de utilização (curso, carga máxima, dinâmica da solicitação).	• Mais ou menos rígida conforme os requisitos do ensaio. • Configuração em função da aplicação.
Unidade energética	• Adequada às necessidades máximas especificadas para a dinâmica da máquina e tipicamente com potência não ajustável. • Tipicamente integrada na estrutura da própria máquina.	• Adequada às necessidades de cada aplicação e pode ser de potência ajustável. • Podem existir várias unidades energéticas para o mesmo sistema, com diversas características de potência e aspectos construtivos. • Móveis e/ou integradas na estrutura.
Servoactuador	• Integrado na estrutura. • Características de curso, carga e dinâmica pré-definidos.	• Pode ter mais de uma posição de montagem na estrutura.
Software	• Dedicado à função pré-definida da máquina. • Muito simples e fácil de utilizar. • Por vezes não existe, o controlo do ensaio é efectuado por hardware.	• Modular. • Complexo. • Essencial para o funcionamento do equipamento.

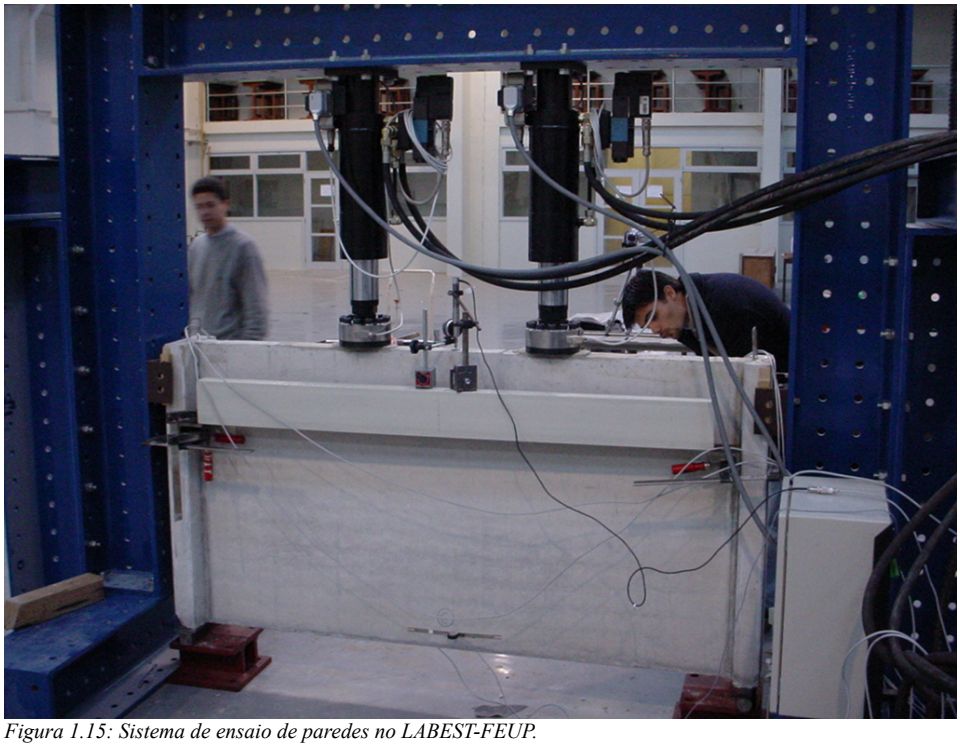


Figura 1.15: Sistema de ensaio de paredes no LABEST-FEUP.

1.2.2 Objectivo da dissertação

Ao longo dos últimos anos, o autor viu-se envolvido no desenvolvimento de vários sistemas de ensaio, tal como os das figuras 1.14 e 1.15. Neste período, a diversidade de casos estudados é grande, quer em termos de grandezas envolvidas quer das suas características temporais. Esta diversidade levou ao desenvolvimento, e contínuo melhoramento, de um *software* de monitorização e controlo de sistemas de ensaio, e à implementação de várias estratégias de controlo dada a enorme dificuldade em obter um ajuste optimizado para cada aplicação, recorrendo a apenas uma única estratégia de controlo.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação tem por objectivo eliminar um dos grandes problemas associados aos ensaios realizados pelo sistema de ensaio: o ajuste do comportamento do sistema, ou seja, do controlador da grandeza seleccionada em

cada momento pelo utilizador final.

No caso das máquinas, pelas razões enumeradas anteriormente, é suficiente um ajuste de fábrica, ou que se crie uma base de dados que permita abranger todas as necessidades de controlo. Este é o caso, por exemplo, da Instron. Nos seus equipamentos mais recentes o utilizador define que tipo de norma pretende, e quais as características do material a ensaiar, para que o controlador ser "automaticamente" parametrizado com os valores óptimos.

No caso dos sistemas de ensaio não é possível seguir o mesmo conceito, aqui apresentado para as máquinas de ensaio. As combinações possíveis, de unidades de energia, accionamentos e comportamento do provete a ensaiar, são demasiado complexas para permitir o ajuste de fábrica ou mesmo a criação de uma base de dados. A solução possível é o ajuste, do controlador, para cada tipo de ensaio.

Esta situação não é nova. É ainda possível ouvir relatos de ensaios, realizados na década passada, feitos com equipamentos em que o ajuste de parâmetros do controlador era realizado por intermédio de regulação analógica (potenciómetros ou mesmo reguladores de pressão). Esta situação acarreta um enorme custo em tempo despendido, desgaste do equipamento e provetes de ajuste, situação essa que nalguns casos é proibitiva ou mesmo impossível. Como exemplo, a FEUP ainda hoje tem em funcionamento uma máquina de ensaios de fadiga de provetes em tracção que, antes de ensaiar um determinado tipo de material, obriga ao "*auto-tuning*" do controlador. Na maioria dos casos, o provete de ajuste é suficientemente danificado para não poder ser utilizado posteriormente. Se no caso do ensaio de provetes de aço o custo por provete não é alto, já em alguns casos de materiais compósitos o custo é demasiado alto para se ter vários provetes.

Em resumo, o grande inconveniente dos sistemas de ensaio, para além da complexidade de configurações físicas, encontra-se no ajuste do seu controlador, ou

controladores no caso multi-eixo.

O ideal seria, então, ter um controlador capaz de abranger uma gama mais alargada de variações paramétricas do sistema a ensaiar. É esse o objectivo desta dissertação, para o caso particular, e mais exigente, do controlo de força.

Deste capítulo, retemos a ideia de que, ao longo do tempo, a necessidade de estudar novos materiais e soluções estruturais levou ao desenvolvimento de equipamentos de ensaio. Estes equipamentos podem ser mais dedicados, as máquinas de ensaio, ou mais flexíveis, os sistemas de ensaio, com vantagens e desvantagens naturais.

Actualmente, os equipamentos de ensaio generalizaram a sua função, aparecendo implementadas nas várias fases do processo produtivo:

1. Suporte à investigação e desenvolvimento de novos produtos:

   Em laboratórios de I&D permitem experimentalmente confirmar e ajustar modelos matemáticos, bem como obter dados sobre as propriedades de provetes testados.

2. Controlo de qualidade durante o processo de fabrico:

   Aferir, ainda na linha de produção, da qualidade do produto. É normal encontrar máquinas de ensaio no fim das linhas de produção para teste *in situ* determinante para a aceitação ou rejeição de lotes.

3. Certificação de produtos segundo as normas em vigor:

   Com o aumento do nível de exigência do mercado, e para se assegurar um mínimo de qualidade e segurança, é exigido que os produtos sejam certificados. As máquinas de ensaio permitem verificar o cumprimento dos padrões estabelecidos de qualidade e segurança.

4. Simulação de situações extremas de utilização:

   Actualmente não é permitido, nem moralmente correcto, colocar-se em risco seres vivos propositadamente. São imagens do passado, por exemplo, a utilização de porcos para ensaios de cadeiras de ejecção de aviões. As máquinas de ensaio possibilitam a recriação de situações extremas em ambientes controlados, como por exemplo ensaios de fadiga e rotura, colisão, entre outros.

O grande inconveniente, em termos de utilização, dos sistemas de ensaio reside no facto de, dada a grande variedade de configurações possíveis, ser inevitável recorrer-se ao ajuste prévio do controlador em malha fechada da grandeza seleccionada para ser controlada. Daqui resultam custos que, em alguns casos, não podem ser suportados e impossibilitam o correcto ajuste do controlador ou inviabilizam mesmo o ensaio.

Esta dissertação pretende ser uma ferramenta prática, para o desenvolvimento de um controlador de força de um sistema de ensaio, criado para ensaiar provetes que têm variações significativas de propriedades físicas.

2 Equipamentos de ensaio de referência

Antes de se iniciar a caracterização do sistema de ensaio a utilizar, é de todo o interesse fazer um pequeno inventário tecnológico pelos principais fabricantes de equipamentos de ensaio.

Apesar da informação disponibilizada não ser muito detalhada em termos técnicos, o que é de todo compreensível nomeadamente no que se refere às soluções de controlo, foi feito o possível por caracterizar as soluções que se podem encontrar, de forma sucinta e comparável entre si.

Dado o alargado espectro de soluções e fabricantes que se encontram no mercado, bem como o contexto desta dissertação, a pesquisa que se segue restringe-se a equipamentos servo-hidráulicos, para ensaios com características dinâmicas, e a fabricantes de relevo mundial, enumerados seguidamente:

- Zwick/Roell, http://www.zwick.com/;
- Instron, http://www.instron.com/;
- MTS, http://www.mts.com/.

2.1 Zwick/Roell

A Roell foi fundada em 1920 e a integração da Zwick dá-se em 1992. Actualmente a empresa apresenta-se no mercado mundial com uma vasta experiência e gama de produtos, emprega mais de 950 funcionários e gera uma receita anual superior a 135 milhões de euro.

Na sua extensa gama de produtos é possível encontrar máquinas de ensaios, modelos HA e HB, com capacidades entre os 5 kN e os 1000 kN, capazes de operar a frequências até 200 Hz, graças à elevada rigidez e alta frequência natural das suas estruturas.

Os grupos hidráulicos que equipam as máquinas da Zwick operam a 210 ou 280 bar, com caudais entre os 5 l/min e os 330 l/min. O arrefecimento pode ser a água ou ar e, opcionalmente, podem ser equipados com isolamento acústico.

Nos equipamentos dinâmicos são utilizados servoactuadores, da série LH, com chumaceiras hidrostáticas para minimizar atrito e aumentar a rigidez, e acabamento sintético para elevada protecção. O servoactuador já vem equipado com um transdutor de medida de posição do tipo LVDT. As capacidades destes actuadores variam entre ± 10 kN e ± 1000 kN, para cursos entre 100 mm e 400 mm.

Figura 2.1: servoactuador da Zwick

O sistema de controlo dedicado proposto é o modelo *HidroWin*, totalmente digital, com as seguintes características:

- até 4 actuadores;
- calibração de transdutores em tabela de 32-bit;
- aquisição de até 8 transdutores por actuador, a 19-bit, e frequência 10 kHz por canal de aquisição ou seja, no caso de 8 transdutores a frequência de aquisição de todos os transdutores será de 1,25 kHz;
- malha de *feedback* por leitura de canal adquirido, ou por valor calculado a partir de canais adquiridos;
- PID ajustável;
- geração de ondas a 32-bit.

O software, *testXpert*, é único para todos os equipamentos, configurável às necessidades do utilizador, já preparado para diversas aplicações laboratoriais.

Figura 2.2: Máquina de ensaios Zwick

Figura 2.3: Sistema de ensaios Zwick

2.2 Instron

Em 1946, Harold Hindman e George Burr, que trabalharam juntos no MIT a identificar propriedades de materiais a aplicar em pára-quedas, criaram esta empresa derivada do enorme sucesso da máquina de ensaios que desenvolveram.

Actualmente, com cerca de 1200 empregados e uma facturação estimada em 200 milhões de dólar anuais, a Instron apresenta uma gama de equipamentos para a avaliação de propriedades mecânicas e físicas de materiais, estruturas e componentes.

As máquinas de ensaio dinâmicas dividem-se em quatro grupos: de montagem em mesa, fixação ao solo, de alta capacidade e específicas à aplicação.

A capacidade de força dinâmica máxima varia entre os ± 25 kN nas de mesa, ± 100 kN nas de solo, e ± 20 MN nas de alta capacidade.

Figura 2.4: Máquina de ensaios dinâmicos de alta capacidade

O sistema de controlo dedicado proposto para controlar estes equipamentos, o *FastTrack 8800*, existe em três versões consoante as necessidades da aplicação.

Para aplicações de um eixo apenas, em ensaios simples, é recomendada a versão *LT*. Para aplicações de um eixo mas que necessitem de um maior controlo dos parâmetros de ensaio a versão *Desktop* é a a mais ajustada. Para aplicações multi-eixo complexas a versão possível é a *Tower*.

As características principais deste controlador são as seguintes:

- identificação automática e calibração de transdutores fornecidos pela Instron, por intermédio de um dispositivo inserido na ficha;
- resolução de 19 bit na leitura dos transdutores;
- PID adaptativo, *lag*, *feed-forward* de segunda ordem, e *notch* de quarta ordem em série, paralelo ou cascata. A frequência de ciclo do controlador é 5 kHz;
- possibilidade de combinar os sinais adquiridos dos transdutores para produzir sinais de *feedback* complexos;
- geração de referências com resolução de 32 bit;
- aquisição a uma frequência máxima de 5 kHz

A Instron, através da divisão IST[4], introduz na sua gama hardware para sistemas de ensaio. É uma das empresas líderes mundiais para a indústria automóvel com produtos como mesas de vibração, simulação de condições de rodagem, testes estruturais de veículos e testes de segurança.

4 IST – Instron Structural Testing @ http://www.instron.com/ist/index.asp

Figura 2.5: Sistema de 6 DOF para ensaios estruturais

Os grupos hidráulicos que equipam estes equipamentos funcionam a 200 ou 280 bar, com caudais que podem atingir os 118 l/min. O arrefecimento é a ar ou água e, opcionalmente, são equipados com isolamento acústico. Pormenor interessante é todos os grupos virem equipados com um PLC, permitindo de um modo expedito e directo monitorizar e ajustar a pressão e a temperatura máxima, entre outras funcionalidades.

Os servoactuadores, com chumaceiras em labirinto ou hidrostáticas, têm capacidades entre 10 kN e 3000 kN, com cursos a variar entre os 100 mm e os 250 mm, e vêm de série equipados com um transdutor de medida de posição do tipo LVDT.

Na IST podemos ainda encontrar máquinas de ensaio para materiais elásticos com características únicas. Nas máquinas consideradas de média frequência a força nominal pode ir até 50 kN, com deslocamentos máximos de ± 50 mm, e frequência máxima de teste até 400 Hz. Nas máquinas de alta frequência a força nominal é de 7 kN, o deslocamento nominal é de ± 10 mm, e a frequência máxima é de 1000 Hz!

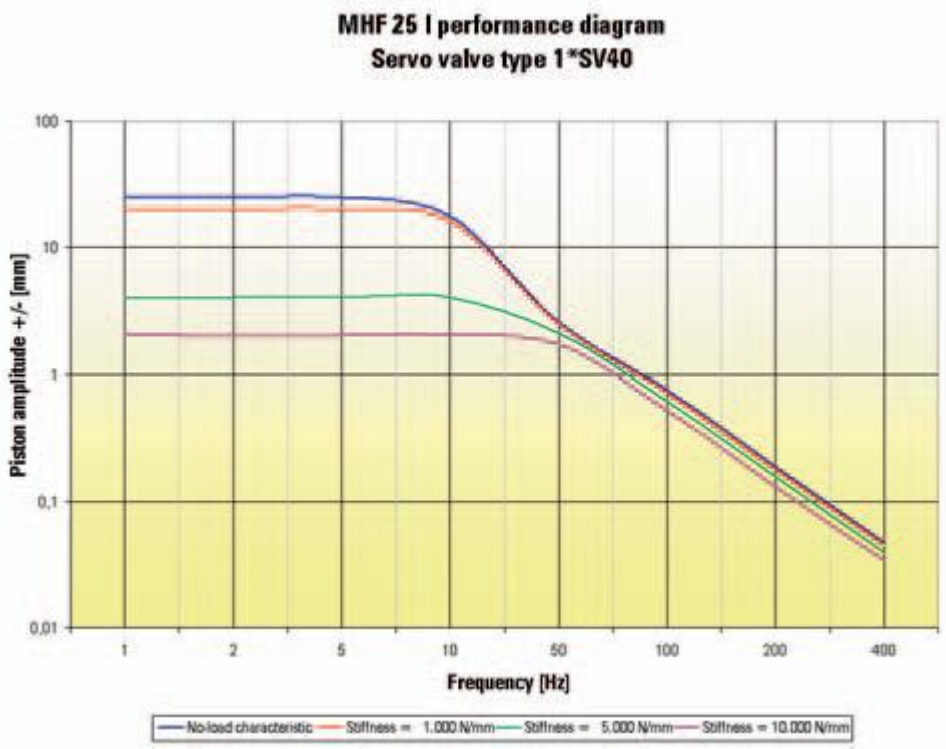


Figura 2.6: Curva Def. vs Freq. de uma máquina de ensaios Instron

No software a Instron opta por ter uma aplicação universal (*Bluehill2*), e outras aplicações dedicadas a ensaios de fadiga (*WaveMatrix*), de torção, de dureza e de impacto.

Todas as aplicações têm pré-configurados modelos de teste, baseados em normas de ensaio, e uma extensa base de dados para ajuste de parâmetros internos do equipamento.

Existe ainda a possibilidade de se poder recorrer a bibliotecas de *LabView* para desenvolvimento de software de controlo e monitorização dos equipamentos.

2.3 MTS

A MTS é líder do mercado desde 1966 na área dos equipamentos de teste e simulação mecânicos, e conta actualmente com mais de 1600 empregados. A empresa está organizada em diversas divisões, desde a indústria automóvel até à indústria aeronáutica.

Nos equipamentos servo-hidráulicos dinâmicos a proposta deste fabricante é a gama *Landmark*, com modelos para mesa e fixação ao solo. Esta gama tem capacidades de força desde os 15 kN até aos 500 kN, com cursos que variam entre os 50 mm e os 250 mm. As prestações dinâmicas podem ir até aos 200 Hz, para capacidades de 15 ou 25 kN e cursos de 50, 100 ou 150 mm.

Existe ainda um modelo capaz de executar ensaios a 1000 Hz, com uma capacidade estática de 25 kN e um curso disponível de ± 25,4 mm.

Figura 2.7: Máquina de ensaio dinâmico até 100 Hz

Os grupos hidráulicos MTS operam a 210 bar, com caudais entre os 20 l/min e os 600 l/min, e todos apresentam bombas de cilindrada variável, para melhorar a eficiência energética, e isolamento acústico.

Nos servoactuadores, a MTS revela uma grande gama de soluções construtivas, estáticas e dinâmicas, de cursos pequenos e grandes, por forma a responder a todo o tipo de solicitações. Para solicitações dinâmicas a MTS recomenda os seguintes modelos:

- Modelo 242:

  Testes de alta velocidade, pequeno curso e carga reduzida como, por exemplo, pesquisa de ressonâncias estruturais e análise modal. A vedação nos apoios é garantida com vedantes de baixo atrito. Cursos disponíveis de 50 mm, 100 mm e 150 mm. Cargas nominais de 2,6 kN, 5 kN, 10 kN e 15 kN;

- Modelo 244:

  Testes de fadiga a alta frequência de estruturas e de materiais. Apoios com vedação em PTFE para alta pressão, próprios para ensaios de alta frequência com curso reduzido. Cursos disponíveis de 150 mm e 250 mm, para cargas nominais de 15 kN a 1000 kN;

- Modelo 248:

  servoactuador para testes de vibração, para análise de frequências de ressonância que requerem baixa distorção harmónica. Equipado com chumaceiras hidrostáticas para elevada rigidez. Cursos disponíveis de 50 mm, 100 mm, 150mm e 250mm, para cargas nominais de 10 kN a 160 kN.

Figura 2.8: servoactuador MTS modelo 244

O sistema de controlo dedicado proposto pela MTS, modelo *FlexTest*, é digital e as suas principais características são as seguintes:

- conversores de 19 bit com *over-sampling* @ 120 kHz e *sample and hold* simultâneo;
- geração de referências com resolução de 32 bit e frequência entre 1 mHz e 600 Hz;
- *feedback* de qualquer variável lida ou calculada (cálculos a 32 bit de vírgula flutuante);
- controlador PIDF com *auto-tuning*;
- frequência de amostragem máxima do *loop* de controlo de 6 kHz (depende do número de eixos activos).

No software a MTS, tal como as suas concorrentes, apresenta uma solução universal com uma extensa base de dados de ensaio pré-definidos, bem como soluções mais dedicadas a cada tipo de indústria.

Figura 2.9: Máquina de ensaio dinâmico MTS

Como vimos no capítulo anterior, a indústria está em constante evolução e não se pode dissociar esta evolução do progresso no campo das máquinas de ensaio. Para que novos materiais apareçam como alternativa é necessário testá-los.

O aparecimento do transístor veio mudar completamente a face das máquinas de ensaio. Os grandes quadros eléctricos e indicadores analógicos são imagens do passado, sendo substituídos por quadros mais pequenos e compactos e monitores associados a um computador pessoal.

Em alternativa ao accionamento manual, temos à nossa disposição diferentes tipos de accionamento (eléctrico, hidráulico, pneumático, entre outros). O recurso a sistemas de controlo automático confere uma maior liberdade ao utilizador. Este já só tem de se preocupar em colocar o provete a testar na máquina e seleccionar o ensaio a realizar, tudo o resto é automático.

Actualmente, os fabricantes de equipamentos de ensaio disponibilizam soluções à medida das necessidades da indústria, capazes de dar resposta aos mais diversos requisitos impostos por normas, ao mesmo tempo que são capazes de desenvolver equipamentos dedicados a tarefas mais específicas, como é o caso de ensaios na área de I&D.

Olhando para as secções anteriores, a ideia que fica é de que a oferta é de tal forma alargada, e de qualidade, que a grande dificuldade é seleccionar a quem adquirir o equipamento.

Pelo que se pode observar na última década, e numa perspectiva pessoal da tendência de evolução, tudo aponta para:

- controladores mais rápidos, com maiores resoluções de leitura e cálculo, e capacidade de controlar mais eixos em simultâneo;
- controladores mais "inteligentes", capazes de se ajustar a uma gama mais alargada de variação paramétrica do ambiente a ensaiar;
- equipamentos com capacidade e resolução para ensaios de micro provetes em resposta à contínua evolução dos micro equipamentos.
- equipamentos de maiores capacidades para dar resposta aos materiais e estruturas aplicados nas super construções;
- equipamentos com capacidades dinâmicas superiores (neste momento já existem equipamentos capazes de executar 1 kHz) para minimizar a duração de ensaios de fadiga de materiais especiais;

3 Sistema de ensaio de apoio à dissertação

Esta dissertação tem como suporte físico o sistema de ensaio da figura 3.1, desenvolvido no INEGI, para o ensaio dinâmico de estruturas.

Na primeira parte deste capítulo, são caracterizados os diversos elementos deste sistema de ensaio. Foi dada especial atenção a uma descrição técnica dos diversos componentes tecnológicos, como por exemplo tipo de transdutores e sistema de aquisição de dados, de forma a possibilitar a futura reprodutibilidade de todos os procedimentos, e ensaios, descritos neste trabalho.

Por fim é descrito o procedimento de identificação de características do servoactuador, associadas a aspectos dinâmicos e estáticos do seu comportamento, para permitir a construção fidedigna de um modelo, não linear, que o caracterize. Este modelo será posteriormente utilizado, em simulação numérica em *Matlab*, para teste do controlador desenvolvido.

Recorrer a simulação é importante por duas razões:

1. o trabalho de ajuste do controlador é simplificado, dado não ser preciso utilizar o sistema real não há todo o tempo dispendido em parametrizar e preparar o mesmo;
2. o perigo de danos no servoactuador, derivadas de situações de comportamento inesperado, é minimizado.

Figura 3.1: Sistema de ensaio de apoio à dissertação

Como outro qualquer sistema de ensaio, o sistema de apoio a esta dissertação é composto por:

- grupo hidráulico;
- servoactuador;
- estrutura resistente que permite a montagem do actuador em várias posições;
- sistema de aquisição e controlo.

Nos parágrafos seguintes é feita uma descrição pormenorizada destes elementos.

3.1 Grupo hidráulico

Figura 3.2: Grupo hidráulico do sistema de ensaio do Inegi.

O grupo hidráulico, figura 3.2, é composto por estes elementos principais:

- reservatório com capacidade para 100 litros de óleo;
- permutador hidráulico água-óleo;
- quadro eléctrico de potência e comando;
- circuito hidráulico auxiliar:
  - motor eléctrico trifásico de 3 kW;
  - bomba de engrenagem;
  - válvula limitadora de pressão, de regulação manual, ajustada para 50 bar;

- válvula de carga de comando eléctrico;

- circuito hidráulico principal:
  - motor eléctrico trifásico de 15 kW;
  - bomba de cilindrada variável de pistões axiais, de barrilete rotativo e de eixo inclinado, Mannesmann Rexroth modelo A7V 20 EL 2.0 RPGOO, capaz de gerar, a 1500 rpm, aproximadamente 30 l/min @ 350 bar;
  - válvula limitadora de pressão, de regulação manual, ajustada para 100 bar;
  - acumulador hidráulico de membrana de 0.75 litros;
  - transdutor de pressão, AEP modelo TP12, para uma medida de pressão absoluta máxima de 250 bar, com linearidade e histerese inferior a ±0.2% (±0.5 bar) e sinal analógico de saída de 0-10 VDC;

O circuito auxiliar assegura a pressão mínima de pilotagem, acima de 40 bar, do sistema de regulação de cilindrada da bomba principal. O esquema hidráulico do grupo é o representado na figura seguinte.

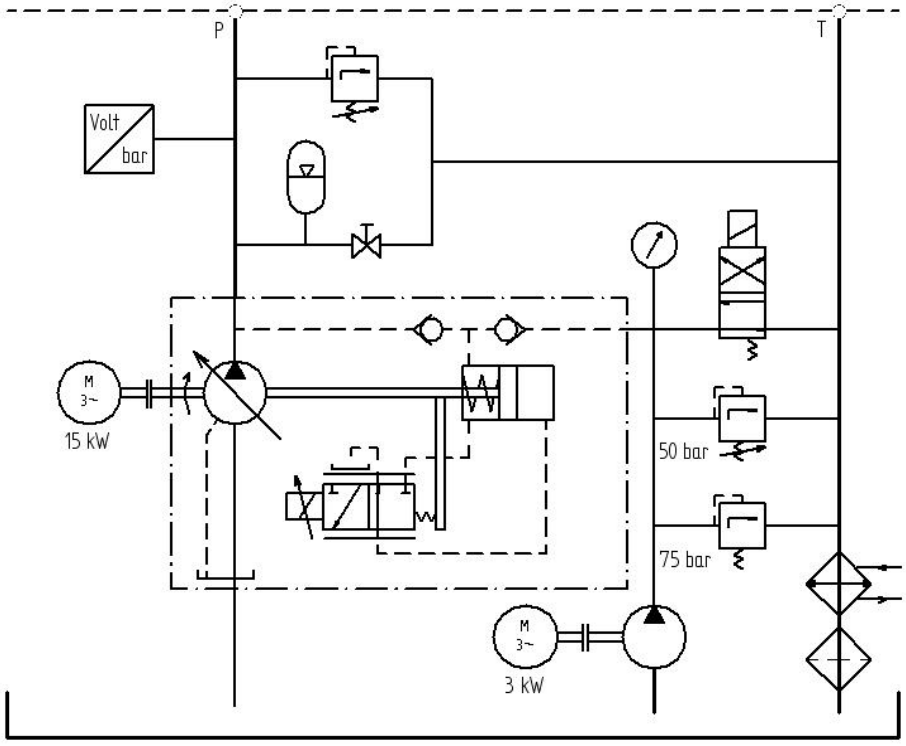


Figura 3.3: Esquema hidráulico do grupo hidráulico

3.2 Servoactuador hidráulico

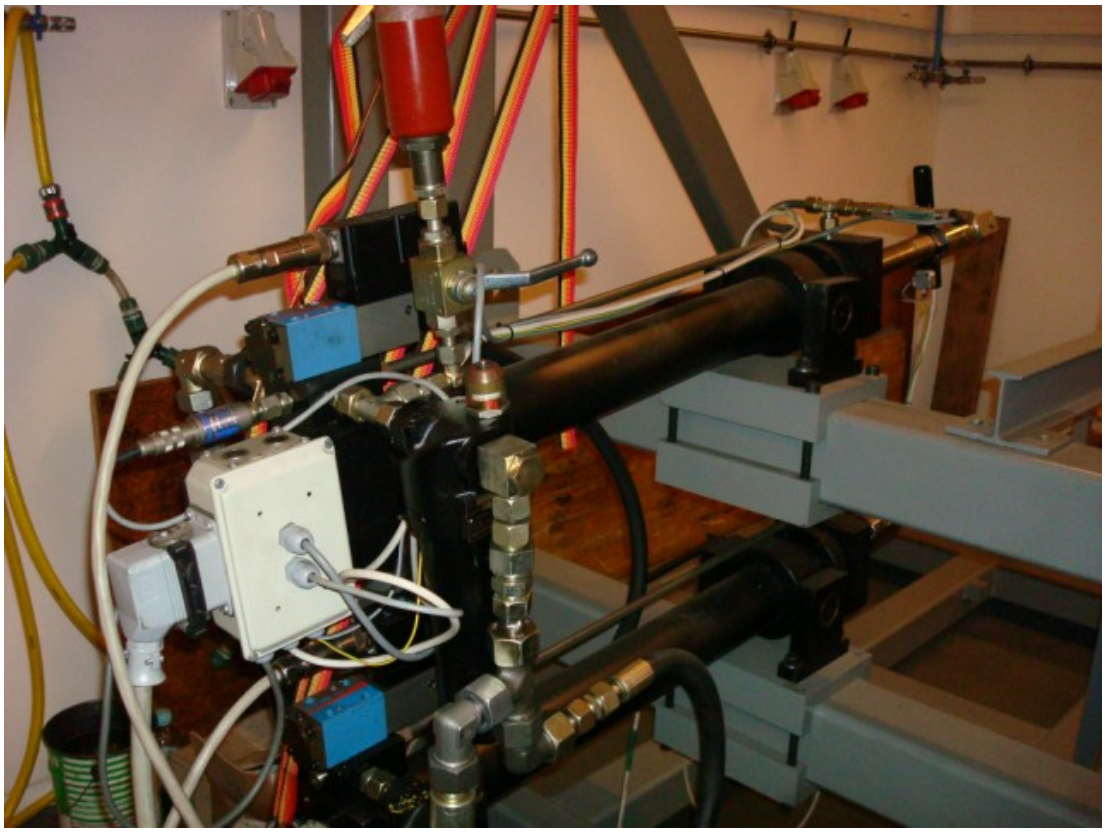


Figura 3.4: servoactuador do sistema de ensaio do Inegi.

O servoactuador, figura 3.4, de suporte ao desenvolvimento desta dissertação é constituído por:

- cilindro hidráulico assimétrico, com vedantes de baixo atrito, com dimensões Ø63mm x Ø40mm x 700mm;
- válvula proporcional de alta performance Eaton Vickers modelo KBSDG4V-3-92L-24-PE7-H7-10, caudal nominal 24 l/min e comando analógico de ±10 VDC;
- transdutor de posição interno sem contacto Gefran, do tipo *magnetostrictive*[5], modelo IK1A para 700 mm de curso, sinal de saída de 0-10VDC, com resolução inferior a 0.1 mV (7µm) ;
- transdutor de força AEP modelo TCE para uma carga nominal de 2.5 tf,

5 http://www.mtssensors.com/technology/how-magnetostriction-works/index.html

linearidade inferior a ±0.03% (±0.75 kgf), histerese inferior a ±0.03% (±0.75 kgf) e repetibilidade inferior a ±0.01% (±0.25 kgf);

- amplificador para célula de carga AEP modelo TA4/2 com saída analógica ±10 VDC, erro de linearidade inferior a ±0.02%, classe de exactidão inferior a ±0.02% e largura de banda 1 kHz;
- transdutor de pressão na câmara de compressão Dynisco modelo IDA3X0 para uma pressão absoluta máxima de 200 bar, exactidão ±0.25% (±0.5 bar), repetibilidade ±0.1% (±0.2 bar) e sinal de saída analógico 0-10 VDC;
- transdutor de pressão na câmara de tracção STW modelo A08 para uma pressão absoluta máxima de 250 bar, linearidade inferior a 0.5% do valor de fim de escala (1.25 bar), histerese e repetibilidade inferior a 0.1% do valor de fim de escala (0.25 bar) e sinal de saída analógico 0-10 VDC;
- transdutor de aceleração absoluta FGP modelo FA1101-A9 para medida de aceleração máxima de ±5 g, resposta em frequência (para ±5%) 150 Hz, não linearidade inferior a ±2% (±0.1 g), sensibilidade transversal inferior a 3% (0.15 g) e sinal de saída analógico 0-10 VDC.

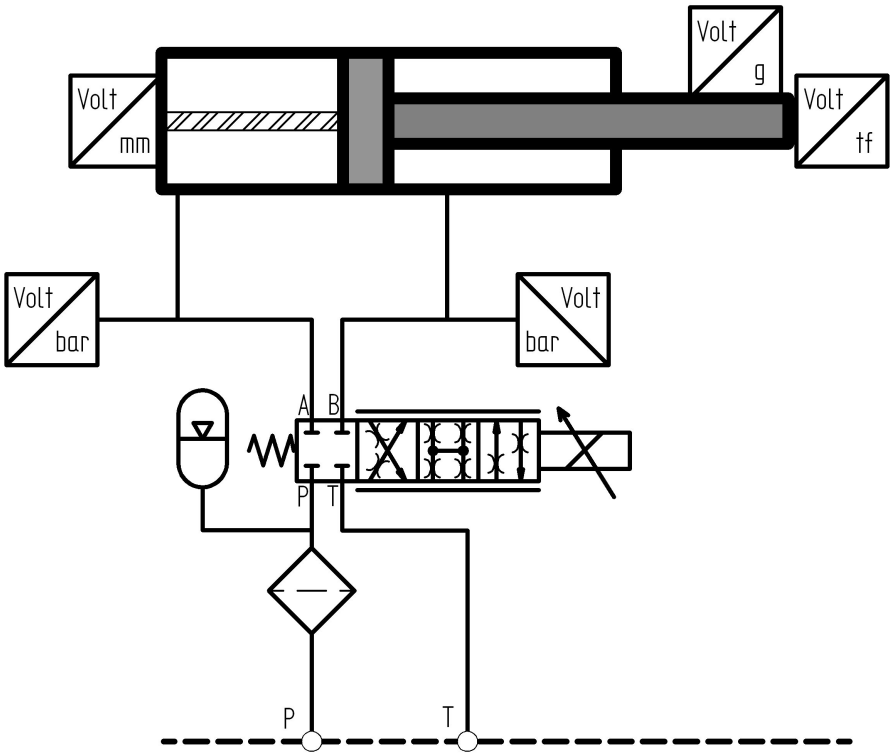


Figura 3.5: Esquema hidráulico do servoactuador

3.3 Aquisição de dados

O sistema de aquisição e controlo é, ao contrário das soluções descritas no capítulo introdutório, implementado num computador pessoal convencional e não em *hardware* dedicado do tipo sistema embebido ou *DSP*.

Para o efeito, o computador foi equipado com duas cartas de aquisição de dados, uma carta multi-função modelo PCI-9114 e uma carta de saídas analógicas modelo PCI-6208V, da marca Adlink.

A carta PCI-9114 é responsável pelo sinal de relógio, que define a frequência de amostragem do algoritmo de aquisição e controlo, das entradas e saídas digitais e das entradas analógicas. As suas principais características são:

- 32 canais de entrada analógicos "*single-ended*" ou 16 diferenciais, bipolares ou unipolares, com uma impedância de 10 MΩ;
- ganho de entrada programável;
- conversor A/D de 16-bit, do tipo aproximações sucessivas;
- taxa de amostragem até 80 kHz por canal (para os 32 canais significa uma amostragem máxima de 2.5 kHz);
- 16 canais de entrada digitais e 16 canais de saída digitais, até 24 VDC, com capacidade de comutação de 10 kHz;
- relógio de 2 MHz associado a dois divisores de frequência de 16 bit.

Quando se iniciaram os testes com a carta de aquisição, concluiu-se que a mesma era incapaz de atingir o valor de amostragem referenciado de 2.5 kHz. Poderá, eventualmente, ser uma consequência do método de *polling* à FiFo utilizado, contudo o valor limite atingido foi de 2.3 kHz pelo que ficou decidido que a frequência de amostragem a implementar seria de 2 kHz.

Os comandos analógicos para controlo dos eixos e outros dispositivos, como por exemplo a cilindrada da bomba hidráulica, são gerados na carta PCI-6208V. As principais características são:

- 8 canais de saída analógicos bipolares;
- conversor de 16-bit (para ± 10VDC estão garantidos 14-bit) do tipo multiplicador monolítico;
- tempo de estabilização de - 10 VDC a + 10 VDC de 2 μs;
- erro linearidade máximo ± 0.001% da gama máxima (para ± 10 VDC corresponde a ± 0.1 mV).

Figura 3.6: PCI-6208V (esq.) e PC-I9114 (dir.)

3.4 Tratamento de dados

Quando se lida com leituras digitais de sinais analógicos, dois termos são de maior importância: ruído eléctrico e *aliasing*. Neste trabalho, e dadas as limitações do sistema de aquisição, foi dada uma especial atenção a esta matéria por forma a maximizar o desempenho global do sistema.

3.4.1 Ruído eléctrico e aliasing

O ruído eléctrico é energia, proveniente de fontes eléctricas e electromagnéticas, que degrada a qualidade de um sinal. Infelizmente, todos os sinais eléctricos têm ruído[6], pelo que é necessário, se possível, lidar com ele por forma a atenuar, idealmente anular, o seu efeito na qualidade do sinal. As duas soluções mais utilizadas para atacar este fenómeno, são o método de *oversampling* e a aplicação de filtros analógicos.

O método de *oversampling* consiste em adquirir os sinais a frequências elevadas, muito acima de duas vezes a frequência máxima do sinal para, em seguida aplicando métodos digitais, atenuar o ruído. Esta solução é a ideal, principalmente em situações onde o ruído não tem um padrão, e assegura ainda a eliminação do efeito de *aliasing*.

Quando um sinal é adquirido a uma frequência inferior à sua largura de banda, ou frequência máxima, e em seguida é reconstruído, o resultado obtido carece da informação necessária e é completamente diferente do original, também referido como um *alias*.

6 Em última instância existe ruído térmico, ou ruído de Johnson-Nyquist, provocado pela agitação térmica dos electrões dentro de um condutor em equilíbrio, independentemente de existir ou não uma tensão aplicada. [Wikipedia]

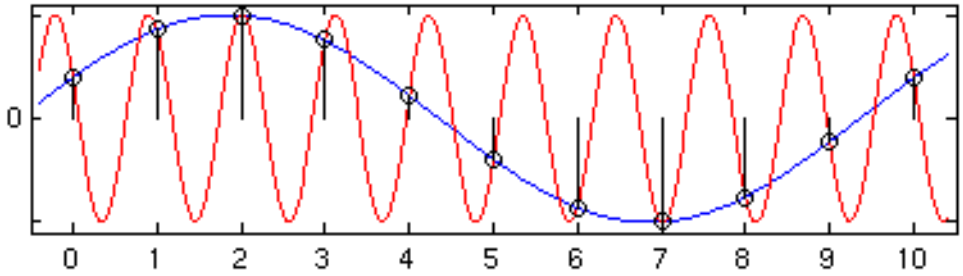


Figura 3.7: Fenómeno de aliasing

Como se pode observar na figura anterior, a componente de alta frequência aparece rebatida para uma baixa frequência e o sinal reconstruído nada tem a ver com o sinal original.

A solução alternativa é a aplicação de filtros analógicos, topologia passa-baixo ou passa-banda, com uma frequência de corte inferior a metade da frequência de aquisição e uma banda de corte capaz de assegurar as características pretendidas. Na prática estes requisitos são de difícil obtenção, principalmente quando se trata de sistemas cuja largura de banda é reduzida, pois facilmente leva a filtros de ordem elevadas, ou seja, demasiado complexos.

Estes filtros, quando reunidas as condições, são capazes de eliminar as frequências indesejadas permitindo, com frequências de aquisição inferiores às necessárias para *oversampling*, assegurar a qualidade dos sinais adquiridos dentro da gama de frequências de interesse.

3.4.2 Filtro analógico

Para se conhecer a qualidade dos sinais eléctricos, foi realizada uma análise espectral dos principais transdutores aplicados no sistema, e foi possível concluir que os sinais têm ruído eléctrico caracterizado por ter frequências máximas entre 1 kHz e 3 kHz.

O sistema de aquisição tem uma frequência de amostragem máxima de 2 kHz, e esta limitação impede a aplicação do método de *oversampling*. A solução possível de aplicar é o filtro analógico, com uma frequência de corte inferior a metade da frequência de amostragem, ou inferior a metade da menor frequência que se pretende rejeitar. A partir dos valores obtidos experimentalmente, fixou-se a frequência de corte deste filtro em 500 Hz. Para o ajuste da banda de corte foram tidos em conta dois factores: a fase imposta e a ordem do filtro. Se por um lado seria interessante ter uma elevada taxa de atenuação na banda de corte, por outro lado isso obrigaria a aumentar a ordem do filtro e, por consequência, a fase. É importante que a fase, dentro da gama de frequências de interesse, se mantenha o menor possível, caso contrário o atraso temporal na medida pode tornar-se um inconveniente.

Ficou, então, decidido que o filtro a aplicar seria do tipo RC, passa-baixo de primeira ordem, segundo o seguinte esquema:

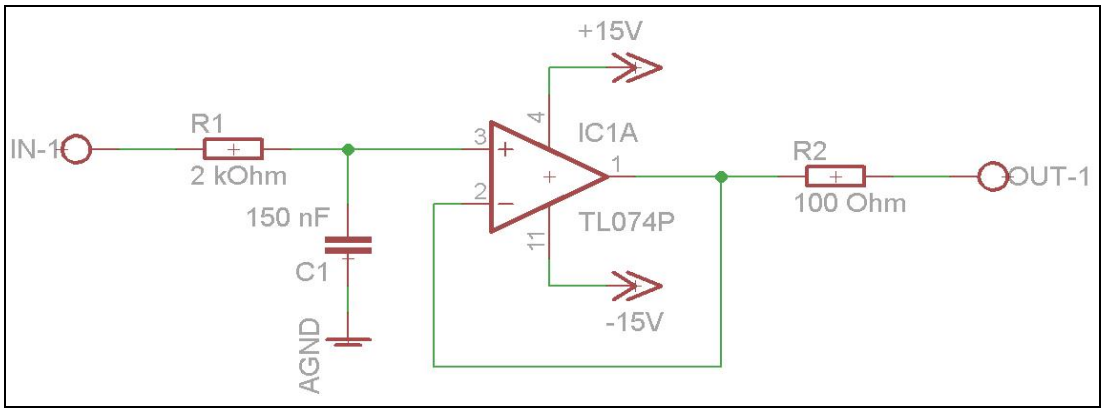


Figura 3.8: Filtro RC implementado

O amplificador operacional e a resistência R2 foram colocados para adaptação da impedância de saída do filtro, caso contrário a carta de aquisição não conseguia descarregar o potencial na linha de amostragem e provocava *crosstalk* entre canais consecutivos. O valor de R2 é o mais comum na electrónica de condicionamento de sinal de transdutores.

Para estes valores de R1 e C1, na prática os componentes têm tolerâncias, podemos considerar um comportamento para este filtro como o da figura 3.9, obtido pela equação 3.1.

$$H(s) = \frac{1}{RCs + 1} \tag{3.1}$$

A tabela seguinte resume as principais características deste filtro, para algumas das frequências de interesse.

Tabela 2: Características do filtro RC implementado.

Frequência f [Hz]	1	10	20	500	1000	3000
Atenuação [dB]	-1,72E-005	-1,70E-003	-6,30E-003	-2,77	-6,62	-15,2
Saída/Entrada [%]	100	99,98	99,93	72,7	46,7	17,4
Fase φ [grau]	-0,11	-1,12	-2,17	-43,3	-62,1	-80
$\Delta t = \frac{\varphi \cdot 1000}{(360 \cdot f)}$ [ms]	-0,29999	-0,29996	-0,29986	-0,24	-0,17	-0,07

Podemos concluir que, dentro da largura de banda pretendida, o atraso na aquisição de dados é sempre inferior a um período de amostragem da carta de aquisição.

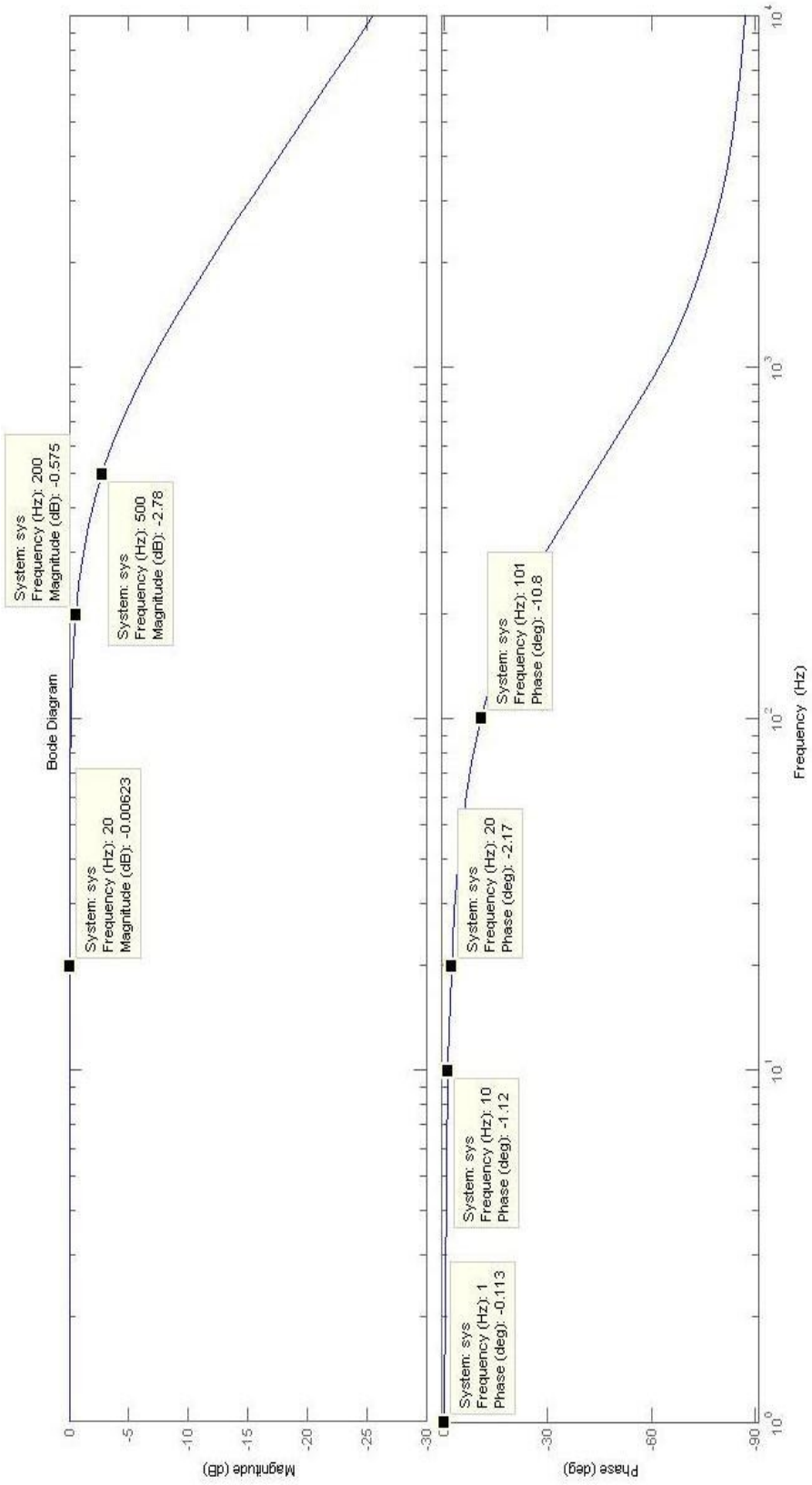


Figura 3.9: Resposta em frequência do filtro analógico passa-baixo

3.4.3 Filtro digital

Para complementar a acção do filtro analógico, foi implementado um filtro digital de modo a eliminar ruído que possa persistir, por ser de baixa frequência ou por estar muito próximo da frequência de corte do filtro analógico.

Na literatura, [Oppenheim, 99] e [Numerical Recipes, 07] entre outros, os filtros digitais são classificados, de acordo com a sua resposta a um impulso, em FIR (Finite Impulse Response) e IIR (Infinite Impulse Response). Os FIR filtram recorrendo aos últimos valores registados, não existe realimentação, pelo que são estáveis e podem ter fase linear. Os filtros do tipo IIR, são semelhantes aos filtros analógicos, e recorrem a realimentação de estado para obter o resultado filtrado. Por recorrerem a realimentação, o atraso temporal imposto aos sinais filtrados é função da frequência.

Várias alternativas foram estudadas, contemplando diversos cenários de dinâmica do sistema, e foram seleccionados três tipos de filtro: média pesada recursiva, janela de médias e Savitzky-Golay. O filtro de média pesada é do tipo IIR, enquanto que os filtros de janela de médias e Savitzky-Golay são do tipo FIR.

Em situações estáticas, como por exemplo calibração de transdutores, a questão de atraso temporal, a principal desvantagem do filtro IIR, não se coloca. Nestas situações, é mais importante a estabilidade do sinal porque, menor oscilação do valor lido significa melhor resolução da medida. Como estamos a lidar com variações muito lentas de estado, o facto do filtro apresentar tempo de resposta um pouco maior não tem influência no comportamento do sistema. No exemplo de uma calibração, para cada novo valor imposto à cadeia de medição é necessário aguardar uns segundos para estabilizar os valores, muito mais tempo do que o necessário para filtrar convenientemente a medida. Nestes casos, um filtro de média pesada recursivo é o mais indicado.

O filtro implementado tem a equação 3.2, expressa em transformada z.

$$Y(z)=\frac{b_1}{a_1+a_2 z^{-1}}X(z) \tag{3.2}$$

Reescrevendo em função de uma variável peso *Pe*, obtém-se a equação 3.3, expressa no domínio do tempo, *t*.

$$\left.\begin{matrix} a_1=Pe+1 \\ a_2=-Pe \\ b_1=1 \end{matrix}\right\} \Rightarrow y(t)=\frac{Pe\cdot y(t-1)+x(t)}{Pe+1} \tag{3.3}$$

A figura 3.10 ilustra, para três valores do peso, o comportamento tipo passa-baixo deste filtro, bem como a elevada fase imposta a baixa frequência.

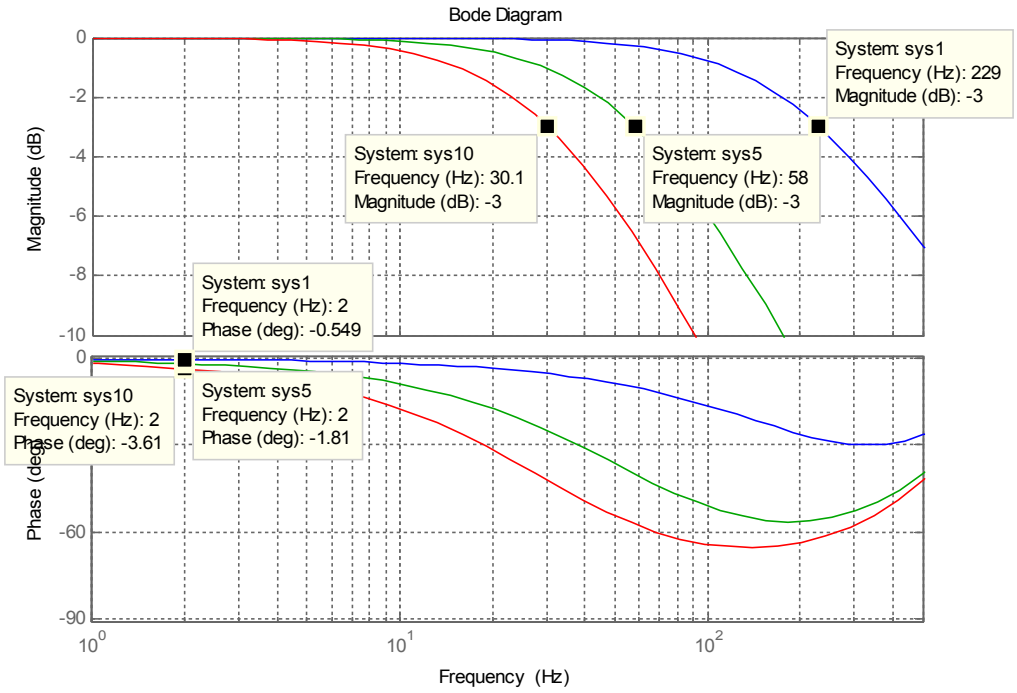


Figura 3.10: Filtro de média pesada para Pe=1, Pe=5 e Pe=10, para uma frequência de amostragem de 2 kHz.

Com uma frequência de amostragem de 2 kHz, a 2 Hz este filtro impõe um atraso de 0,76 ms, 2.51 ms e 5 ms para Pe=1, Pe=5 e Pe=10 respectivamente.

O filtro de janela é um filtro do tipo FIR, tem uma resposta ao impulso finita e, se os seus coeficientes forem simétricos, é caracterizado por ter uma fase linear. Assim, o atraso imposto não é função da frequência mas sim do número de pontos da janela.

Para filtrar um valor f_i recorre-se a uma combinação linear dele próprio e de vários pontos em redor deste. Tipicamente, o número de pontos à esquerda, n_l, e à direita, n_r, é idêntico. Se n_r é nulo o filtro é causal, ou seja, o valor de saída do filtro apenas depende do valor de entrada nos instantes actual e n_l anteriores.

O período de amostragem da carta de aquisição foi fixado em $T_s = 0.5$ms (2 kHz), e considerando por exemplo uma janela de $n = n_l = n_r = 3$, o atraso imposto por este tipo de filtro é de $\Delta t = T_s(n+1)$.

A equação 3.4 resume a implementação de um filtro FIR.

$$f_i \equiv f(t_i) \quad onde \quad t_i = t_0 + \Delta i \quad e \quad i = -n_l \ldots 0 \ldots n_r$$
$$g_i = \sum_{n=-n_l}^{n_r} c_n \cdot f_{n+i} \tag{3.4}$$

A diferença entre o filtro de médias e o de Savitzky-Golay está no valor dos coeficientes c_n. Para um filtro de médias temos $c_n = \frac{1}{n_l + n_r + 1}$.

Um filtro de médias é interessante se o sinal a filtrar for constante no tempo ou se variar linearmente. Nesta situação este filtro não introduz desvios do valor médio. No caso de o sinal ter segunda derivada, no máximo local o sinal vem atenuado.

O filtro de Savitzky-Golay implementa também a equação 3.4, contudo os coeficientes c_n são calculados de forma a conservar os máximos locais. A figura 3.11 ilustra bem esta diferença entre os dois filtros. Claramente o filtro de médias é mais

eficaz a eliminar o ruído, contudo a distorção provocada quando o sinal tem um máximo local é demasiada em certas aplicações. O filtro Savitzky-Golay é menos eficaz a eliminar ruído contudo não distorce tanto o sinal quando da presença de máximos locais.

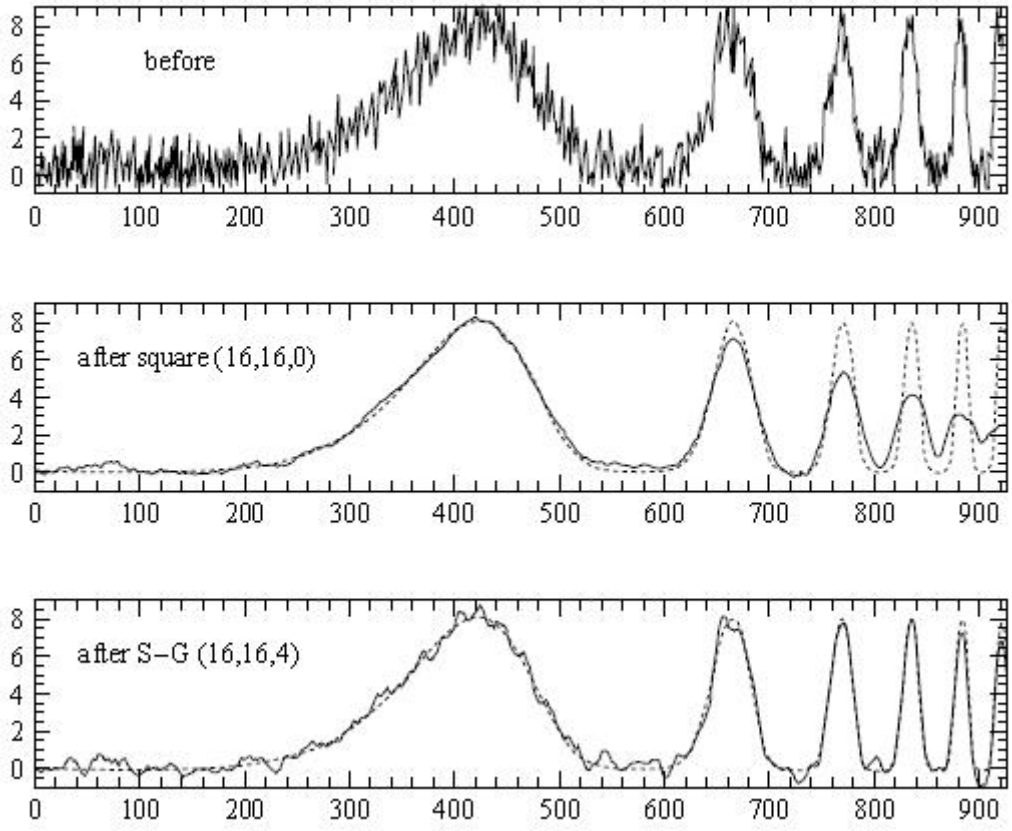


Figura 3.11: Diferenças entre filtro de médias e Savitzky-Golay

O filtro de Savitzky-Golay não recorre a uma combinação linear de pontos da vizinhança, mas a uma estimativa polinomial de ordem elevada, normalmente superior a quadrática. Da mesma forma que o filtro de médias, os coeficientes do filtro Savitzky-Golay podem ser calculados previamente e são apenas função do grau do polinómio a utilizar e do número de pontos. A característica mais interessante deste filtro é a capacidade para calcular as derivadas numéricas, a partir do mesmo conjunto de pontos utilizados para filtrar. Uma descrição mais aprofundada pode ser encontrada em [Numerical Recipes, 07] e [Savitzky, 64].

A forma de calcular os coeficientes é a descrita em seguida, para um polinómio de grau $m = 4$ e considerando $n_l = n_r = 3$.

Para o cálculo dos coeficientes de convolução, pelo método dos mínimos quadrados, recorre-se à matriz Jacobiana:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} (-3)^0 & (-2)^0 & (-1)^0 & 0^0 & 1^0 & 2^0 & 3^0 \\ (-3)^1 & (-2)^1 & (-1)^1 & 0^1 & 1^1 & 2^1 & 3^1 \\ (-3)^2 & (-2)^2 & (-1)^2 & 0^2 & 1^2 & 2^2 & 3^2 \\ (-3)^3 & (-2)^3 & (-1)^3 & 0^3 & 1^3 & 2^3 & 3^3 \\ (-3)^4 & (-2)^4 & (-1)^4 & 0^4 & 1^4 & 2^4 & 3^4 \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Os coeficientes de convolução são dados por:

$$C = (\boldsymbol{A}^{\boldsymbol{T}} . \boldsymbol{A})^{-1} . \boldsymbol{A}^{\boldsymbol{T}} = \begin{bmatrix} 0.0216 & -0.1299 & 0.3247 & 0.5671 & 0.3247 & -0.1299 & 0.0216 \\ 0.0873 & -0.2659 & -0.2302 & 0 & 0.2302 & 0.2659 & -0.0873 \\ -0.0492 & 0.2538 & -0.0720 & -0.2652 & -0.0720 & 0.2538 & -0.0492 \\ -0.0278 & 0.0278 & 0.0278 & 0 & -0.0278 & -0.0278 & 0.0278 \\ 0.0114 & -0.0265 & 0.0038 & 0.0227 & 0.0038 & -0.0265 & 0.0114 \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Por aplicação da equação 3.4 temos:

$$\begin{pmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{pmatrix} = C . \begin{pmatrix} f_{-3} \\ f_{-2} \\ f_{-1} \\ f_0 \\ f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} \tag{3.7}$$

O polinómio de grau *m*=4 e suas derivadas é dado por:

$$z=\frac{x_n-x_0}{T_s} \quad com \quad n\in[-n_l,n_r] \quad e \quad T_s=x_i-x_{i-1} \;\Leftrightarrow\; z\in\left[\frac{1-m}{2},\frac{m-1}{2}\right];$$

$$Y=g_0+g_1z+g_2z^2+g_3z^3+g_4z^4$$

Para o valor central $z=0$ *no instante* t_0:

$$\begin{aligned} Y &= g_0 \\ \frac{\partial Y}{\partial z} &= \frac{1}{T_s}g_1 \\ \frac{\partial^2 Y}{\partial z^2} &= \frac{2}{T_s^2}g_2 \\ \frac{\partial^3 Y}{\partial z^3} &= \frac{6}{T_s^3}g_3 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Portanto, se pretendermos aplicar este filtro, sem calcular derivadas, teremos de implementar a seguinte equação:

$$\begin{aligned} g_0 = 0.0216\cdot f_{-3}-0.1299\cdot f_{-2}+0.3247\cdot f_{-1}+0.5671\cdot f_0+ \\ 0.3247\cdot f_1-0.1299\cdot f_2+0.0216\cdot f_3 \end{aligned} \tag{3.9}$$

3.5 Requisitos de ensaio

A vasta experiência profissional do autor permite caracterizar, com uma margem elevada de confiança, as características principais dos ensaios dinâmicos para um sistema de ensaios do tipo discutido nesta dissertação.

Em primeiro lugar são discutidas as principais trajectórias de solicitação, por exemplo rampas e sinusóides, independentemente do tipo de grandeza a controlar que, colocadas em série no tempo, permitem criar trajectórias complexas.

Em seguida é abordado o tema do tipo de grandeza de controlo, e as suas particularidades, com realce para a comutação de controlo de uma grandeza para outra distinta, por exemplo de deslocamento para força.

Por fim é contemplado o tema da dinâmica onde se demonstra, com recurso a casos reais, que existe uma diferença entre a dinâmica imposta pelo ensaio, e a dinâmica da resposta do provete ensaiado.

3.5.1 Trajectórias

Num ensaio pretende-se impor sobre o provete, independentemente da grandeza que se pretenda controlar, uma trajectória que simule um fenómeno físico, tal como um aumento de deformação ou carga progressiva, ou o efeito dos rodados de veículos sobre um pavimento. Neste último exemplo, simular o desgaste provocado por vários veículos motorizados sobre um pavimento, resultaria numa solicitação sinusoidal com uma paragem entre ciclos.

Após análise de várias solicitações típicas nos sistemas de ensaio, pode-se afirmar que existem quatro trajectórias elementares distintas: a constante, a rampa e a sinusoidal. A figura seguinte ilustra estas trajectórias.

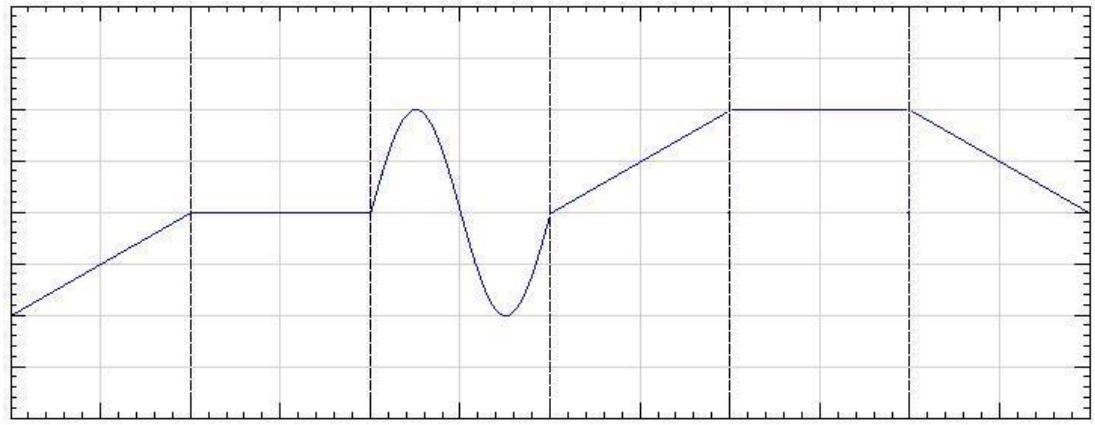


Figura 3.12: Trajectórias elementares

A partir das funções sinusoidal e rampa é possível obter as trajectórias cosseno e dente de serra. Um cosseno implica alterar a fase na equação da onda, e calcular a amplitude média correspondente.

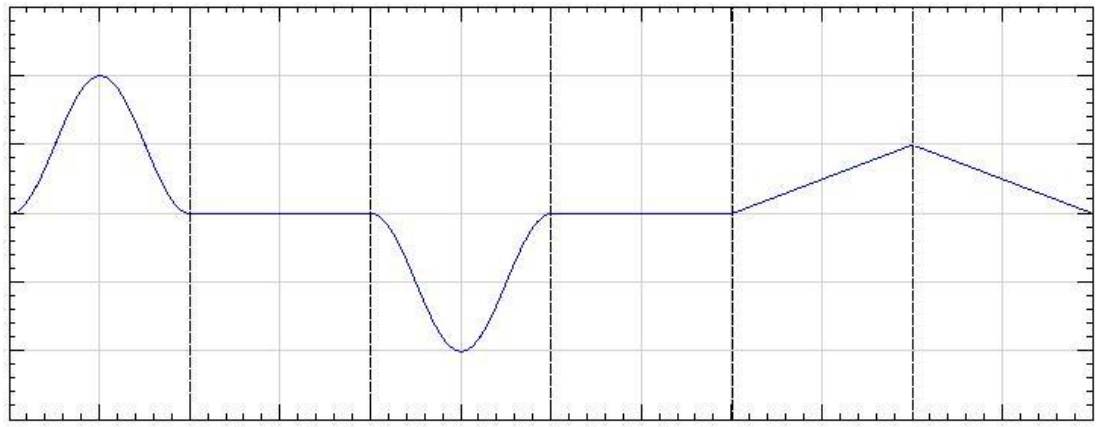


Figura 3.13: Trajectórias derivadas das elementares

Por exemplo, um ensaio típico de fadiga é constituído pelas rampa, constante e sinusóide. Numa primeira fase o provete é conduzido, a taxa constante, a um estado de deformação/carga para se simular um carregamento lento e progressivo até à condição real de funcionamento. Em seguida, recorrendo a uma constante, o provete estabiliza permitindo um relaxamento interno das tensões que porventura surgiram durante a carga. Por fim inicia-se o ensaio cíclico executando um número desejado de sinusóides até se obterem os resultados pretendidos.

De uma forma matemática temos:

$$\begin{aligned} &\textit{Constante} \\ &f(t+\Delta t)=f(t) \\ &\textit{Rampa} \\ &f(t+\Delta t)=f(t)+Tx_{inc} \\ &\textit{Sinusoidal} \\ &f(t)=A_{DC}+A*sen(2*\pi*f*t+\phi) \end{aligned} \tag{3.10}$$

3.5.2 Grandezas a controlar

Uma trajectória pouco significado tem se não for associada a uma grandeza física. Tipicamente, as grandezas a controlar são deslocamento ou força. Casos há em que se pretendem controlar outras grandezas que derivam de uma destas, como por exemplo a tensão, mas é sempre necessário ter uma medida de deslocamento e de força, e daí o servoactuador ter associados a si um transdutor de deslocamento interno e um transdutor de força.

Conclui-se que as trajectórias aqui discutidas podem ser em deslocamento ou em força. Assim, num ensaio, considerando-o como um conjunto de trajectórias elementares, pode existir controlo em deslocamento e em força em alturas distintas. Isto significa que há necessidade de, por vezes, iniciar o ensaio impondo uma grandeza e, atingida uma condição pré-determinada comutar-se para a outra grandeza imposta e, se necessário, voltar a comutar para a inicial.

Tomando o exemplo do ensaio de fadiga anterior, a trajectória em rampa pode ser controlada em força, para se colocar o provete sob uma certa condição de carga, enquanto que as trajectórias constante e sinusoidal podem ser em deslocamento.

Se, por um lado, passar de controlo do transdutor de força para controlo do transdutor de deslocamento interno não origina grandes problemas, a operação inversa implica garantir que exista contacto entre o transdutor de força e o provete. Se esta condição não for assegurada estamos na presença de uma não linearidade do tipo zona morta, em que qualquer pequeno movimento do actuador não origina variação sentida no transdutor de força.

É uma inevitabilidade física que só se pode controlar força se existir resistência, caso contrário teremos aceleração constante ($F_{disponível} = M * a$ e como, tipicamente, a massa é muito pequena, a aceleração é limitada pela dinâmica máxima do actuador). Assim antes de se comutar de deslocamento para força é imperativo que o sistema actuador esteja em contacto com algo resistente. Pela mesma razão, durante o controlo de força, se o provete perder resistência teremos uma aceleração do actuador pelo que não é possível manter uma taxa constante de aplicação de força.

Um outro problema que influencia o controlo deste tipo de equipamentos é o recurso a transdutores de medição externos ao actuador. Por motivos de exactidão da medição, recorre-se com frequência a transdutores com gamas de medição mais próximas da pretendida. Os transdutores internos ao actuador são adequados às

gamas de deslocamento e força máximas do actuador, por exemplo 200 mm e ±50 kN, e não são apropriados para gamas pequenas, como por exemplo ±0.1 mm, que se podem encontrar em vários fenómenos físicos como, por exemplo, medição de abertura de fendas em provetes de betão.

Os problemas na utilização de transdutores externos ao servoactuador, a nível de controlo, prendem-se com:

- ter de se identificar manualmente se o incremento do sinal do transdutor é correspondente ao incremento do actuador, ou vice-versa, caso contrário altera-se o sinal da realimentação e o resultado será o actuador a mover-se no sentido contrário do previsto;
- garantir que quando se passa o controlo para este transdutor existe uma ligação física entre o transdutor e o actuador, ou irá ser introduzida uma zona morta entre a actuação e a realimentação.

3.6 Identificação de parâmetros

Inicia-se aqui a árdua tarefa de identificar, por meios analíticos e experimentais, as características do cilindro e da válvula do servoactuador.

Em ambos os casos, o estudo inicia-se pelo cálculo numérico, como forma de estimar os valores a identificar. Em seguida são descritas as várias metodologias seguidas nos ensaios experimentais, que possibilitaram identificar os parâmetros para o modelo não linear.

3.6.1 Válvula proporcional

A válvula utilizada é uma válvula proporcional de elevado desempenho, de recobrimento ligeiramente negativo, e cuja resposta em frequência obtida através de catálogo tem o diagrama de Bode da figura 3.14, que permite concluir que possui um comportamento definido por uma função de transferência de 2ª ordem.

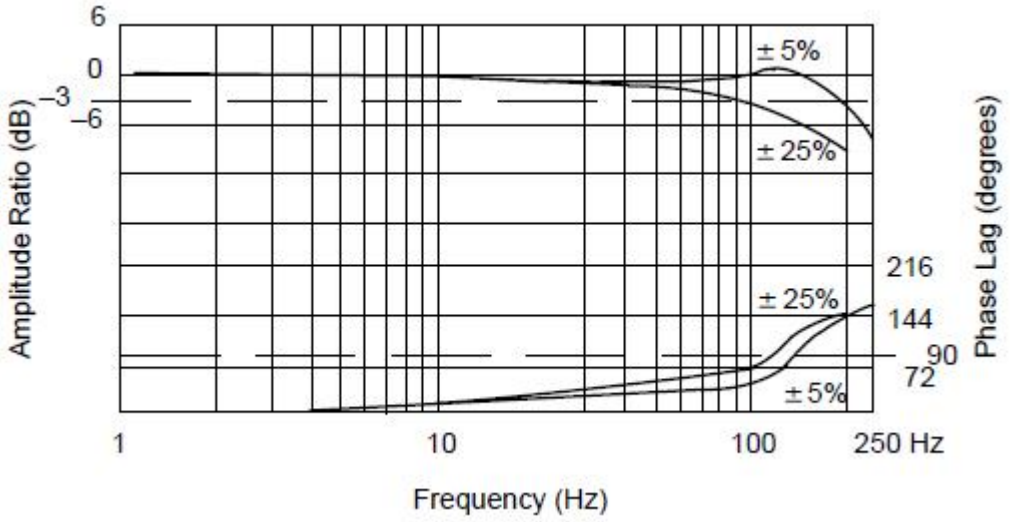


Figura 3.14: Resposta em frequência, de catálogo, da válvula KBSDG4V

A relação entre a abertura da gaveta, x_{sp}, medida pelo transdutor de deslocamento da válvula e o comando eléctrico, u, será então, representada em Laplace por:

$$\frac{X_{sp}(s)}{U(s)} = \frac{k \cdot w_n^{\,2}}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n + w_n^{\,2}} \tag{3.11}$$

O sinal de comando eléctrico e o sinal proveniente do transdutor de deslocamento da gaveta têm a mesma gama de tensão, ±10 VDC, e uma relação linear pelo que, na equação 3.11, considerou-se que o ganho, k em [Volt/Volt], é unitário.

Como os valores de catálogo são puramente indicativos, tipicamente uma média estatística de várias válvulas ensaiadas, e não são específicos para um determinado tamanho de válvula (dentro do mesmo modelo), foram realizados ensaios com a válvula utilizada para verificar estes valores. A válvula utilizada tem um caudal nominal de 24 litros, para uma queda de pressão na válvula de 70 bar em P-A-B-T e os orifícios A e B curto-circuitados.

3.6.1.1 Método 1

Recorrendo a um gerador de sinais e a um osciloscópio, foram registados os valores de amplitude de saída (tensão do transdutor de posição da gaveta da válvula) e de desfasamento temporal correspondentes a várias sinusóides de excitação. Destes valores obtém-se, recorrendo a interpolação linear, o valor de largura de banda, w_{-3dB}, e atraso de fase.

Comparando com os valores de catálogo, observa-se que existe uma diferença ainda considerável entre eles. Se por um lado os valores de catálogo são meramente indicativos, o método de identificação manual acarreta sempre um erro associado a resoluções de medição e erros de leitura.

Tabela 3: Valores da dinâmica da válvula identificados pelo método manual.

Gama	Identificado		Catálogo	
	w_{-3dB} [Hz]	Atraso de fase @ w_{-3dB} [graus]	w_{-3dB} [Hz]	Atrase de fase @ w_{-3dB} [graus]
± 5%	165	136	190	111
± 25%	117	100	90	72

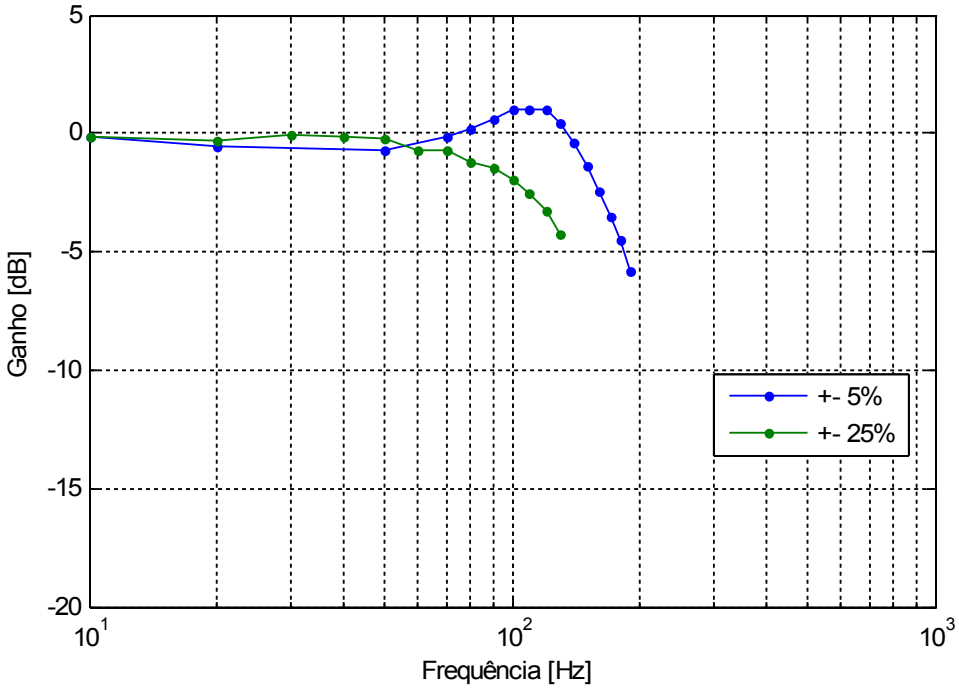


Figura 3.15: Registo de ganho para abertura de ±5% e ±25%

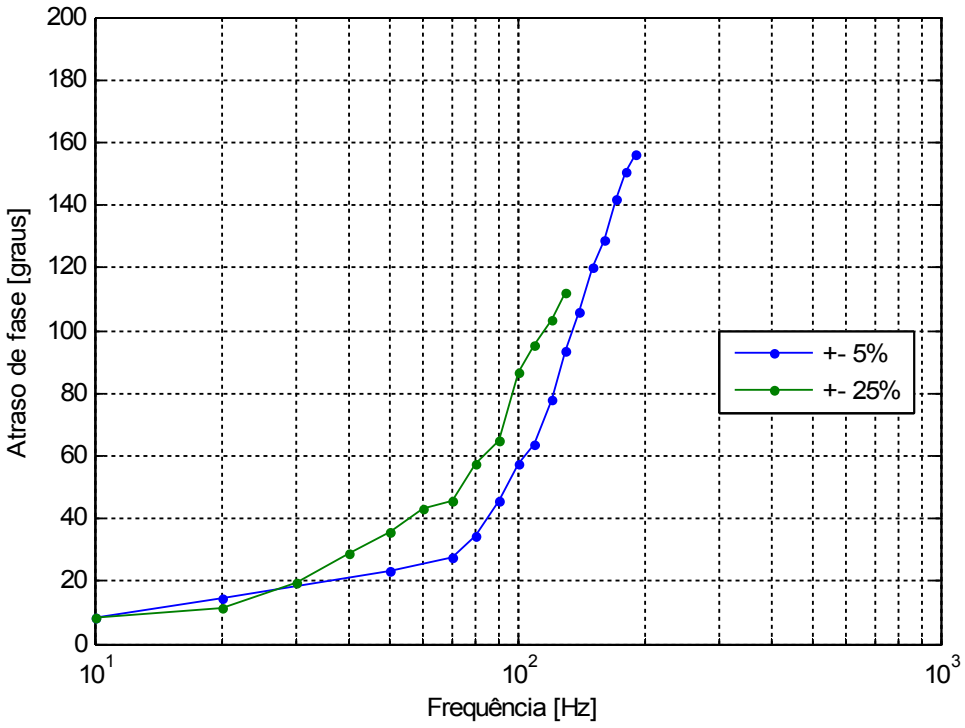


Figura 3.16: Registo de atraso de fase para abertura de ±5% e ±25%

3.6.1.2 Método 2

Neste método, a válvula é excitada com um sinal aproximado a um *pseudorandom noise (PRN)*, e o sinal de *feedback* da gaveta é registado em ficheiro. Posteriormente é identificado um possível modelo que gere esse sinal de saída, dado o sinal de entrada fornecido.

Um sinal PRN é estatisticamente aleatório, mas gerado de forma determinística. As utilizações, para este tipo de sinal, são as máquinas de geração de ruído branco e criptografia. O PRN utilizado neste ensaio tem um espectro como o da figura 3.18.

Como se pode observar, o sinal é rico em toda a gama de frequências até metade da frequência de amostragem (f_s = 1 kHz).

Para identificar uma possível função de transferência, recorreu-se à *System Identification Toolbox*, do *Matlab*, e fizeram-se testes com modelos de 1ª ordem e de 2ª ordem, tendo os melhores resultados sido obtidos, sem grande surpresa, com o modelo de 2ª ordem. O resumo dos resultados, encontra-se na tabela seguinte.

Tabela 4: Valores da dinâmica da válvula identificados pelo método 2.

Gama	Identificado			Catálogo	
	w_{-3dB} [Hz]	Atraso de fase @ w_{-3dB} [graus]	Razão de amortecimento	w_{-3dB} [Hz]	Atraso de fase @ w_{-3dB} [graus]
± 5%	179	109	0,54	190	111
± 25%	110	93	0,68	90	72

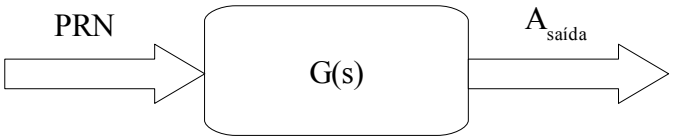


Figura 3.17: Diagrama de blocos do sistema a identificar

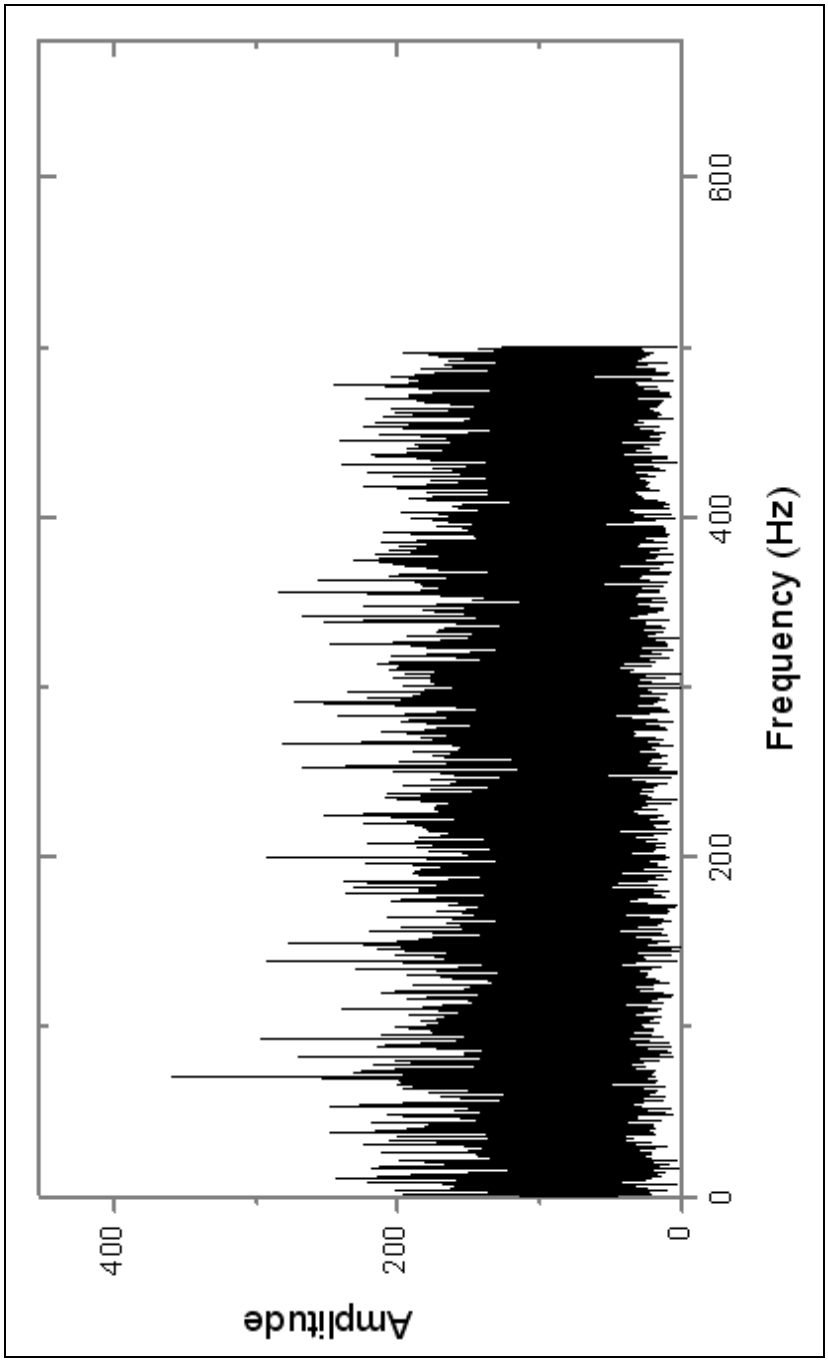


Figura 3.18: Espectro do PRN utilizado na identificação.

3.6.2 Identificação do modelo do cilindro

A identificação do modelo do cilindro consiste em quantificar os volumes mortos de óleo, atrito e a sua dinâmica.

De seguida são descritos os procedimentos para cada um destes parâmetros.

3.6.2.1 Volumes mortos

O primeiro passo, para a identificação do modelo do cilindro, foi quantificar os volumes mortos em ambas as câmaras. Apesar da válvula se encontrar montada directamente no cilindro, existem volumes mortos de óleo devidos a:

- volumes maquinados no topo do cilindro para permitir albergar o íman permanente e oco cilíndrico na haste para acomodar o transdutor de posição;
- ligação por tubo entre a saída B da válvula e o cilindro, mais o anel de óleo permanente, que existe quando o êmbolo se encontra no extremo, para permitir a pressurização e recuo do cilindro.

A partir do desenho técnico do cilindro foi construído um desenho tridimensional, em *SolidWorks*, dos volumes internos do cilindro, figuras 3.19 e 3.20, que facilitou a quantificação dos mesmos.

Tabela 5: Volumes mortos do cilindro.

Parâmetro	Valor
Volume morto da câmara A, $\overline{V}_A$ [mm^3]	2,00E+006
Volume morto da câmara B, $\overline{V}_B$ [mm^3]	6,10E+004

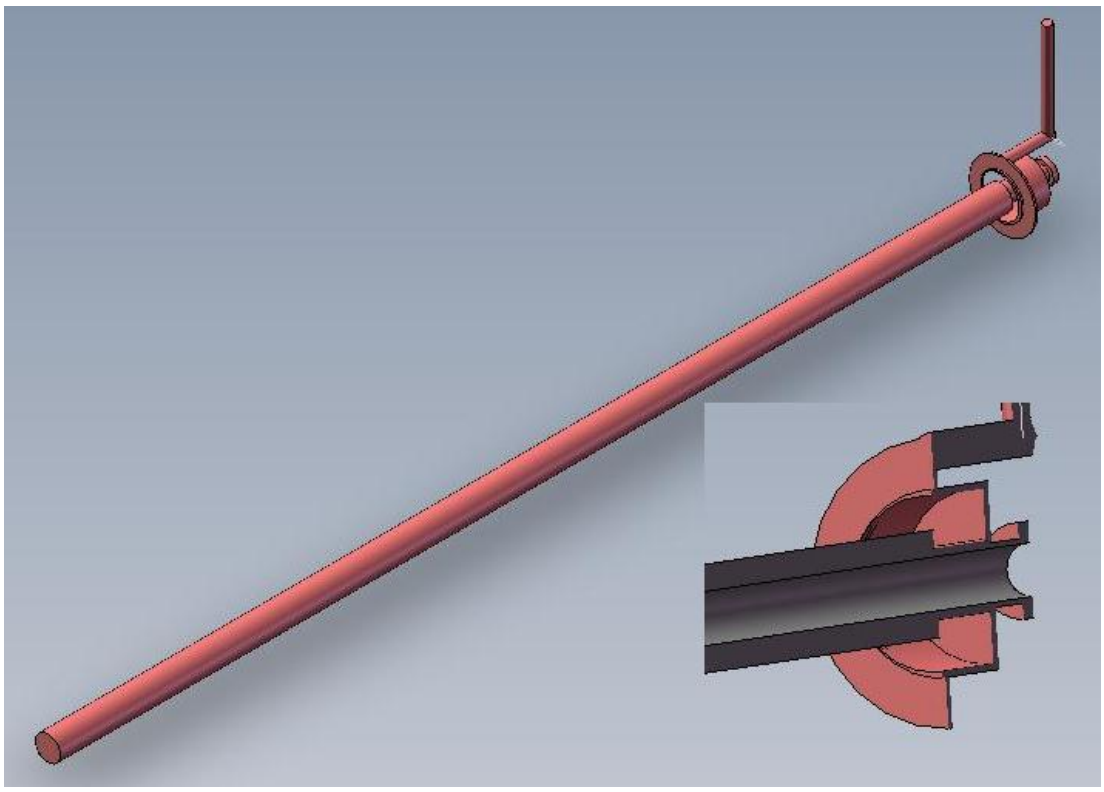


Figura 3.19: Volume morto na câmara A do cilindro.

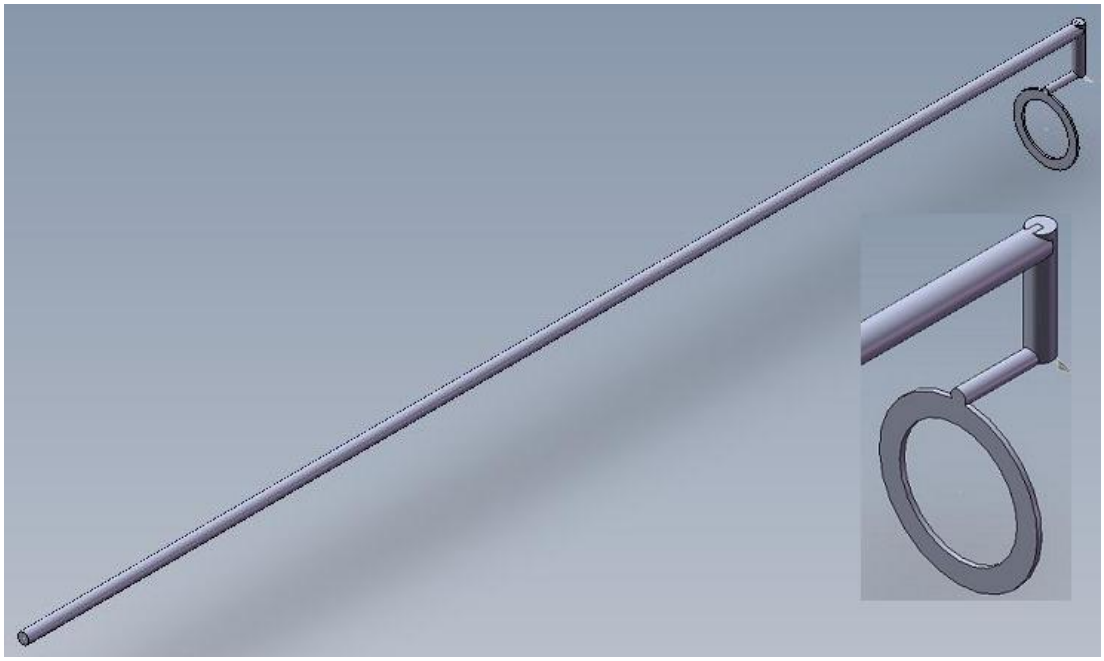


Figura 3.20: Volume morto no tubo de ligação e câmara B do cilindro.

3.6.2.2 Atrito

Quando se lida com cilindros hidráulicos, uma das principais preocupações é a caracterização do atrito. Apesar de, neste sistema, o cilindro estar equipado com vedação de baixo atrito, imperfeições dimensionais nos seus componentes, erros de concentricidade, e mesmo a própria vedação, podem provocar atrito, quer estático, quer dinâmico.

Foram realizados ensaios para tentar determinar se existe atrito estático e/ou dinâmico, de forma a identificar que modelo melhor se adequa para a sua caracterização ou, se possível e idealmente, afirmar com certeza que se pode ignorar esta componente no modelo matemático.

O ensaio consiste em movimentar o cilindro, a várias velocidades, e observar a evolução das pressões em cada uma das câmaras. Na ausência de carga externa, a força hidráulica produzida será toda dissipada por atrito.

O ensaio foi realizado a vários valores de pressão de alimentação, e o movimento foi executado a diferentes velocidades. Este procedimento permite dissipar dúvidas, que possam surgir, sobre o efeito da pressão na vedação e imperfeições geométricas localizadas.

Na figura 3.21 podem ser observados os resultados destes ensaios. Os valores, de pressões parciais e velocidade, foram registados em regime permanente, ou seja, velocidade constante e pressões estabilizadas.

Destes dados conclui-se que o cilindro apresenta, sem grande surpresa, atrito de Coulomb, na ordem dos 500 N, atrito viscoso e efeito de Stribeck.

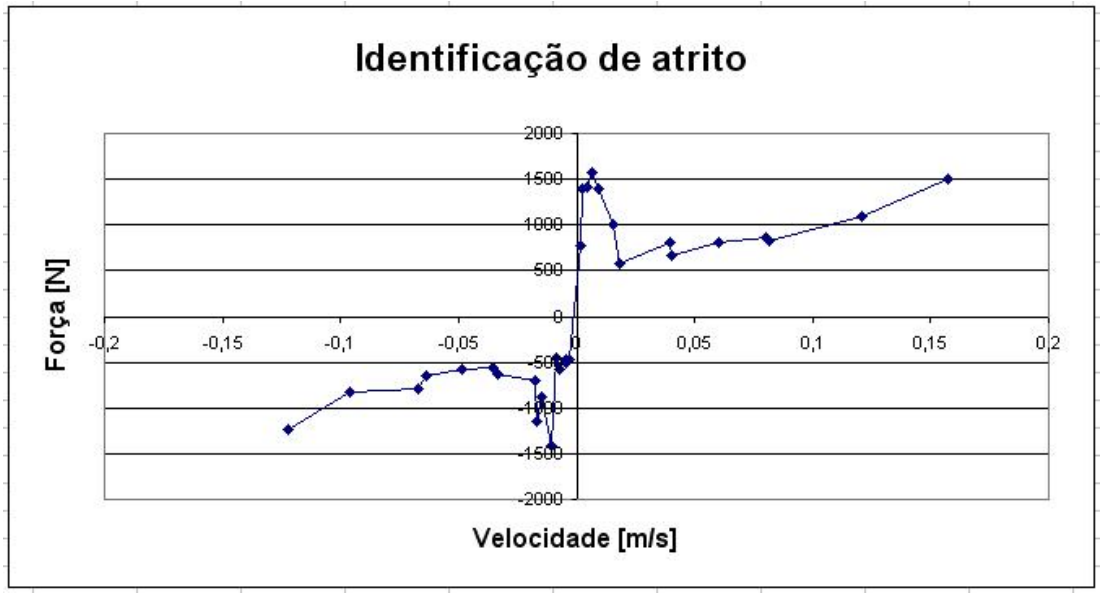


Figura 3.21: Evolução da força com a velocidade.

Apesar de apresentar efeito de Stribeck, não se detectou, de forma clara, efeito de "*stick-slip*" nos ensaios realizados. Notou-se, no entanto, que em algumas posições do cilindro a força hidráulica varia, o que inicialmente levantou algumas questões. Após ensaios à qualidade dimensional da haste, ficou concluído que essa variação é devida, em grande parte, a uma imperfeição geométrica na sua construção.

Na figura 3.22 pode-se observar a evolução do diâmetro da haste, ao longo de todo o curso do cilindro.

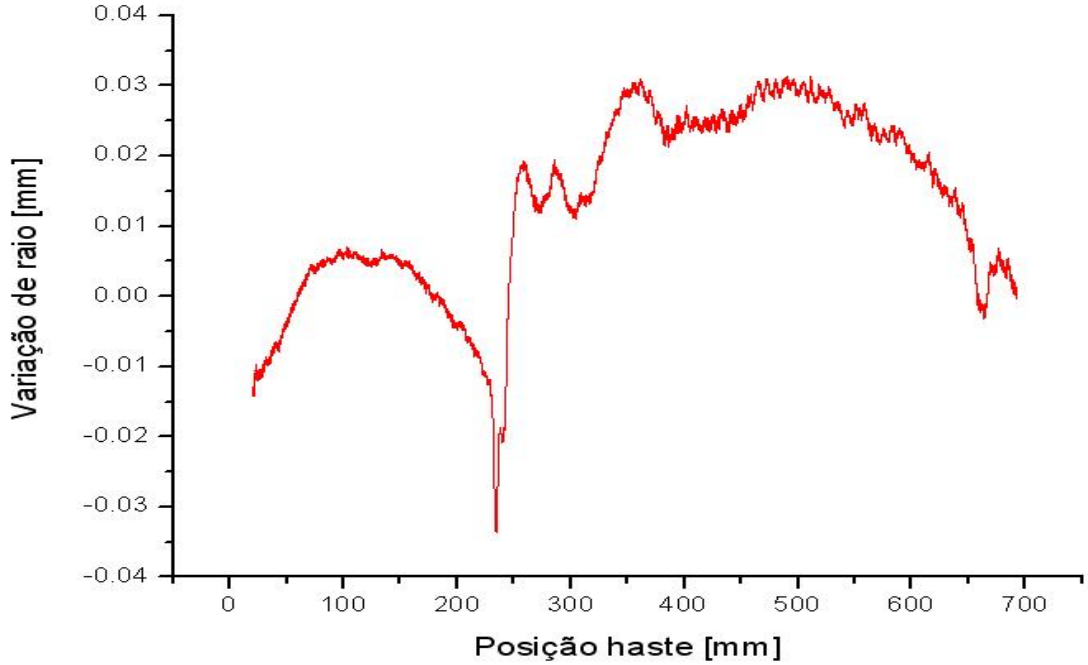


Figura 3.22: Variação de raio da haste.

O coeficiente de atrito viscoso é o declive da tangente à curva de força de atrito. A figura seguinte ilustra os valores possíveis deste coeficiente, dado o efeito de Stribeck e a diferença entre movimentos com velocidade positiva e negativa.

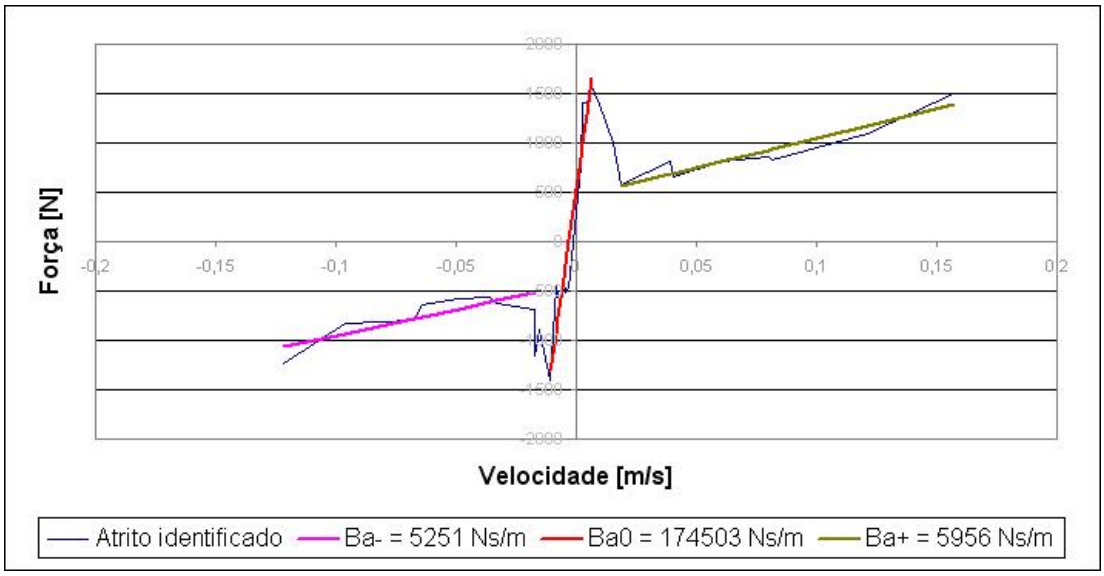


Figura 3.23: Variação de coeficiente de atrito viscoso.

3.6.2.3 Dinâmica do cilindro

Antes de se proceder à identificação, da frequência natural do cilindro e da razão de amortecimento, foi executado um cálculo para verificar que valores se poderiam esperar. Em seguida, procedeu-se a ensaios para identificação directa destes valores.

3.6.2.3.1 Cálculo da frequência natural

Considerando apenas o óleo comprimido em cada uma das câmaras, como se de duas molas se tratasse, a frequência natural será dada pela equação 3.12, em que K_A e K_B são a rigidez hidráulica das câmaras de entrada e saída, e M_a será a massa do conjunto êmbolo mais haste mais célula de carga.

$$w_n = \sqrt{\frac{K_A + K_B}{M_a}} \quad [rad/s]$$
$$em\ que:\ K_A = \frac{\beta_{eA} \cdot A_A^{\,2}}{V_A} \quad e \quad K_B = \frac{\beta_{eB} \cdot A_B^{\,2}}{V_B} \tag{3.12}$$

Para calcular os módulos de compressibilidade efectivos a diferentes pressões, β_{eA} e β_{eB}, foi utilizado o seguinte modelo de Beater, como descrito em [Ferreira, 03], em que β é o módulo de compressibilidade para a pressão de referência p_{ref}. Este modelo foi seleccionado, entre todos os apresentados, porque é computacionalmente leve e porque para uma pressão nula resulta um módulo de compressibilidade efectivo nulo.

$$\beta_e = 0.5 \cdot \beta \cdot \log\left(99 \cdot \frac{p}{p_{ref}} + 1\right) \tag{3.13}$$

Nos resultados a seguir apresentados foi utilizado um módulo de compressibilidade de 14000 bar, para uma pressão de referência de 100 bar, a mesma para a qual a válvula limitadora de pressão do grupo hidráulico está ajustada. Para este cálculo recorreu-se ao valor das pressões nas câmaras medidas num ensaio estático, em controlo em malha fechada de posição por intermédio de um controlador proporcional analógico, que têm valores de 37 e 63 bar na câmara de entrada e saída, respectivamente. Por intermédio da equação 3.13 obtemos os seguintes valores de compressibilidade efectiva:

$\beta_{eA} = 1{,}10\text{E}4$ bar
$\beta_{eB} = 1{,}26\text{E}4$ bar

Por motivos de comparação futura, são aqui apresentados apenas os resultados obtidos para as posições do cilindro que foram utilizadas no processo de identificação directa, da razão de amortecimento e frequência natural, em seguida descrita.

Tabela 6: Frequência natural, calculada, do cilindro.

Posição [mm]	w_n [rad/s]	f [Hz]
57	1995	318
128	1650	263
197	1481	236
375	1341	213

3.6.2.3.2 Estimação directa de parâmetros

A identificação da frequência natural, e razão de amortecimento, de um cilindro implica aplicar, quando este se encontra imóvel, uma perturbação para, em seguida, analisar a resposta e identificar um modelo que a caracterize. Para esta identificação foram aplicadas diversas metodologias diferentes, em seguida descritas em pormenor.

O método clássico, de impacto mecânico numa situação em que o cilindro tem as duas câmaras fechadas, com registo de força aplicada no impacto e aceleração da haste, não funcionou. Por um lado, porque a estrutura onde assenta o cilindro não tem a rigidez suficiente para não interferir na medição da aceleração. Por outro lado os equipamentos que estavam disponíveis (martelo dinamómetro e acelerómetro), não permitiam atingir as forças e acelerações necessárias para excitar convenientemente o cilindro. Desta forma a oscilação do êmbolo é quase nula, sendo a energia do impacto absorvida pela estrutura, vedantes e a própria haste.

Em seguida foi realizado um ensaio, idêntico ao utilizado para a identificação do modelo da válvula, agora registando o valor da posição, força e aceleração do cilindro. Em seguida, recorrendo novamente à *System Identification Toolbox* do *Matlab*, é identificado o modelo do servoactuador. Como o modelo da válvula já é conhecido, e a *toolbox* permite inserir um modelo definido pelo utilizador, deveria ser simples a identificação do modelo do cilindro.

Infelizmente, dois problemas deitaram por terra esta metodologia:

- a resolução do transdutor de posição do cilindro não é suficiente para registar devidamente os pequenos movimentos provocados pela excitação;
- o acelerómetro capta demasiado ruído estrutural.

Por fim, a solução passou por realizar um ensaio que deriva de um problema conhecido na utilização de válvulas simétricas com cilindros assimétricos. Em [Viersma, 80] fica demonstrado que, aquando da passagem da válvula por zero (ponto crítico), aparece um fenómeno de "choque hidráulico". Este fenómeno já tinha sido observado antes, durante uns ensaios em que foram aplicados degraus no comando da válvula, pelo que seria interessante seguir esta via.

Foi realizada a montagem da figura 3.24 para este ensaio. Recorreu-se ao controlo em malha fechada de posição, para impedir que o actuador, devido à sua assimetria, fuja da posição pretendida para a identificação. O ganho proporcional é mínimo, o suficiente para não permitir o "*drift*", pelo que tem influência desprezável na função de transferência do sistema a identificar, do servoactuador.

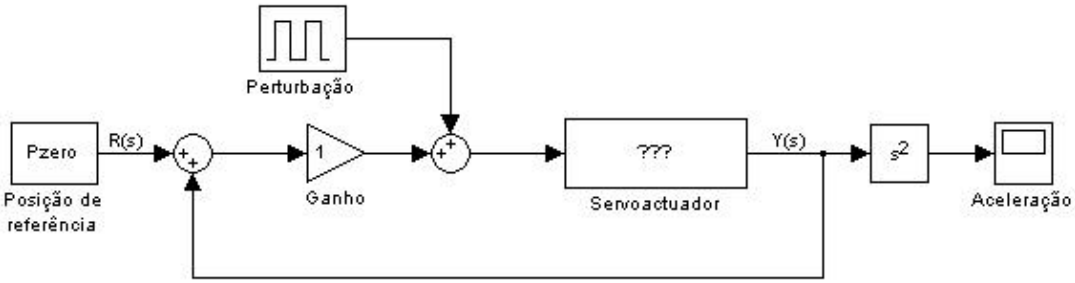


Figura 3.24: Montagem para identificação do cilindro.

O modelo linearizado do cilindro entre acção de controlo e posição é de terceira ordem do tipo 1. Assim, a função de transferência entre acção de controlo e aceleração será dada pela seguinte função de transferência:

$$\frac{Y(s)\cdot s^2}{R(s)} = \frac{k\cdot {w_n}^2\cdot s}{s^2+2\cdot\zeta\cdot w_n+{w_n}^2} \tag{3.14}$$

Tendo ainda em conta que este sistema é, tipicamente, sub-amortecido, temos que a resposta a um impulso tem a seguinte forma:

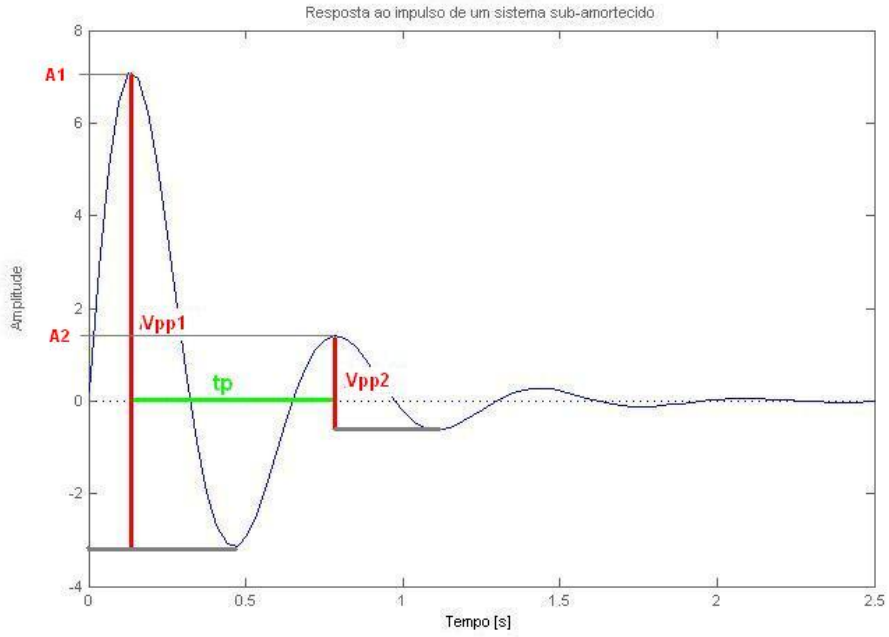


Figura 3.25: Resposta a um impulso de um sistema de 2ª ordem sub-amortecido

O valor de razão de amortecimento deveria ser calculado a partir dos valores de A1 e A2, tal como descrito em [Ogata, 90]. No entanto, como o valor médio, de *offset*, não está bem definido, utilizaram-se em alternativa os valores V_{pp1} e V_{pp2}.

Os valores de razão de amortecimento e frequência natural são dados por:

$$w_n = \frac{w_d}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad com \quad w_d = \frac{2 \cdot \pi}{tp} \tag{3.15}$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln(A)^2}{\ln(A)^2 + 4 \cdot \pi^2}} \quad com \quad A = \frac{Vpp1}{Vpp2} \tag{3.16}$$

A metodologia empregue foi a seguinte:

1. Colocar o cilindro nas posições pretendidas e esperar que estabilize a posição;
2. Aplicar onda quadrada, de baixa frequência, com várias amplitudes;
3. Analisar a resposta, em aceleração, do cilindro no osciloscópio e retirar Vpp1, Vpp2 e tp;
4. Calcular razão de amortecimento e frequência natural.

A imagem seguinte é um exemplo do tipo de respostas observadas.

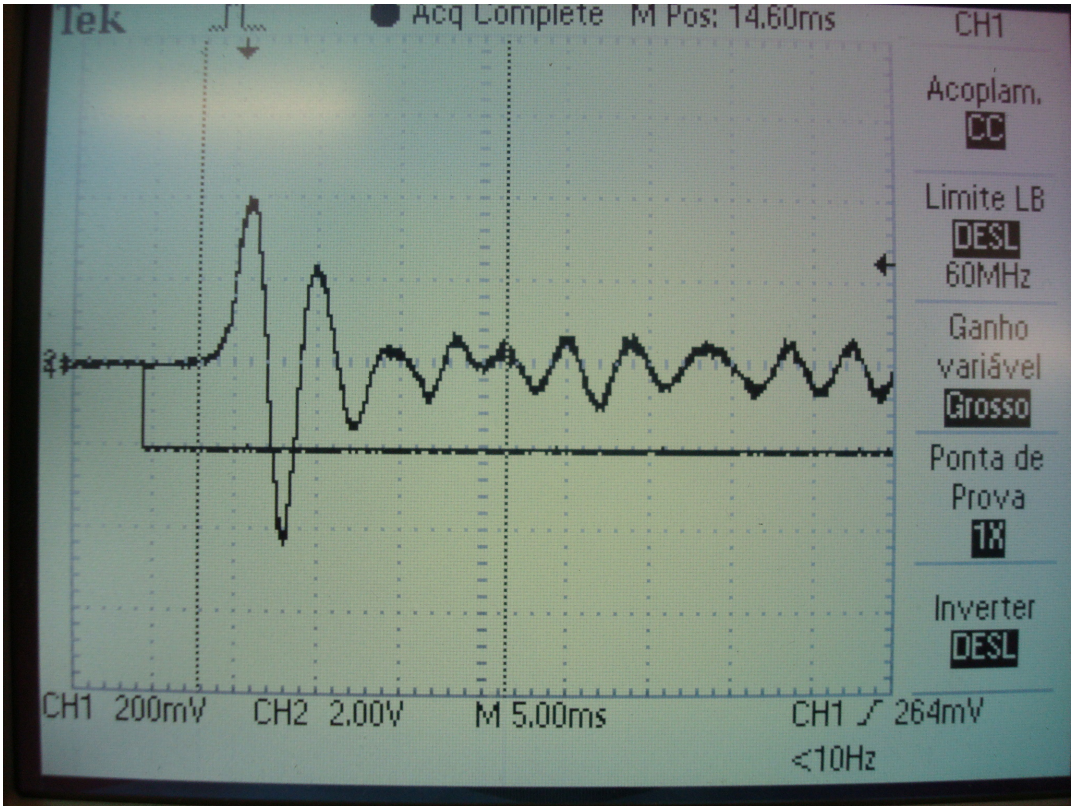


Figura 3.26: Resposta do cilindro à perturbação aplicada.

Os valores registados encontram-se resumidos na tabela seguinte.

Tabela 7: Valores identificados para o cilindro.

Posição cilindro [mm]	Frequência natural [Hz]	Razão de amortecimento
57	295	0,07
128	244	0,12
197	227	0,18
375	217	0,12

A discrepância, entre os valores identificados e os calculados, deve-se em grande parte ao valor da compressibilidade do óleo. Se se tivesse utilizado, por exemplo, um valor de módulo de compressibilidade de 12000, o erro seria menor, e continuava, dentro das circunstâncias, a ser um valor de módulo de compressibilidade verosímil.

3.7 Modelo não linear do servoactuador

Dada a descrição do sistema experimental de apoio a esta dissertação, segue-se então a criação do modelo não linear, para suportar a simulação numérica, neste caso em *Matlab*. Este modelo permitirá, enquanto o controlador estiver a ser desenvolvido, poupar tempo e recursos laboratoriais e garantir que, quando se testar o controlador no sistema real, se minimiza a probabilidade de algo correr de forma não esperada.

3.7.1 Modelo da válvula

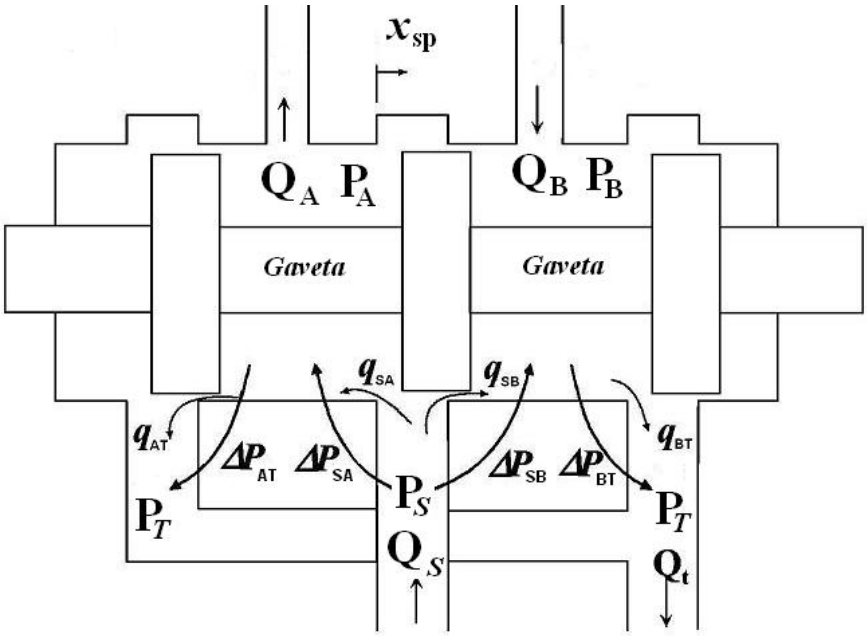


Figura 3.27: Esquema e notação da válvula.

Para modelo da válvula, figura 3.27, recorreu-se ao modelo não-linear apresentado em [Ferreira, et al., 02]. Por coincidência, este modelo matemático foi desenvolvido em torno do mesmo modelo de válvula, KBSDG4V de 24 litros da Eaton-Vickers, que é utilizado neste trabalho. Para além deste facto, apresenta-se como uma ferramenta que permite ao utilizador, com base em dados de catálogo ou identificados, obter os modelos estático e dinâmico fiáveis da válvula.

Para este modelo foi seleccionada a equação de estrutura fixa para as pseudo-áreas e, para o cálculo dos coeficientes, recorreu-se ao caudal nominal, ganho de caudal na posição central e ganho de pressão relativo na vizinhança da posição central, este último estimado. Os valores utilizados, retirados de [Eaton, 98] e estimados, são:

Tabela 8: Valores para cálculo dos coeficientes do modelo.

Parâmetro	Valor
Caudal nominal, Q_n	24 l/min
Pressão nominal, p_n	35 bar
Pressão da fonte, p_s	70 bar
Ganho de caudal, $\overline{K}_{q0}$	24 l/min/$\overline{x}_{sp}$ [7]
Ganho de pressão, $\overline{K}_{p0}$	27.8 bar/$\overline{x}_{sp}$

O ganho de caudal foi obtido por linearização do gráfico, para o modelo de 24 litros, apresentado no catálogo, e aqui colocado na figura 3.28.

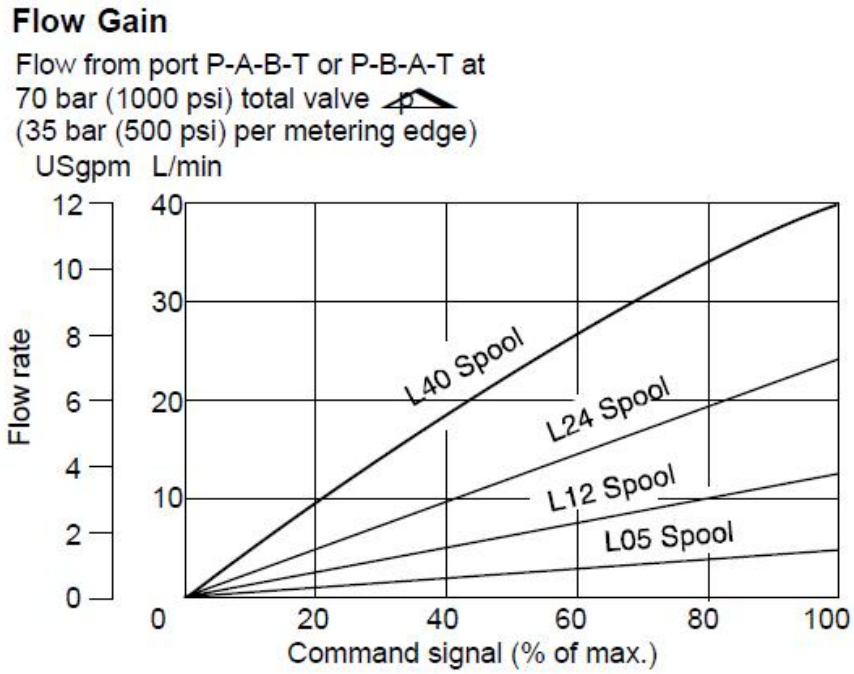


Figura 3.28: Curvas de caudal das válvulas KBSDG4V da Eaton-Vickers.

7 $\overline{x}_{sp}$ representa a abertura da gaveta no intervalo normalizado [-1; 1], ou seja, [-100%; 100%].

O ganho de pressão foi calculado a partir de resultados experimentais, obtidos para determinar a curva de pressão da válvula, figura 3.29. Este parâmetro foi identificado porque, além de ser um ensaio simples de realizar, tendo em vista o controlo de força é importante que seja bem determinado. No gráfico é possível identificar alguma histerese, natural a qualquer tipo de válvula hidráulica, mas que neste caso é desprezável dado o seu valor.

A partir dos valores da tabela 8, foram calculados os valores dos coeficientes para esta válvula:

$$\begin{aligned} A_n(\bar{x}_{sp}) &= k_1 \cdot \bar{x}_{sp} + k_2 + \sqrt{(k_3 \cdot (\bar{x}_{sp})^2 + k_4 \cdot \bar{x}_{sp} + k_5)}, \\ & k_3 \cdot (\bar{x}_{sp})^2 + k_4 \cdot \bar{x}_{sp} + k_5 \geq 0, \forall\, \bar{x}_{sp} \in [-1,1] \\ A_p(\bar{x}_{sp}) &= -k_1 \cdot \bar{x}_{sp} + k_2 + \sqrt{(k_3 \cdot (\bar{x}_{sp})^2 - k_4 \cdot \bar{x}_{sp} + k_5)}, \\ & k_3 \cdot (\bar{x}_{sp})^2 - k_4 \cdot \bar{x}_{sp} + k_5 \geq 0, \forall\, \bar{x}_{sp} \in [-1,1] \end{aligned} \tag{3.17}$$

Tabela 9: Valores dos coeficientes das equações das pseudo-áreas.

Coeficiente	Valor
k_1	-2,0277
k_2	-1,15E-002
k_3	4,1363
k_4	-2,90E-003
k_5	2,50E-002

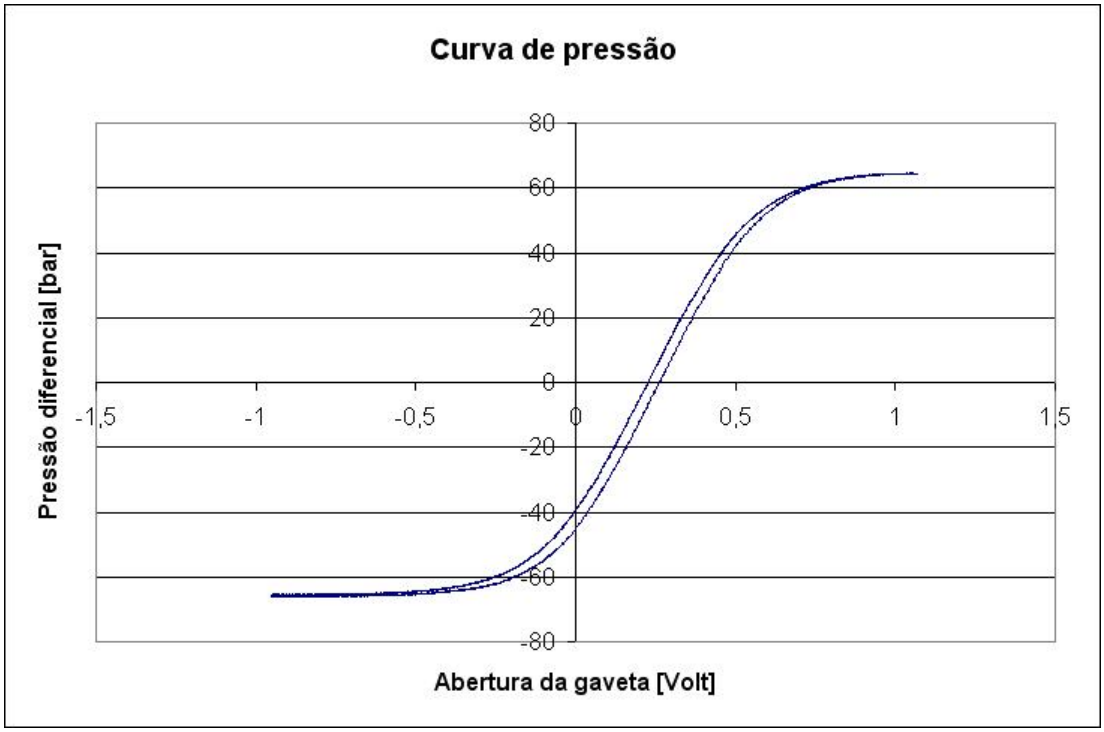


Figura 3.29: Curva de pressão diferencial da válvula para uma pressão de alimentação de 70 bar.

Com os parâmetros obtidos, tabela 9, podemos obter as seguintes curvas de caudal e de pressão, para comparar com as aqui apresentadas nas figuras 3.28 e 3.29. Pelo motivo de facilitar a comparação entre figuras, e dado que o transdutor de posição da gaveta tem um ligeiro *offset*, esse valor foi introduzido no modelo para gerar o gráfico da curva de pressão diferencial.

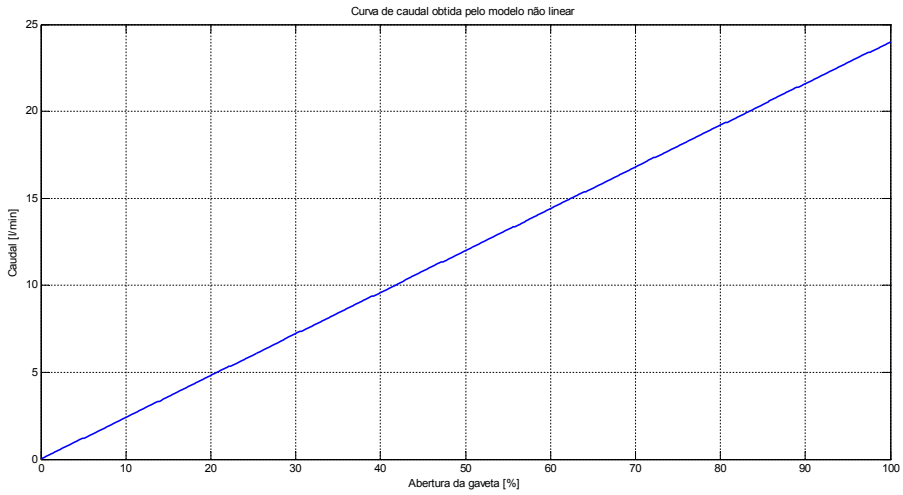


Figura 3.30: Curva de caudal obtida pelo modelo não linear.

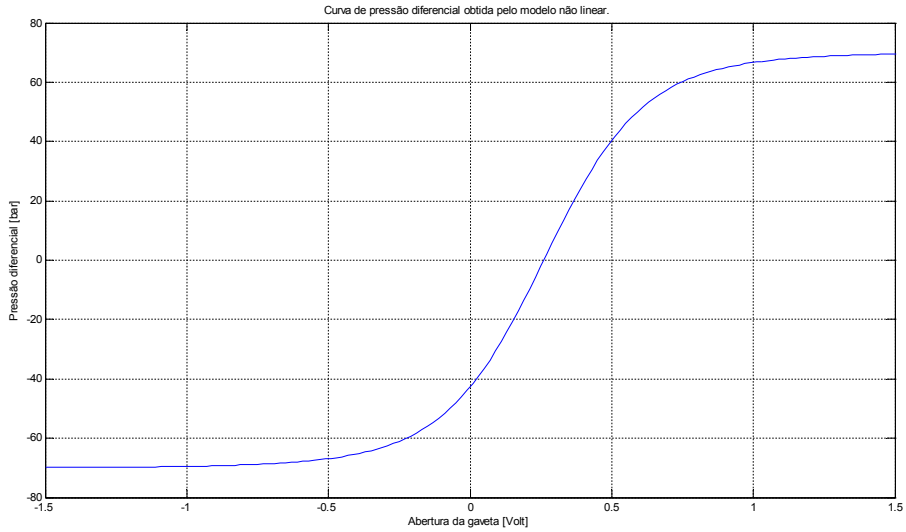


Figura 3.31: Curva de pressão diferencial, obtida pelo modelo não linear, para uma pressão de alimentação de 70 bar.

Estas curvas foram obtidas por aplicação directa das seguintes equações, que descrevem o caudal e pressão entre os orifícios de pressão da fonte (P), A, B, e tanque (T):

$$\begin{aligned} q_{PA} &= sgn(\Delta p_{PA}) \cdot A_p \cdot (\bar{x}_s) \cdot \sqrt{|\Delta p_{PA}|} \\ q_{PB} &= sgn(\Delta p_{PB}) \cdot A_n \cdot (\bar{x}_s) \cdot \sqrt{|\Delta p_{PB}|} \\ q_{AT} &= sgn(\Delta p_{AT}) \cdot A_n \cdot (\bar{x}_s) \cdot \sqrt{|\Delta p_{AT}|} \\ q_{BT} &= sgn(\Delta p_{BT}) \cdot A_p \cdot (\bar{x}_s) \cdot \sqrt{|\Delta p_{BT}|} \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned} Q_P &= q_{PA} + q_{PB} \\ Q_T &= q_{AT} + q_{BT} \\ Q_A &= q_{PA} - q_{AT} \\ Q_B &= q_{BT} - q_{PB} \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$p_A - p_B = \frac{A_p(\bar{x}_s)^2 - A_n(\bar{x}_s)^2}{A_p(\bar{x}_s)^2 + A_n(\bar{x}_s)^2} \cdot p_P \tag{3.20}$$

3.7.2 Modelo do cilindro

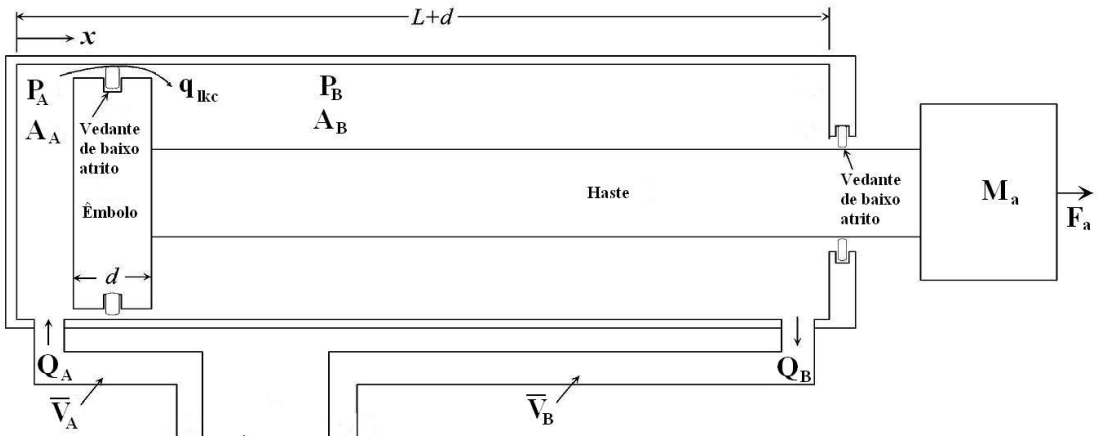


Figura 3.32: Esquema e notação do cilindro assimétrico.

Para um cilindro assimétrico, figura 3.32, desprezando fugas internas e externas, os caudais em cada uma das câmaras, A e B, são dados por:

$$\begin{aligned} Q_A &= A_A \cdot \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{V_A}{\beta_{eA}} \cdot \frac{\partial p_A}{\partial t} \\ Q_B &= A_B \cdot \frac{\partial x}{\partial t} - \frac{V_B}{\beta_{eB}} \cdot \frac{\partial p_B}{\partial t} \end{aligned} \tag{3.21}$$

Os volumes encontram-se adicionando ao volume morto, o volume função da posição do actuador:

$$\begin{aligned} V_A(x) &= \overline{V}_A + x \cdot A_A \\ V_B(x) &= \overline{V}_B + (L - x) \cdot A_B \end{aligned} \tag{3.22}$$

O módulo de compressibilidade efectivo, função da compressibilidade nominal, da pressão de referência e da pressão actual na câmara, é dado pela equação 3.13.

A equação de equilíbrio de forças, entre cilindro e ambiente, é dada por:

$$M_a \cdot \ddot{x} + B_a \cdot \dot{x} = p_A \cdot A_A - p_B \cdot A_B - F_e \tag{3.23}$$

em que B_a é o coeficiente de atrito viscoso do cilindro, e F_e é a força externa medida pelo transdutor de força.

Como visto anteriormente, a identificação da dinâmica do cilindro decorreu não com as câmaras do cilindro bloqueadas, mas com estas ligadas aos orifícios A e B da válvula proporcional. Por esta razão, o coeficiente de atrito viscoso do cilindro, B_a, é proporcional à frequência natural, w_n, e razão de amortecimento, ζ, tal como descrito em 3.6.2.3.2, mas também é influenciado pela presença da válvula.

A equação seguinte é a função de transferência entre o comando da válvula e a posição do actuador; a sua dedução pode ser consultada no Anexo A.

$$\frac{X}{X_{sp}} = \frac{(K_s{}^B \cdot A_B \cdot C_A + K_s{}^A \cdot A_A \cdot C_B) \cdot s + K_s{}^B \cdot A_B \cdot K_c{}^A + K_s{}^A \cdot A_A \cdot K_c{}^B}{\alpha \cdot s^2 + \beta \cdot s + \chi}$$

com

$$\begin{aligned} \alpha &= M_a \cdot C_A \cdot C_B \\ \beta &= M_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + M_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot C_B \\ \chi &= M_a \cdot K_c{}^A \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + B_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + A_A{}^2 \cdot C_B + A_B{}^2 \cdot C_A \end{aligned} \tag{3.24}$$

Os coeficientes volume-pressão, C_A e C_B, são dados por:

$$C_A = \frac{V_A}{\beta_{eA}} \quad e \quad C_B = \frac{V_B}{\beta_{eB}} \tag{3.25}$$

Pode-se mostrar que, ver anexo A, para um servoactuador assimétrico, o termo de primeira ordem é dado por:

$$2 \cdot \zeta \cdot w_n \simeq \frac{K_c^{\ A}}{C_B} + \frac{K_c^{\ B}}{C_A} + \frac{B_a}{M_a} \tag{3.26}$$

Em que $K_c^{\ A}$ e $K_c^{\ B}$ são, respectivamente, o coeficiente de caudal-pressão na câmara A e B do cilindro.

É agora claro que a válvula insere uma componente, não desprezável, no valor do coeficiente de atrito viscoso do cilindro.

Para se utilizar a equação 3.26, de forma a obter o valor do coeficiente de atrito viscoso do cilindro tendo em conta a presença da válvula, é necessário conhecer os coeficientes de caudal-pressão do servoactuador. Estes coeficientes são função do ponto de funcionamento do servoactuador em cada instante, ou seja, da posição da gaveta, da pressão nas câmaras e caudais de entrada e saída do actuador.

Em seguida, é descrito o processo de caracterização dos pontos de funcionamento do servoactuador para, posteriormente, serem obtidos os coeficientes aqui referidos e calculado o coeficiente de atrito viscoso.

3.7.3 Superfície 3D do servoactuador

Tal como foi dito, dada a assimetria do cilindro não é possível caracterizar o ganho de caudal, o ganho de pressão e o coeficiente caudal-pressão, recorrendo apenas à válvula proporcional, como descrito em [Merritt, 67] recorrendo à noção de pressão na carga, $p_l = p_A - p_B$, e de caudal volumétrico na carga $Q_l = Q_A = Q_B$.

Dada esta situação foram realizados ensaios, recorrendo ao modelo para simulação, por forma a caracterizar as curvas de caudal e de pressão, tendo em conta a influência da assimetria do cilindro, para permitir a obtenção dos respectivos ganhos.

As curvas de caudal e de pressão não são mais que projecções de uma superfície de controlo tridimensional, que é função de: posição da gaveta da válvula, pressão nas câmaras do servoactuador e caudais nas câmaras do servoactuador.

A curva de pressão será o resultado da intersecção do plano horizontal, definido pelos eixos posição da gaveta da válvula e pressão na câmara do servoactuador, com a superfície de controlo tridimensional.

A curva de caudal é o resultado da intersecção do plano vertical, definido pelos eixos posição da gaveta da válvula e caudal na câmara do servoactuador, com a superfície de controlo tridimensional.

Nas curvas das figuras seguintes, os valores obtidos em movimento de recuo são desenhados a rosa, enquanto que os valores obtidos em movimento de avanço são desenhados a azul. Para posteriormente calcular os ganhos de caudal e pressão, e gerar a superfície 3D, foi também incluída na figura a melhor interpolação polinomial para cada um dos sentidos, bem como a sua equação matemática.

3.7.3.1 Curva de caudal

Considerando uma força externa nula, a válvula proporcional foi aberta em torno de vários pontos dentro da sua gama positiva e negativa.

Para cada ponto, $\bar{x}_{sp}$, foram registadas as pressões, p_A e p_B, e o caudal, Q_A e Q_B do servoactuador. As curvas de caudal, função da abertura da válvula, podem ser observadas nas figuras 3.33 e 3.35.

No caso de um cilindro simétrico submetido a uma força externa nula, em que $p_A = p_B$ e $Q_A = Q_B$ poder-se-ia, tal como em [Merritt, 67], caracterizar apenas uma das câmaras do servoactuador. No presente estudo isto não acontece, pelo que ao criar a superfície 3D deve-se ter em conta que o ponto de caudal máximo Q_{max}, para cada valor de abertura da gaveta, ocorre para uma determinada pressão p_{Qmax}, cuja evolução pode ser observada nas figuras 3.34 e 3.36, diferente para cada câmara do servoactuador.

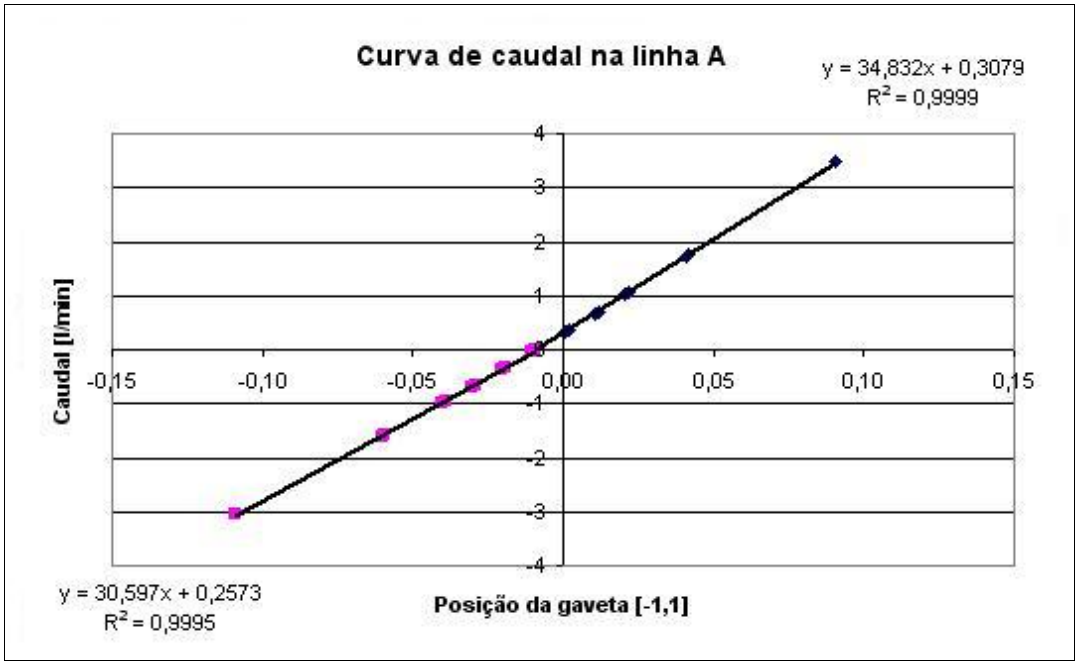


Figura 3.33: Curva de caudal na câmara A do servoactuador com p_s=100 bar.

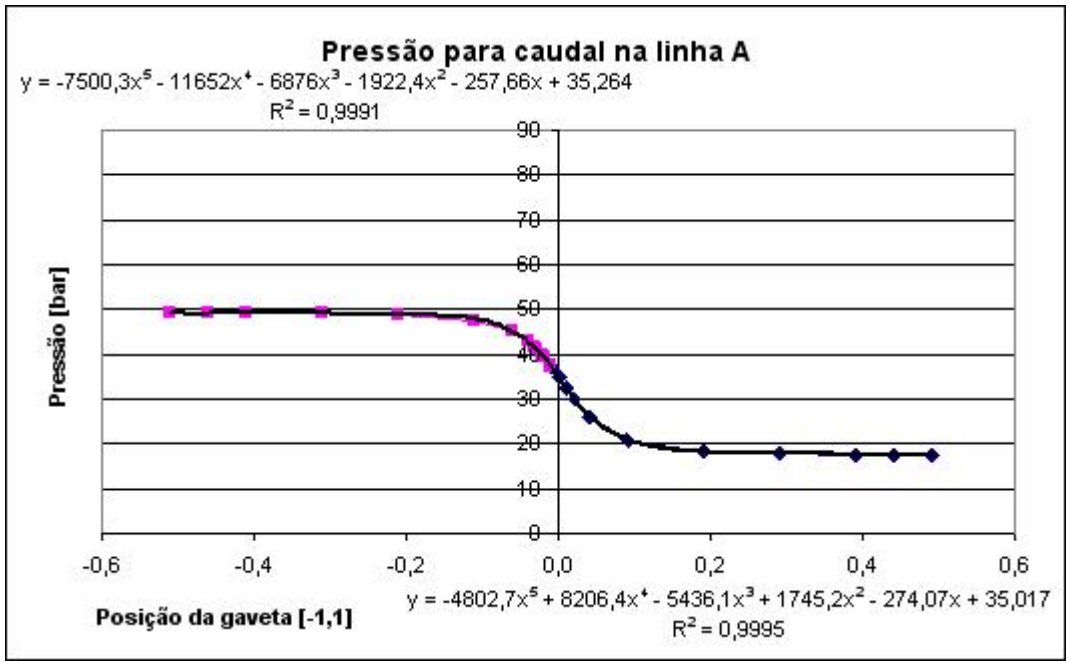


Figura 3.34: Comportamento da pressão na câmara A para diferentes valores de abertura da válvula, com caudal em circulação.

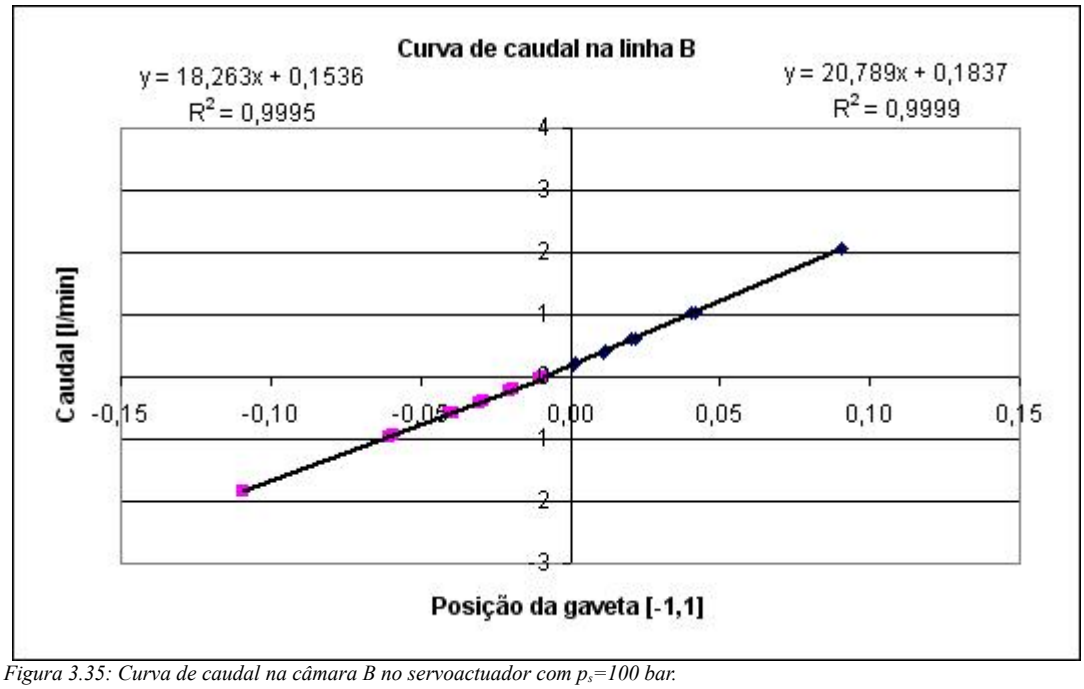


Figura 3.35: Curva de caudal na câmara B no servoactuador com p_s=100 bar.

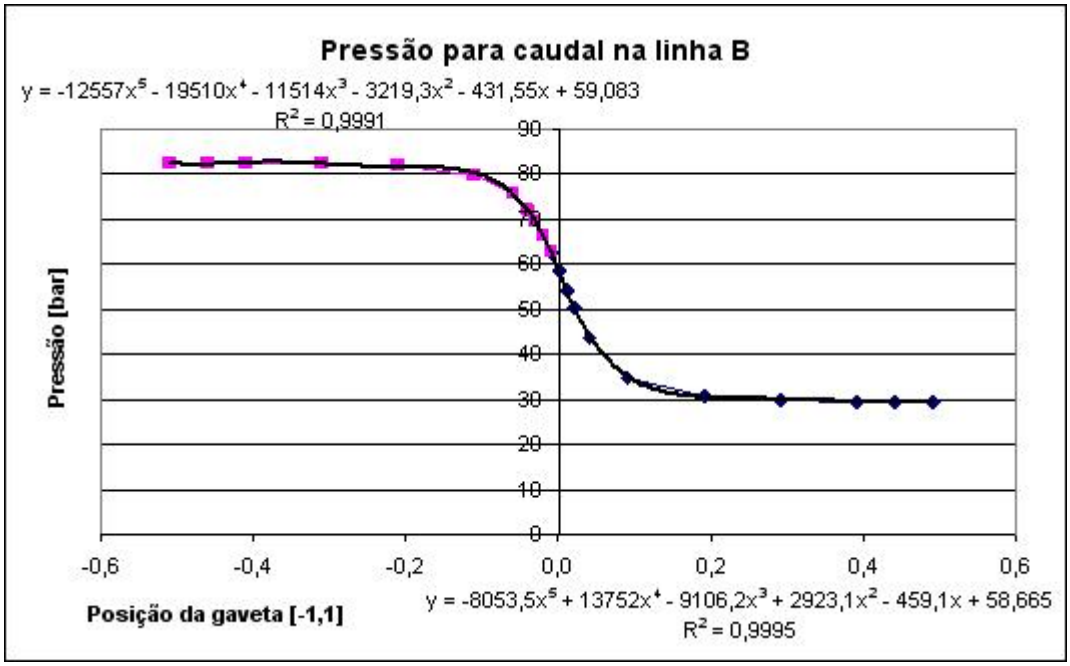


Figura 3.36: Comportamento da pressão na câmara B para diferentes valores de abertura da válvula, com caudal em circulação.

3.7.3.2 Curva de pressão

Para caracterizar a curva de pressão do servoactuador, implementou-se em simulação um controlador proporcional de posição.

Em seguida, fazendo variar a força externa em torno de vários valores, foi registada a variação necessária da posição da gaveta para manter a posição do cilindro constante, imposta pelo controlador de posição.

Com o registo das pressões em cada câmara, foi possível criar as curvas das figuras 3.37, 3.38 e 3.39.

A pressão equivalente, para posteriormente se criar uma superfície 3D cujos eixos são abertura da gaveta, força e velocidade do actuador, é dada por:

$$p_c = \frac{F_a}{A_A} = p_A - p_B \cdot \frac{A_B}{A_A} \tag{3.27}$$

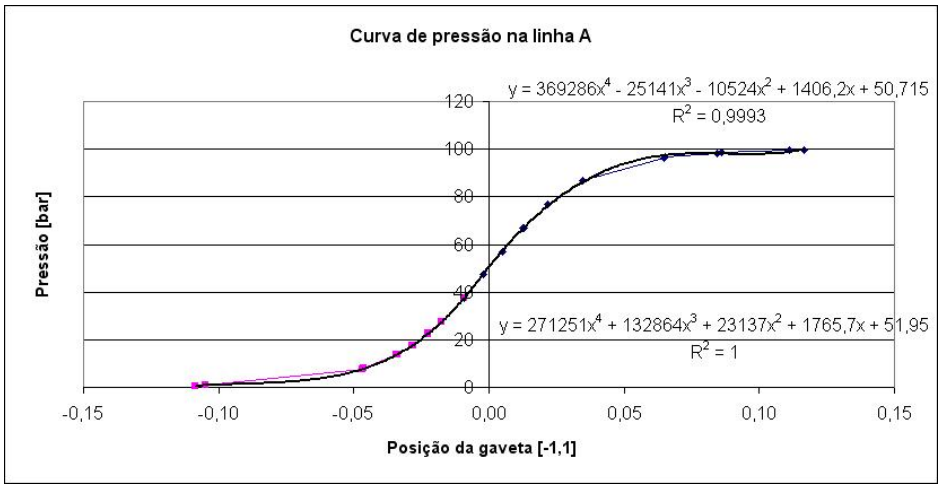


Figura 3.37: Comportamento da pressão na câmara A para diferentes valores de abertura da válvula, sem caudal em circulação.

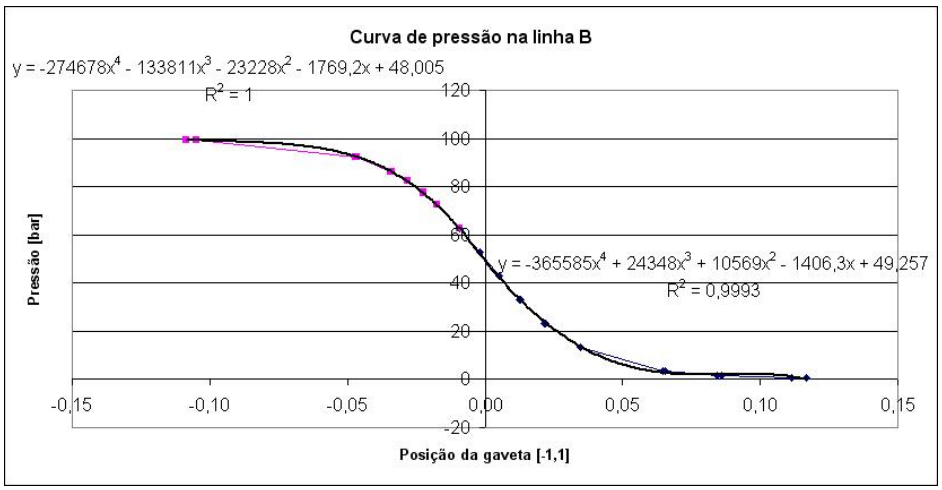


Figura 3.38: Comportamento da pressão na câmara B para diferentes valores de abertura da válvula, sem caudal em circulação.

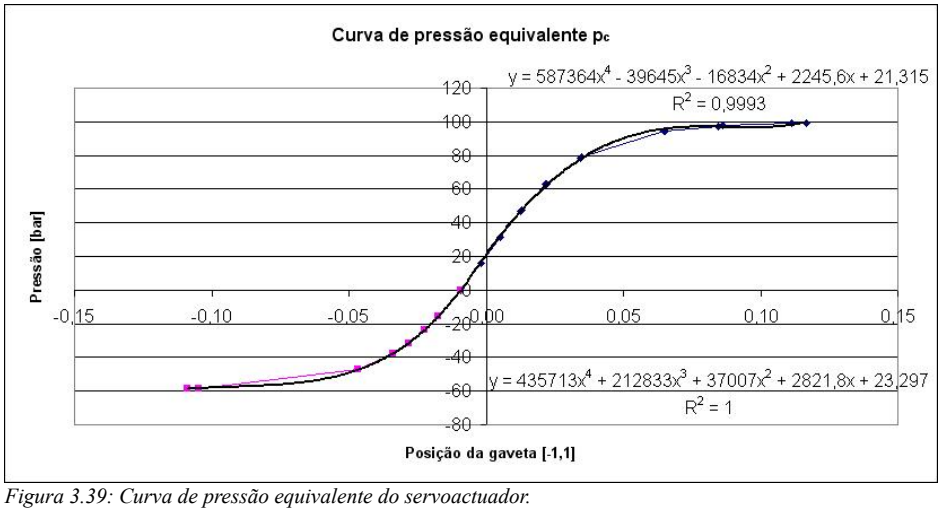


Figura 3.39: Curva de pressão equivalente do servoactuador.

3.7.3.3 Curvas de caudal-pressão

O caudal em cada uma das passagens PA ou PB, função da abertura gaveta da válvula e da pressão na câmara é dado por [Merritt, 67]:

$$Q(\bar{x}_{sp},\, p) = Q(\bar{x}_{sp})\big|_{p=p_{min}} \cdot \sqrt{\frac{p(\bar{x}_{sp}) - p_{min}(\bar{x}_{sp})}{p(\bar{x}_{sp})_{Q=0} - p_{min}(\bar{x}_{sp})}} \tag{3.28}$$

Onde $p_{min}(\bar{x}_{sp})$ é a pressão na câmara quando há circulação de óleo, figuras 3.34 e 3.36, e $p_{max}(\bar{x}_{sp})$ é a pressão quando não há circulação de óleo na câmara, figuras 3.37 e 3.38.

A figura 3.40, para uma pressão de alimentação de 100 bar, exemplifica esta relação para várias aberturas, $\bar{x}_{sp}$, positivas da gaveta da válvula proporcional. Dada a assimetria do servoactuador, para um valor absoluto de abertura da gaveta nulo existe caudal na passagem PA, como se pode observar na curva a azul escuro na figura seguinte.

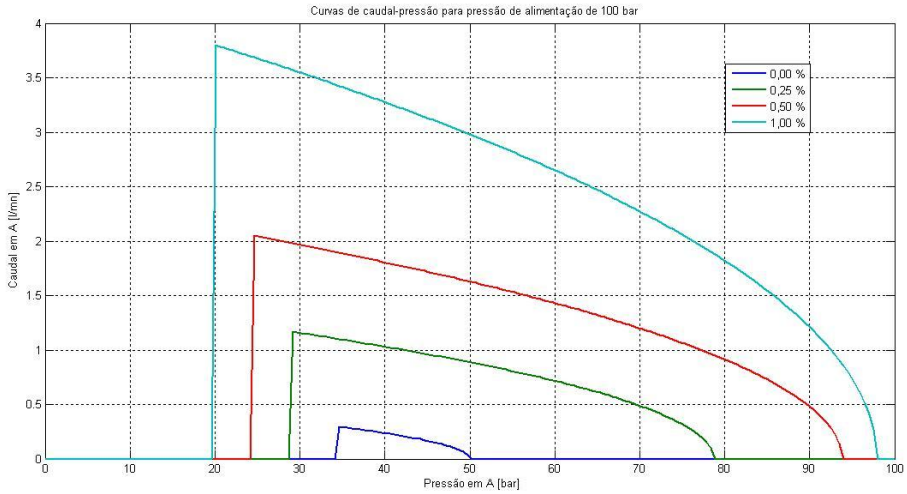


Figura 3.40: Exemplos de curvas de caudal-pressão do servoactuador.

Estas curvas resultam de intersecções da superfície 3D com planos verticais, paralelos ao definido pelos eixos de caudal na câmara do servoactuador e pressão na câmara do servoactuador, para vários valores de abertura da gaveta.

Para cada valor de abertura da gaveta, o ponto de caudal máximo tem a sua projecção vertical sobre a curva definida em 3.34, enquanto que o ponto de caudal nulo, de pressão máxima na câmara, tem a sua projecção vertical sobre a curva definida em 3.37.

3.7.3.4 Superfície identificada

Para cada curva identificada, figuras 3.33 a 3.39, foi encontrada uma equação que a caracteriza, por interpolação linear ou polinomial, e foi construída uma superfície 3D para cada câmara do servoactuador, figuras 3.41 e 3.42. Também se construiu uma superfície 3D, figura 3.43, que relaciona a abertura da gaveta com a força normalizada e velocidade do actuador.

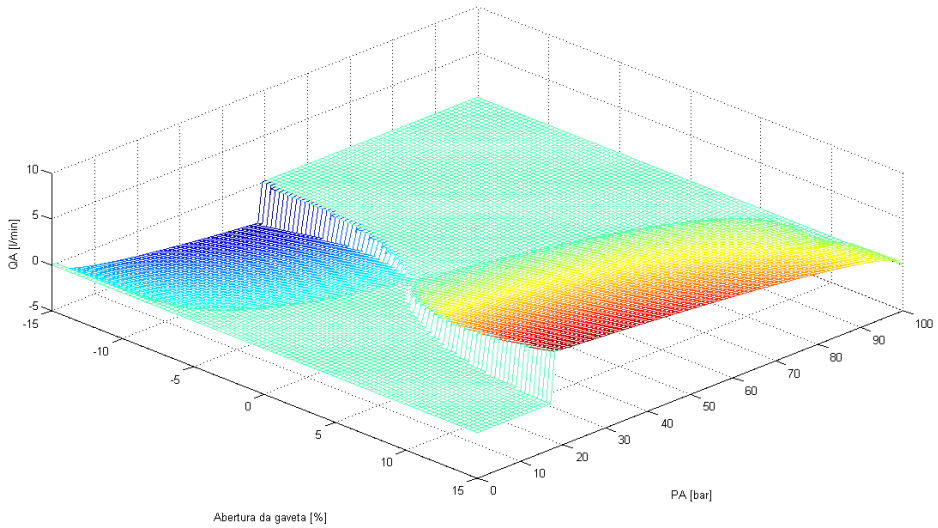


Figura 3.41: Superfície de controlo da câmara A do servoactuador.

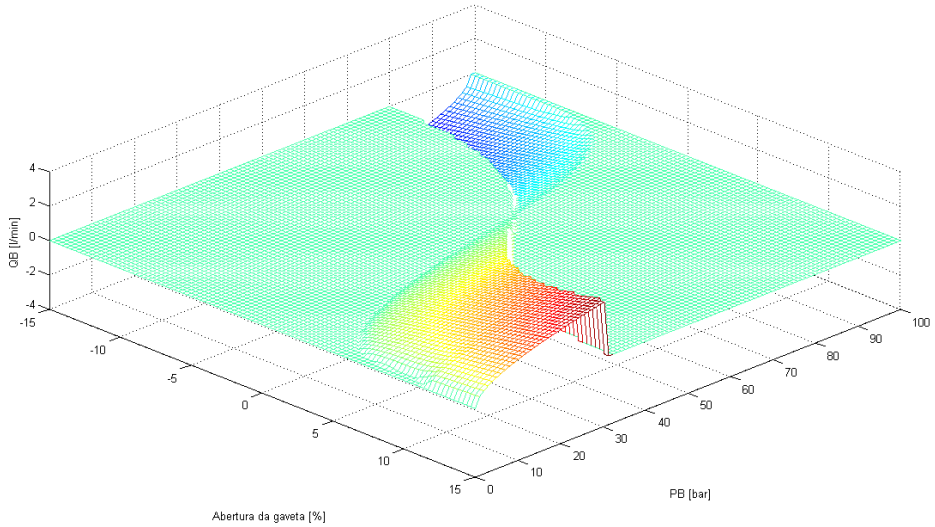


Figura 3.42: Superfície de controlo da câmara B do servoactuador.

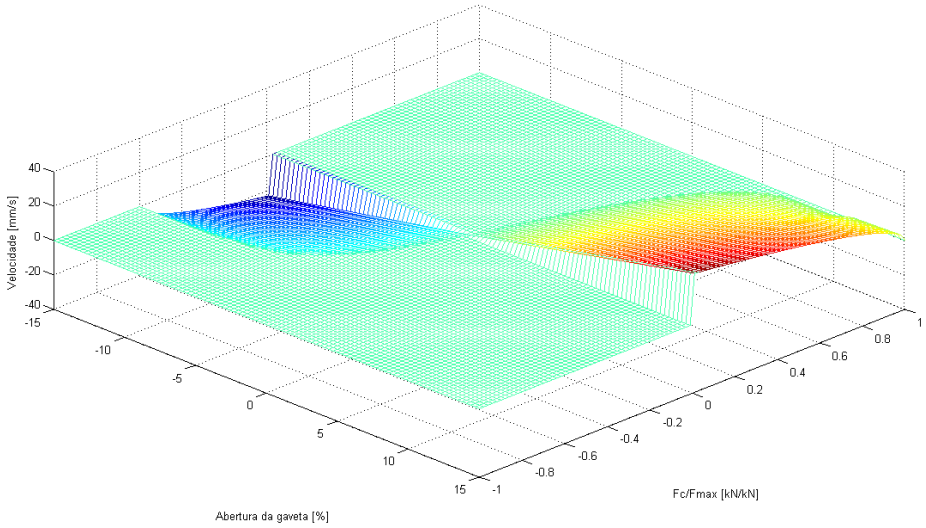


Figura 3.43: Superfície que relaciona abertura da gaveta com força máxima disponível na carga e velocidade.

Estas superfícies são muito importantes, principalmente quando se pretendem calcular pontos de funcionamento que não caem sobre a curva de pressão, a caudal nulo, e a curva de caudal, à pressão mínima, ou seja, o envelope de potência.

A figura 3.44, que resulta da intersecção da superfície 3D com planos horizontais, paralelos ao definido pela abertura da gaveta e de pressão na câmara, a passar por

vários valores de caudal na câmara do servoactuador, ilustra bem esta importância quando, por exemplo, se pretende conhecer os limites de força a diferentes velocidades do servoactuador.

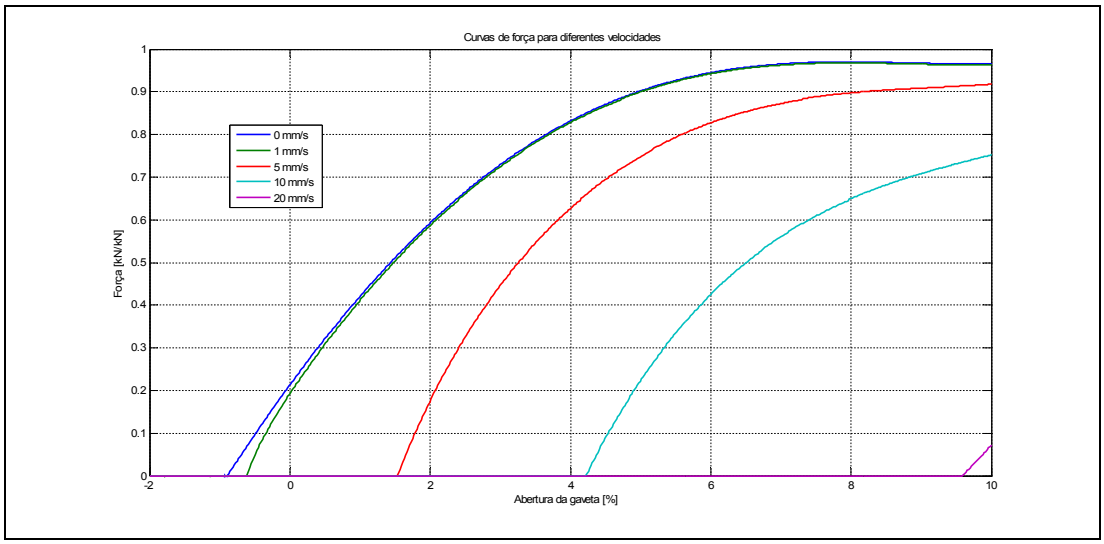


Figura 3.44: Força disponível no actuador para várias velocidades.

3.7.4 Cálculo do coeficiente de atrito viscoso do cilindro

Agora que nos encontramos na posse da caracterização dos pontos de funcionamento do servoactuador, podemos calcular correctamente o coeficiente de amortecimento, B_a, do cilindro hidráulico, de acordo com a equação 3.26.

O ensaio de identificação da dinâmica do cilindro foi executado aplicando à válvula um degrau de 1 $V_{p\text{-}p}$ (10% da abertura da gaveta).

Recorrendo à superfície 3D do servoactuador, obtiveram-se os seguintes valores:

Tabela 10: Valores para cálculo do amortecimento do cilindro.

Parâmetro	Valor
Caudal na câmara de entrada, Q_A [l/min]	3,8
Caudal na câmara de saída, Q_B [l/min]	2,3
Pressão na câmara de entrada, p_A [bar]	20,1
Pressão na câmara de saída, p_B [bar]	34,1

Destes valores resultam os seguintes coeficientes caudal-pressão, para cada uma das câmaras do cilindro.

$$K_c^A = \frac{\partial Q_A}{\partial p_A} = 7{,}7\text{E-}12\ [m^3/Pa \cdot s] \quad e \quad K_c^B = \frac{\partial Q_B}{\partial p_B} = 2{,}3\text{E-}11\ [m^3/Pa \cdot s]$$

Estes valores correspondem a:

$$K_c^A = \frac{\partial Q_A}{\partial p_A} = 4{,}6\ [l/min/100\ \text{bar}] \quad e \quad K_c^B = \frac{\partial Q_B}{\partial p_B} = 13{,}8\ [l/min/100\ \text{bar}]$$

Substituindo em 3.26 obtemos, a partir da tabela 6, os seguintes valores de coeficiente de atrito viscoso:

Tabela 11: Valor de amortecimento para várias posições do cilindro

Posição [mm]	w_n [rad/s]	f [Hz]	B_a [N.s/m]
57	1825	291	1768
128	1509	240	2673
197	1355	216	3840
375	1228	195	2280

Os valores aqui apresentados são idênticos aos identificados em ensaios anteriores, ver 3.6.2.2, mesmo tendo em conta que as condições de ensaio são distintas. No ensaio de identificação é permitido às variáveis internas do sistema (pressões e velocidade) estabilizar, algo que não aconteceu neste ensaio.

3.7.5 Modelo do servoactuador e ambiente

O ambiente modelado será o típico sistema massa-mola-amortecedor, figura 3.45, representado pela equação, [Ogata, 90]:

$$F_e = M_e \cdot \ddot{x}_e + B_e \cdot \dot{x} + K_e \cdot x \tag{3.29}$$

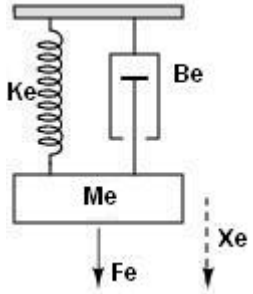


Figura 3.45: Sistema massa-mola-amortecedor.

As equações dinâmicas do conjunto servoactuador e ambiente ficam da forma:

$$M_a \cdot \ddot{x} = F_a - B_s \cdot (\dot{x} - \dot{x}_e) - B_a \cdot \dot{x} - K_s \cdot (x - x_e) \tag{3.30}$$

$$M_e \cdot \ddot{x}_e = B_s \cdot (\dot{x} - \dot{x}_e) - B_e \cdot \dot{x}_e + K_s \cdot (x - x_e) - K_e \cdot x_e \tag{3.31}$$

A força realizada pelo actuador, sentida pelo transdutor de força, desprezando o coeficiente de atrito viscoso B_s, será dada por:

$$F = K_s \cdot (x - x_e) \tag{3.32}$$

A força hidráulica do actuador será dada por:

$$F_a = p_A \cdot A_A - p_B \cdot A_B \tag{3.33}$$

Neste capítulo vimos, em detalhe, o sistema de ensaio de apoio a esta dissertação.

A partir dessa descrição foi possível desenvolver todo um trabalho, de identificação e modelação, culminado com a obtenção de um modelo não linear representativo do servoactuador e ambiente, a utilizar.

Em termos de aplicação prática, em simulação numérica, foi implementado o diagrama que em seguida se apresenta:

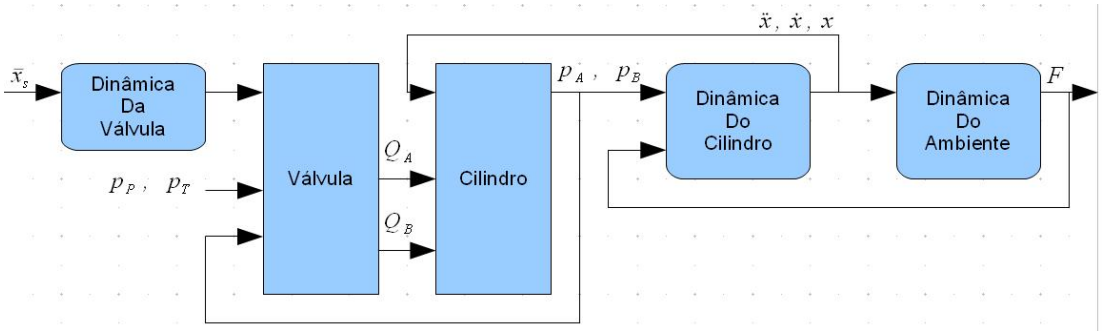


Figura 3.46: Diagrama de blocos da implementação do modelo não linear.

O bloco da dinâmica da válvula implementa um modelo de segunda ordem, com limitação de velocidade e aceleração, tal como descrito em [Ferreira, et al., 02]. Tem como entrada o sinal de comando normalizado, proveniente do controlador, e como saída o sinal afectado da dinâmica de segunda ordem da válvula proporcional.

O bloco da válvula implementa as pseudo-áreas, com equação de estrutura fixa, como descritas nas equações 3.17, 3.18 e 3.19, com os coeficientes da tabela 8. Os parâmetros de entrada são a pressão na fonte e no tanque e o sinal de comando da gaveta. Os parâmetros de saída são os caudais no orifício A e B de ligação ao cilindro.

O bloco do cilindro implementa as equações diferenciais 3.21, explicitadas em ordem a $\frac{dp}{dt}$ bem como o modelo de cálculo do módulo de compressibilidade efectivo do óleo dado pela equação 3.3. Os parâmetros de saída são as pressões em cada câmara, A e B.

Por motivos de simplificação, não foi considerado o modelo de atrito, tal como identificado em resultados experimentais, com componente de Coulomb, atrito viscoso e efeito de Stribeck, mas apenas o atrito viscoso. A razão para esta simplificação, prende-se com o facto de: (i) o efeito de Coulomb ser tão baixo face à força máxima do actuador e ensaios pretendidos; (ii) o efeito de Stribeck, apesar de visível na figura 3.21, não produzir *stick-slip* visível nos ensaios efectuados.

Os blocos de dinâmica do cilindro e do ambiente implementam as equações 3.30 a 3.33.

4 Modelo linear do servoactuador

No capítulo anterior, foi descrito o modelo não linear do sistema de ensaio, para utilização em simulação numérica.

Neste capítulo é descrito todo o processo de linearização, com vista à sua aplicação na síntese do controlador.

Como iremos ver, no capítulo seguinte, o desenvolvimento de um controlador pelo método QFT parte de um conjunto de modelos, obtidos a partir da variação dos parâmetros do modelo linear. Isto permite que o método de linearização seja realizado, substituindo os termos não lineares por termos cujos valores se encontram dentro de um intervalo bem definido.

Obtido o modelo linear, é descrita a variação dos seus parâmetros, bem como as metodologias de obtenção dos mesmos.

4.1 Procedimento de linearização

As equações não lineares apresentadas devem agora ser linearizadas, em torno de um ponto de funcionamento, e a variação dos seus parâmetros quantificada.

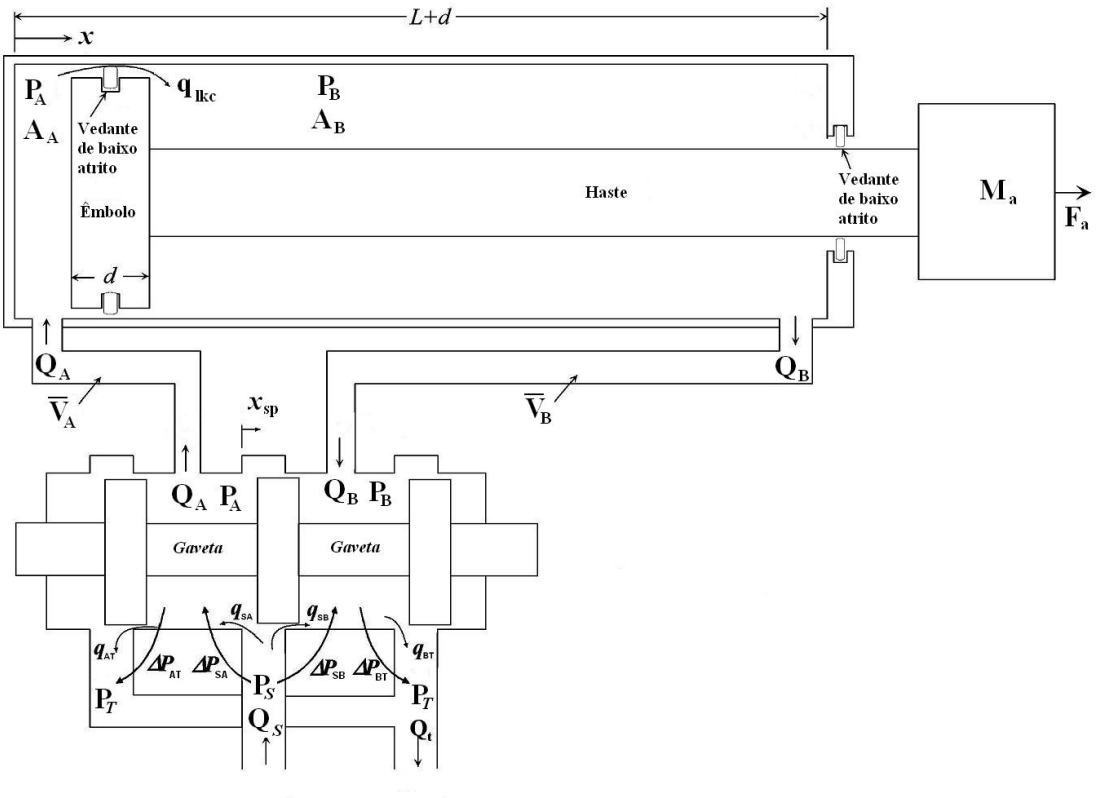


Figura 4.1: Esquema do servoactuador.

Considere-se o servoactuador da figura 4.1 imóvel, velocidade e aceleração nula, com a gaveta da válvula numa posição que permita que este equilíbrio seja possível, dada a assimetria do cilindro.

Para o servoactuador em estudo, os valores de equilíbrio são os da tabela seguinte. Os caudais de equilíbrio, desprezando as fugas internas do cilindro, são praticamente nulos.

Tabela 12: Valores de equilíbrio do servoactuador.

Parâmetro	Valor
Pressão na fonte p_s em [bar]	100
Posição, normalizada, da gaveta $\bar{x}_{sp0}$ em [-1, 1]	-0,0090
Pressão na câmara A, p_{A0} em [bar]	37,4
Pressão na câmara B, p_{B0} em [bar]	62,6

Este *offset* da válvula, necessário para compensar o efeito que a assimetria do cilindro tem sobre o equilíbrio de pressões, deve ser aplicado no modelo linear, em simulação, para que o servoactuador fique em condições iniciais de ensaio equilibradas. Se assim se proceder: (i) em malha aberta o servoactuador praticamente não se move; (ii) em malha fechada o controlador não terá um esforço acrescido, nomeadamente em acção integral, para compensar o erro em regime estacionário. No caso de um ensaio em controlo de força, por exemplo, a não compensação do *offset* adicionada a um controlador sem acção integral leva a um desvio de zero permanente no seguimento de trajectórias.

Este ponto de equilíbrio depende de temperatura do óleo, quanto maior a temperatura menor é a viscosidade, o que justifica existir um controlo da temperatura do fluido. Outros factores influenciam este ponto de equilíbrio, como por exemplo forças externas, atrito, entre outras, pelo que é natural que venha a ser necessário, antes de cada ensaio, proceder-se ao ajuste da posição inicial da gaveta da válvula. Esta operação pode ser manual e/ou automática, por ajuste manual directo na válvula ou por ajuste analógico, ou digital, do sinal de comando à válvula. Uma solução interessante, já que é usual existir um controlador de posicionamento inicial do servoactuador com acção integral, passa por memorizar o valor de comando à válvula quando o sistema estabiliza para, em seguida, se aplicar o mesmo no ajuste do comando à válvula.

Considerando pequenas variações de abertura da gaveta e de pressão nos orifícios em torno dos valores de equilíbrio, as equações de escoamento da válvula podem-se linearizar, [Ferreira, 03], da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \delta Q_A &= \frac{\partial Q_A}{\partial \bar{x}_{sp}} \cdot \delta \bar{x}_{sp} - \frac{\partial Q_A}{\partial p_A} \cdot \delta p_A \\ \delta Q_B &= \frac{\partial Q_B}{\partial \bar{x}_{sp}} \cdot \delta \bar{x}_{sp} + \frac{\partial Q_B}{\partial p_B} \cdot \delta p_B \end{aligned} \tag{4.1}$$

Os ganhos de caudal, em A e B, para pressões de equilíbrio p_{A0} e p_{B0} , são dados por:

$$\begin{aligned} K_q{}^A &= \left. \frac{\partial Q_A}{\partial \bar{x}_{sp}} \right|_{P_{A0}} \\ K_q{}^B &= \left. \frac{\partial Q_B}{\partial \bar{x}_{sp}} \right|_{P_{B0}} \end{aligned} \tag{4.2}$$

Os ganhos de pressão, em A e B, para a posição da gaveta de equilíbrio x_{sp0}, são dados por:

$$\begin{aligned} K_p{}^A &= \left. \frac{\partial p_A}{\partial \bar{x}_{sp}} \right|_{\bar{x}_{sp0}} \\ K_p{}^B &= \left. \frac{\partial p_B}{\partial \bar{x}_{sp}} \right|_{\bar{x}_{sp0}} \end{aligned} \tag{4.3}$$

As equações 4.1 podem agora ser escritas da forma:

$$\begin{aligned} \delta Q_A &= K_q{}^A \cdot \delta \bar{x}_{sp} - \frac{K_q{}^A}{K_p{}^A} \cdot \delta p_A \\ \delta Q_B &= K_q{}^B \cdot \delta \bar{x}_{sp} + \frac{K_q{}^B}{K_p{}^B} \cdot \delta p_B \end{aligned} \tag{4.4}$$

Os coeficientes caudal-pressão são dados por:

$$\begin{aligned} K_c{}^A &= \frac{K_q{}^A}{K_p{}^A} \\ K_c{}^B &= \frac{K_q{}^B}{K_p{}^B} \end{aligned} \tag{4.5}$$

Substituindo em 4.4 obtém-se:

$$\begin{aligned} \delta Q_A &= K_q{}^A \cdot \delta \bar{x}_{sp} - K_c{}^A \cdot \delta p_A \\ \delta Q_B &= K_q{}^B \cdot \delta \bar{x}_{sp} + K_c{}^B \cdot \delta p_B \end{aligned} \tag{4.6}$$

Substituindo 4.6 nas equações 3.21 e 3.22, de caudal do cilindro, colocando em evidência a pressão na câmara do cilindro, e ignorando a notação (s) para facilitar a leitura, resulta em Laplace:

$$\begin{aligned} P_A &= \frac{A_A \cdot s}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \cdot X + \frac{K_q{}^A}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \cdot X_{sp} \\ P_B &= \frac{A_B \cdot s}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \cdot X - \frac{K_q{}^B}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \cdot X_{sp} \end{aligned} \tag{4.7}$$

Substituindo 4.7 em 3.33, obtém-se a equação que relaciona força, abertura da válvula e velocidade do cilindro:

$$F_a = \left[\frac{K_q{}^B \cdot A_B}{C_B \cdot s + K_c{}^B} + \frac{K_q{}^A \cdot A_A}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \right] \cdot X_{sp} - \left[\frac{A_A{}^2 \cdot s}{C_A \cdot s + K_c{}^A} + \frac{A_B{}^2 \cdot s}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \right] \cdot X \tag{4.8}$$

De [Niksefat, Sepehri, 01] conclui-se que o modelo ideal do ambiente, para desenvolvimento de controlo de força, é um elemento elástico puro de rigidez K_e. Este valor K_e, dependendo do tipo de ambiente, pode assumir valores particularmente elevados. Nestes casos, a própria rigidez do transdutor de força, K_s, pode assemelhar-se à rigidez do ambiente. Assim, nessas circunstâncias, a rigidez equivalente será dada por:

$$K_{eq} = \frac{K_s \cdot K_e}{K_s + K_e} \tag{4.9}$$

No capítulo anterior, foram obtidas as equações lineares, 3.30, 3.31 e 3.32, representativas da dinâmica do servoactuador e ambiente. Aplicando o conceito do parágrafo anterior obtém-se:

$$\frac{F_a(s)}{F(s)} = \frac{M_a \cdot s^2 + B_a \cdot s + K_{eq}}{K_{eq}} \tag{4.10}$$

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{K_{eq}} \tag{4.11}$$

Por fim, considere-se a dinâmica da válvula modelada por um modelo de segunda ordem, como visto em 3.6.1 equação 3.11. A função de transferência final, entre força do actuador e comando da válvula, será dada por substituição de 3.11, 4.10 e 4.11 em 4.8. O resultado final é a equação seguinte:

$$\frac{F(s)}{\bar{X}_{sp}(s)} = \frac{w_n^{\,2}}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot w_n \cdot s + w_n^{\,2}} \times$$

$$\left[\frac{K_{eq} \cdot [K_q^{\,B} \cdot A_B \cdot \phi(s) + K_q^{\,A} \cdot A_A \cdot \psi(s)]}{(M_a \cdot s^2 + B_a \cdot s + K_{eq}) \cdot \phi(s) \cdot \psi(s) + A_A^{\,2} \cdot s \cdot \psi(s) + A_B^{\,2} \cdot s \cdot \phi(s)} \right] \tag{4.12}$$

$$com \quad \phi(s) = C_A \cdot s + K_c^{\,A} \quad e \quad \psi(s) = C_B \cdot s + K_c^{\,B}$$

4.2 Requisitos de desempenho

Nos últimos anos, a solicitação de sistemas de ensaio de alta frequência tem vindo a aumentar, muito devido à crescente necessidade de estudo do comportamento de materiais submetidos a solicitações dinâmicas como, por exemplo o solo onde se encontram os carris do TGV. Neste exemplo, o estudo de solos, é normal o ensaio ser de varrimento de frequência, com ou sem variação de valor médio de força aplicado ao longo do ensaio.

A evolução de modelos matemáticos do comportamento de materiais permite, aos investigadores, submeter os mesmos a gamas de frequências mais alargadas, diminuindo o tempo e custo laboratorial para os mesmos resultados práticos.

Os ensaios de fadiga, cujo objectivo é apenas determinar a vida útil de componentes, ficam mais curtos no tempo, facilitando o desenvolvimento, e aparecimento, de novas aplicações para os materiais em estudo de uma forma mais rápida e segura. O exemplo extremo será a máquina, descrita no primeiro capítulo, capaz de executar ensaios em controlo de força até 1 kHz, dependendo das propriedades do material.

O sistema que suporta esta dissertação, foi concebido para ensaios desde 0.1 Hz, até ensaios com frequência inferior a 20 Hz. O valor de 20 Hz fica no limite do exequível para cilindros com vedantes, cujo grande problema é a vida útil dos mesmos quando solicitados a alta velocidade, principalmente com pequenas amplitudes, e o desgaste provocado no corpo do cilindro.

O sistema tem ainda de ser capaz de executar ensaios em força, bem como ser capaz de se ajustar a variações de parâmetros ambientais como, por exemplo, a rigidez do provete.

Ficou definido que o sistema teria de ser capaz de:

- varrer a gama de frequências desde 0,1 Hz até 20 Hz;
- ser capaz de aplicar forças até 50 % da sua capacidade nominal, ou seja, cumprir com o intervalo [$0.5 \cdot F_{max}^{-}$; $0.5 \cdot F_{max}^{+}$], dado que o cilindro não é simétrico;
- ser capaz de lidar com variações de rigidez equivalente na relação de 1:4;
- ter um erro máximo em seguimento de trajectória de força de ± 1% da amplitude pico-a-pico pretendida e, em regime permanente, erro nulo.

Estas especificações serão limitadas por:

- abertura máxima da gaveta da válvula ±25 % da sua gama nominal;
- curso máximo, à carga máxima, de 1 mm.

A primeira limitação prende-se com a dinâmica da válvula que, a partir de ±25 % da sua gama nominal, degrada-se rapidamente. Para aplicações que requerem, com aplicação de carga, velocidades maiores, recomenda-se que se passe para o tamanho acima. Desta forma, consegue-se extrair da válvula a melhor dinâmica possível, não comprometendo a dinâmica global do servoactuador, mas a custo da redução de sensibilidade a forças reduzidas.

4.2.1 Limites físicos

Para ±25 % de abertura máxima da gaveta da válvula, e recorrendo à superfície 3D do servoactuador, podemos definir as curvas da figura 4.2. Estas curvas caracterizam, para a abertura de ±25 %, qual a velocidade máxima a uma determinada força exercida pelo servoactuador. No caso de se pretender, por exemplo, movimentar o cilindro a 50 % da sua capacidade máxima de compressão, a velocidade em movimento linear máxima é de aproximadamente 32.6 mm/s.

A executar uma sinusóide de 20 Hz, contra uma carga elástica que se deforma 1 mm a metade da carga máxima, o actuador terá de atingir uma velocidade máxima de:

$$w \cdot A = 20 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0.5 \approx 63\, mm/s$$

numa situação em que a carga é já de 50% da pretendida, ou seja, 25% da carga máxima de compressão. Da análise da curva da figura 4.2 podemos concluir que este ensaio não é possível, a 25 % da carga máxima estamos limitados a aproximadamente 40 mm/s, para o limite de abertura da gaveta imposto.

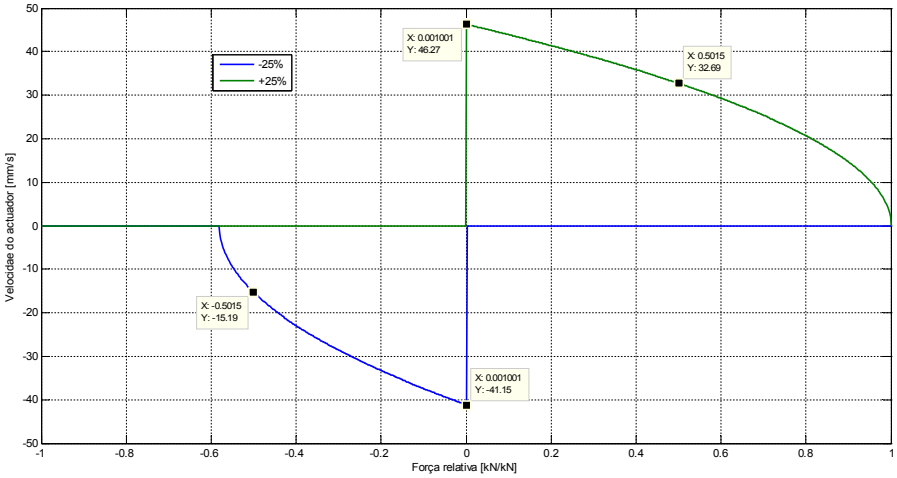


Figura 4.2: Curvas de força vs velocidade para ±25% de abertura da gaveta.

Para a frequência de 20 Hz, e para a carga pretendida de 50% da nominal, o valor máximo de deformação será dado por $Amp_{Fmax} \approx \frac{2 \cdot 40}{20 \cdot 2 \cdot \pi} \approx 0.64\, mm$, ou seja, 36% menos do que o inicial.

4.3 Variação paramétrica

Agora que é conhecido o modelo linearizado e os requisitos de desempenho pretendidos, é possível identificar as gamas de variação dos parâmetros do modelo.

4.3.1 Rigidez do ambiente

De catálogo, a célula de carga tem uma deformação de 0.3 mm @ 2.5 tf, o que perfaz uma rigidez de

$$K_s = \frac{2.5\ [tf] \cdot 9.8\ [m/s^2]}{0.3\ [mm]} = 81666{,}667\ \ [N/mm]$$

valor demasiado baixo, comparativamente com a rigidez do ambiente, para poder ser desprezada a sua influência no comportamento do sistema.

Considerando a rigidez equivalente, equação 4.9, o limite de 1 mm de curso e a variação de 1:4 possível na rigidez equivalente, obtemos a gama de variação dos valores da tabela 13.

Tabela 13: Valores da rigidez do ambiente K_{eq}.

Direcção	K_{eq}^{min} [N/mm]	K_{eq}^{max} [N/mm]	K_{e}^{min} [N/mm]	K_{e}^{max} [N/mm]
Compressão	15000	60000	18375	226154
Tracção	9000	36000	10115	64380

4.3.2 Servoactuador

Nos dois pontos seguintes são extraídos, das superfícies 3D do servoactuador, os limites mínimo e máximo dos ganhos de caudal e dos coeficientes caudal-pressão, para as câmaras A e B.

4.3.2.1 Ganho de caudal

A variação do ganho de caudal é dada pelo máximo e mínimo de todos os ganhos de caudal de ambas as câmaras do servoactuador. A partir das interpolações dos pontos de funcionamento das figuras 3.33 e 3.35, e convertendo l/min para m^3/s, os valores de ganho de caudal, K_q, deste servoactuador são os da tabela 14.

Tabela 14: Ganhos de caudal do servoactuador.

Ganho	Avanço	Recuo
$K_q{}^A$ [m^3/s]	0,000581	0,000510
$K_q{}^B$ [m^3/s]	0,000346	0,000304

4.3.2.2 Coeficiente caudal-pressão

Quando se impõe um limite à abertura da válvula, assumindo que nesse instante estamos a exercer a força máxima, implicitamente limita-se o valor máximo que o ganho caudal-pressão, K_c, pode tomar. O limite mínimo, obtido na vizinhança do centro da gaveta onde o ganho de pressão é máximo, é nulo.

A figura 4.3 é um exemplo da trajectória, sobre a superfície 3D, do comportamento da pressão na câmara A do servoactuador, quando este é submetido a uma solicitação sinusoidal contra uma carga elástica.

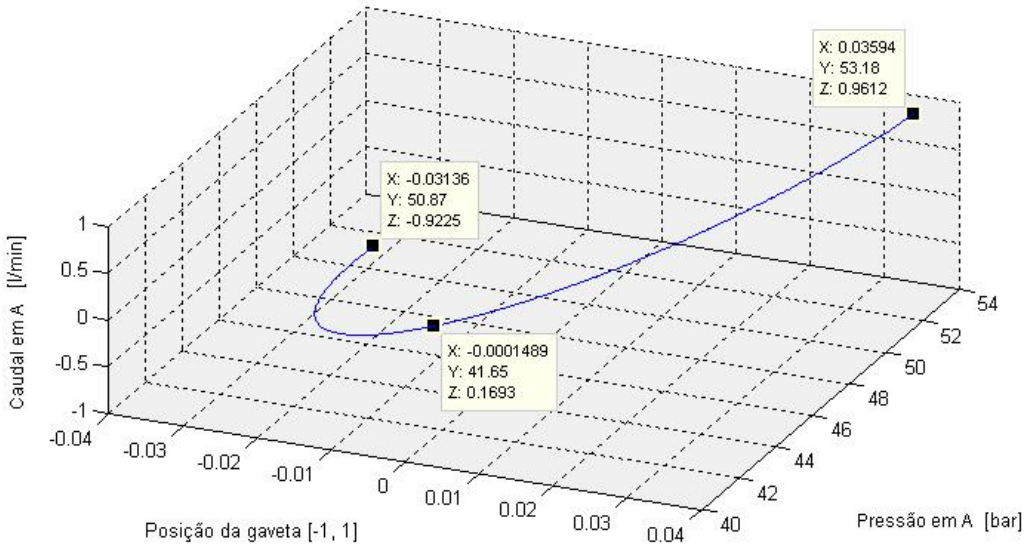


Figura 4.3: Comportamento da câmara A do servoactuador.

Como seria de esperar, existe uma passagem por caudal nulo, por uma posição da gaveta junto ao centro. Recordando as figuras de caudal-pressão do capítulo anterior, quanto mais próximo do centro da gaveta maior é a queda de pressão na válvula pelo que, no limite, o coeficiente caudal-pressão é nulo.

Pela razão contrária, quanto mais afastados do centro da gaveta, menor a queda de pressão na válvula logo, maior o ganho caudal-pressão. Para o limite de 25 % da abertura da gaveta, e considerando o caso extremo em que a força aplicada é 50 % da capacidade máxima, recorrendo à simulação e pelas equações 4.5 tem-se:

Tabela 15: Variação do coeficiente caudal-pressão no servoactuador.

Direcção carga externa	K_c^A para [-25 %, +25%] [m^3/Pa.s]	K_c^B para [-25 %, +25%] [m^3/Pa.s]
Compressão	[-4,3E-11 ; -1,8E-11]	[-3,7E-11 ; -2,4E-11]
Tracção	[-2,52E-11 ; -2,5E-11]	[-4,2E-11 ; -1,3E-11]

4.3.2.3 Coeficiente volume-pressão

Os coeficientes volume-pressão são definidos pelas equações 3.25. O seu valor é, portanto, função da posição do cilindro e da pressão na câmara.

O servoactuador em estudo vai executar ensaios dinâmicos sinusoidais, contra uma carga elástica. Se considerarmos que a dinâmica interna, das pressões nas câmaras do cilindro, é suficientemente alta, podemos assumir que:

i. na posição mínima o cilindro está parado contra uma carga nula;

ii. na posição máxima o cilindro está parado contra a carga máxima.

Para cada uma das situações foi identificado o valor da pressão, em cada câmara, e o resultado obtido é ilustrado na figura 4.4.

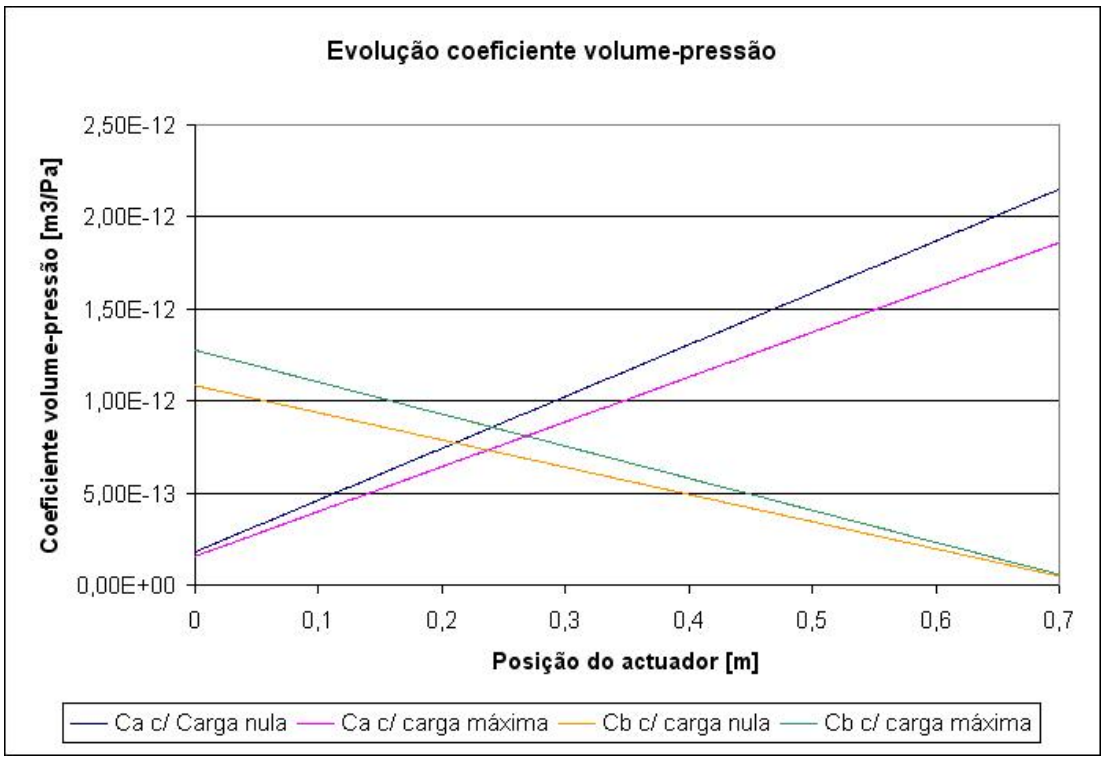


Figura 4.4: Evolução coeficiente volume-pressão.

Na tabela seguinte, encontram-se todos os termos do modelo linear do servoactuador, juntamente com o seu valor nominal e, relativamente aos termos, o seu intervalo de variação.

Tabela 16: Variação paramétrica do modelo linearizado.

Parâmetro	Página	Nominal	Gama
Frequência natural da válvula, w_n [Hz]	69	110	110 a 179
Razão de amortecimento da válvula, ζ	69	0,68	0,68 a 0,54
Ganho de caudal, K_q^A [m^3/s]	117	0.000510	0,000510 a 0.000581
Ganho de caudal, K_q^B [m^3/s]	117	0.000304	0,000304 a 0.000346
Coeficiente de caudal-pressão, K_c^A [m^3/Pa.s]	118	-4,30E-011	-4,3E-011 a 0
Coeficiente de caudal-pressão, K_c^B [m^3/Pa.s]	118	-3,70E-011	-3,7E-011 a 0
Coeficiente de atrito viscoso do cilindro, B_a [N.s/m]	101	1700	Ensaio dinâmico: 1700 a 6000 Ensaio estático: 1700 a 174500
Rigidez equivalente do conjunto ambiente + célula de carga, K_{eq} [N/m]	116	1,50E+007	Ensaio dinâmico: 3,00E+007 a 6,00E+007 Ensaio estático: 1,50E+007 a 6,00E+007
Coeficiente volume-pressão C_A [m^3/Pa]	119	1,56E-013	Ensaio dinâmico: 1,56E-013 a 7,43E-013 Ensaio estático: 1,56E-013 a 2,15E-012
Coeficiente volume-pressão C_B [m^3/Pa]	119	9,79E-013	Ensaio dinâmico: 1,28E-012 a 7,88E-013 Ensaio estático: 1,28E-012 a 4,85E-014
Área da câmara principal do cilindro, A_A [m^2]		3,12E-003	
Área da câmara secundária do cilindro, A_B [m^2]		1,86E-003	
Massa do conjunto êmbolo + haste + célula de carga, M_a [kg]		10	

Algumas gamas, razão de amortecimento da válvula e coeficiente C_B, estão propositadamente colocadas em ordem decrescente. A razão para tal será explicada no capítulo seguinte, quando se explicar a criação do conjunto de modelos a usar no método QFT.

No caso do coeficiente de atrito viscoso, entendeu-se que deveriam existir duas gamas de variação por duas razões:

i. em ensaios dinâmicos apesar de se passar por velocidade nulas, a capa de filme lubrificante nunca desaparece pelo que é possível assumir-se que o êmbolo não chega a colar, diminuindo significativamente o efeito do atrito de Coulomb;

ii. em ensaios estáticos nunca existe velocidade suficiente, ou as deformações são demasiado pequenas, para se poder afirmar que se ultrapassou a zona directamente afectada pelo atrito estático e de Coulomb.

Para valor mínimo entendeu-se usar o identificado, pelos ensaios de choque hidráulico, pois caracteriza com algum rigor o que se passa, em termos de atrito, quando estamos perante pequenos deslocamentos do êmbolo, que se traduzem em pequenas deformações dos vedantes.

O valor da rigidez equivalente, também foi separada em dois intervalos, sendo que aqui a razão prende-se com a limitação imposta à dinâmica da válvula, tal como foi discutido em 4.2.1. O valor de 30 kN/mm corresponde a uma deformação máxima de 0.5 mm, para uma carga imposta de metade da nominal, valor inferior ao obtido em 4.2.1 para limite máximo.

O coeficiente volume-pressão também tem duas gamas, estática e dinâmica, mas neste caso a razão prende-se com a largura de banda do cilindro.

O cilindro tem uma largura de banda máxima desde a sua posição inicial, até cerca de 200 mm onde esse valor ronda os 200 Hz. Para executar ensaios a 20 Hz, que é o valor máximo pretendido em frequência, não é razoável colocar o cilindro numa posição em que a sua largura de banda é mínima e inferior a uma década do valor pretendido.

No caso do ensaio estático, este pode ser realizado em qualquer posição do cilindro.

5 Síntese do controlador

Neste capítulo será descrito o procedimento de síntese do controlador, pelo método *Quantitative Feedback Theory* (QFT), a partir do modelo linearizado, com incerteza definida pela variação dos seus termos, e requisitos de desempenho, como definidos no capítulo anterior.

O QFT foi escolhido, em detrimento de outros métodos de síntese de controladores, por ser um método dedicado a sistemas com incerteza paramétrica, possível de ser modelada ou não, de onde resulta um controlador, e pré-filtro, de ordem mínima e de fácil implementação prática. Em [Niksefat and Sepehri, 01] é feita uma pequena comparação com outras metodologias de síntese de controladores.

É feita uma pequena introdução ao tema, mais detalhes podem ser encontrados em [D'Azzo and Houpis, 95], [Yaniv, 99] e [Niksefat and Sepehri, 01], como base para a descrição do procedimento de síntese do controlador e enquadramento do tema.

Em seguida, baseada no exemplo prático desta dissertação, é feita a descrição da aplicação passo-a-passo da metodologia QFT, para a obtenção do controlador e pré-filtro pretendidos.

Por fim, por simulação em *Matlab*, são realizados testes à robustez do controlador encontrado.

5.1 Introdução

Inicialmente desenvolvido por I. Horowitz no início da década de 60, [Horowitz, 63], e actualmente por O. Yaniv, [Yaniv, 99], *Quantitative Feedback Theory* é uma teoria que permite obter controladores robustos na presença de incerteza e perturbações desconhecidas.

É um método gráfico, representado na carta de Nichols, que permite com facilidade avaliar o balanço entre estabilidade, desempenho, complexidade e largura de banda do controlador.

O QFT é um método que se desenvolve no domínio da frequência, e que baseia nos seguintes pressupostos:

i. que o *feedback* é sempre necessário, para obter um desejado comportamento do sistema, na presença de incerteza e perturbações desconhecidas;

ii. que é sempre preferível um controlador que exija menos esforço de controlo, ou seja, que tenha menor largura de banda.

O termo *Quantitative* surge dado ser um método que sintetiza um controlador para a quantidade exacta de incerteza do sistema, de perturbações, e requisitos de comportamento. Desta forma, obtém-se um controlador com largura de banda mínima, evitando problemas clássicos de amplificação de ruído do transdutor de *feedback*, ressonância e dinâmicas não modeladas. O controlador final pode, de uma certa forma, ser comparado a um vector de ganhos mínimos cujo índice são as frequências seleccionadas para a sua síntese.

Por estas razões, torna-se um método cujo resultado é computacionalmente leve, permitindo ser facilmente implementado em sistemas digitais como, por exemplo, sistemas de guiamento de mísseis e superfícies de controlo de voo.

Actualmente o método QFT está generalizado a sistemas lineares e não lineares, variantes ou não no tempo, do tipo SISO, MISO, e MIMO, bem como a sistemas em tempo discreto.

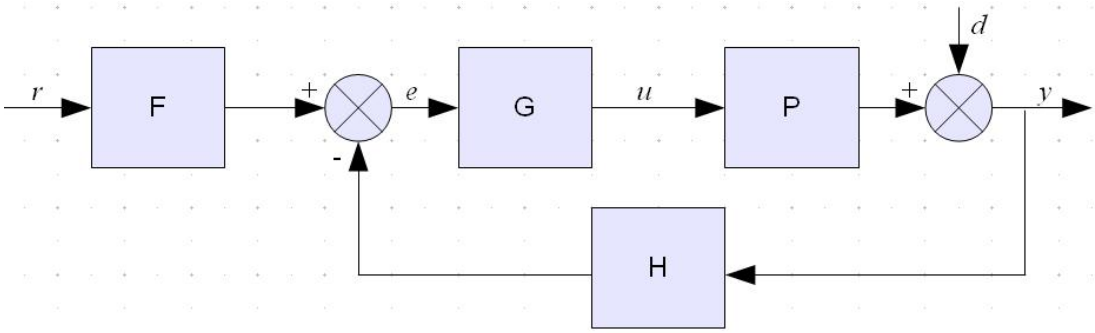


Figura 5.1: Sistema MISO com dois graus de liberdade (DOF).

A figura 5.1 representa um sistema de duas entradas e uma saída (MISO), com dois graus de liberdade (DOF). Este sistema é o mais utilizado, em QFT, quando apenas a entrada *r* e a saída *y* podem ser medidas independentemente.

O bloco P representa o sistema modelado, com as suas incertezas, e está exposto na sua saída a perturbações *d*. O controlador G tem a função de reduzir a variação na saída provocada pela incerteza e/ou perturbações externas, enquanto que o pré-filtro F destina-se a ajustar a resposta do sistema às especificações de comportamento impostas. H representa a dinâmica do transdutor de *feedback*, normalmente suficientemente alta para se poder assumir H = 1.

O trabalho a seguir apresentado foi executado com o auxílio da *QFT Feedback Control Design* para *Matlab*, desenvolvida pela empresa Terasoft[8].

8 http://www.terasoft.com/

5.2 Método QFT

O processo de síntese do controlador inicia-se pela definição de um conjunto de sistemas fisicamente possíveis ***P***, de modo a contemplar as diversas incertezas e variações dos parâmetros do sistema a controlar, de tal forma que:

$$\boldsymbol{P}=\left\{ P(s)=\frac{F(s)}{X_{sp}(s)} \;:\; w_n\in[110,179],\ \zeta\in[0.68,0.54]... \right\}$$

A função transferência P(s) é a de equação 4.12, e a variação paramétrica dos seus termos encontra-se na tabela 16.

De notar que foi dada particular atenção à criação do conjunto ***P***, com o objectivo de não serem inseridos modelos que não representam combinações de parâmetros fisicamente possíveis.

Por exemplo, no caso da variação paramétrica da válvula considerando apenas os valores nos extremos dos intervalos, é possível obter quatro combinações de valores. Destas quatro combinações apenas duas são representativas da realidade: as definidas por $(w_n\,[Hz]\,;\zeta)\in(110\,;0.68),(179\,;0.54)$. Por outras palavras, a válvula nunca terá uma largura de banda de 110 Hz e uma razão de amortecimento de 0.54 simultaneamente, nem uma largura de banda de 179 Hz com uma razão de amortecimento de 0.68 simultaneamente. Se, porventura, existir necessidade de ter mais pontos para caracterizar a válvula, será necessário realizar nova identificação da válvula, recorrendo a valores de excitação diferentes. Só desta forma se conseguem obter combinações de largura de banda e razão de amortecimento fisicamente possíveis.

O coeficiente volume-pressão C_B, tal como C_A, evolui de forma linear. Na tabela 16 aparece com gama decrescente dada a sua relação directa com o coeficiente C_A.

Obtido este conjunto ***P***, o passo seguinte é a criação e análise dos *templates*. Um *template* é um conjunto de pontos na carta de Nichols, representando para uma determinada frequência as respostas possíveis do sistema em malha aberta dada a variação paramétrica do modelo. Neste passo é importante recorrer, dentro do intervalo de variação dos parâmetros, a um número de pontos suficiente de tal forma que o *template* fique bem definido.

Figura 5.2: Exemplo de templates bem e mal definidos.

Na figura 5.2 é possível ver que o *template* do centro tem o número de pontos suficiente, enquanto que o *template* da direita não representa correctamente o *template* original (à esquerda).

Após criados os *templates*, o método QFT converte as especificações de desempenho em malha fechada, em condições fronteira, os *bounds*, de amplitude e fase em malha aberta.

Por fim, do conjunto de sistemas possíveis ***P***, é seleccionado o sistema nominal, tipicamente um que contenha valores característicos. Com base no sistema nominal, um controlador é sintetizado, por *loop-shaping*, por forma a satisfazer os *bounds* e ser estável em malha fechada. Após esta tarefa estar concluída, é sintetizado um pré-filtro por forma a garantir o desempenho dinâmico imposto pela especificação.

Em seguida, recorrendo ao caso concreto do um controlador para ensaios de baixa dinâmica, estas etapas são descritas em detalhe.

5.3 Controlador para ensaios de baixa frequência

Considere-se que se pretende que o sistema em estudo, equação 4.12 e tabela 16, com o comportamento em malha aberta da figura 5.3, execute controlo de força estático e em movimento de baixa frequência (≤ 2 Hz).

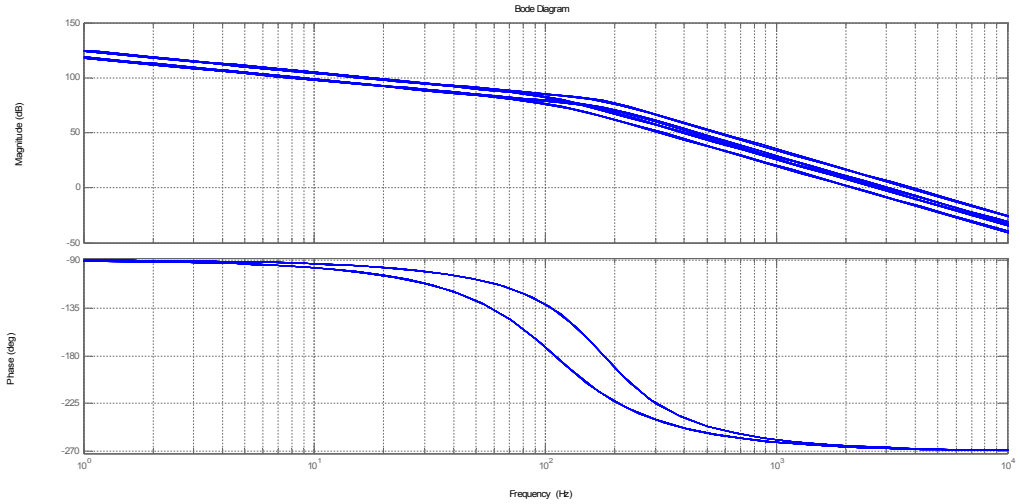


Figura 5.3: Diagrama de Bode da variação paramétrica do sistema modelado.

5.3.1 Templates

Considerando a frequência máxima de 2 Hz, foi seleccionado o vector de frequências de trabalho $w = \{0.02, 0.2, 2, 5, 10, 15, 20\}$ Hz , para os quais se obtêm os *templates* da figura 5.4, obtidos recorrendo a apenas os valores máximo e mínimo do intervalo de incerteza.

Como foi dito antes, é importante que o número de pontos, a que se recorre dentro do intervalo de incerteza, seja o suficiente para definir correctamente o perfil do *template*. Na figura 5.5 é possível ver em detalhe a forma dos *templates* para o conjunto de sistemas $\boldsymbol{P}$ em estudo.

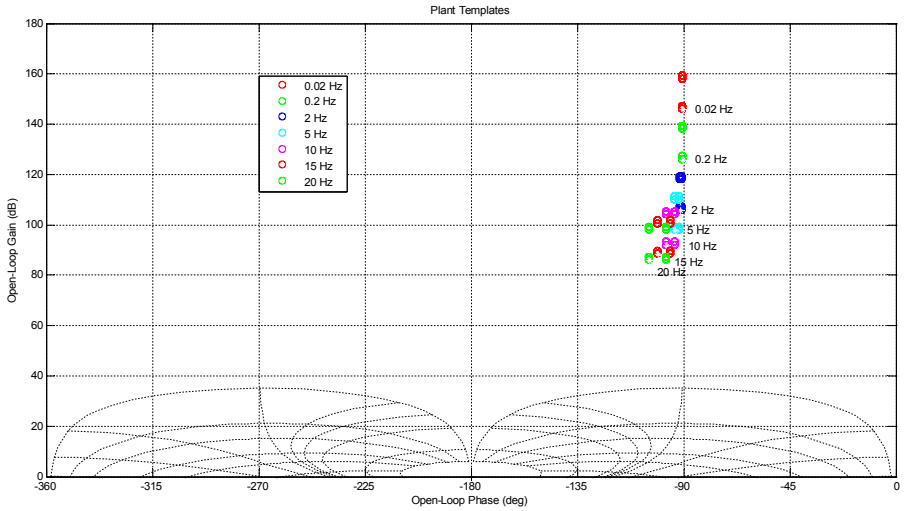


Figura 5.4: Representação, em carta de Nichols, dos templates para ensaios de baixa frequência.

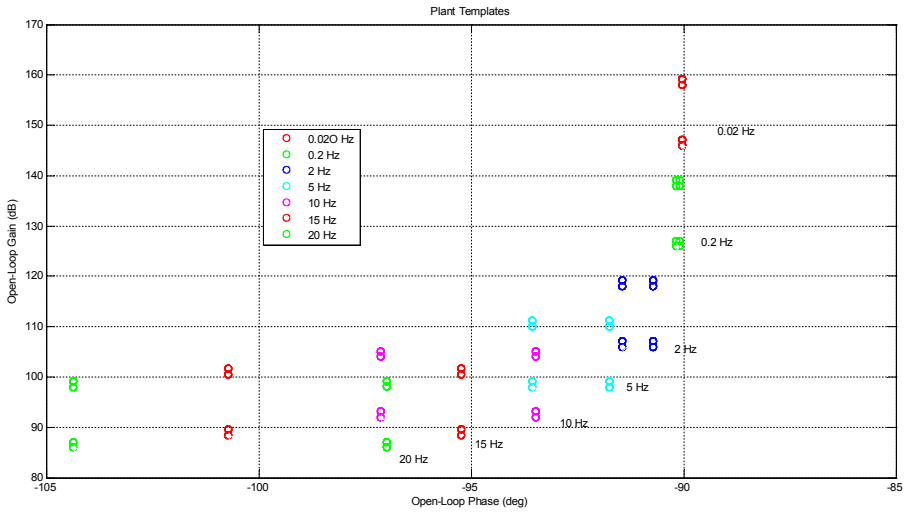


Figura 5.5: Detalhe dos templates para ensaios de baixa frequência.

Contudo, aumentar o número de pontos de interpolação acarreta um aumento do número de modelos no sistema ***P*** que, por sua vez, aumenta consideravelmente o peso computacional do cálculo dos *bounds*.

Para verificar se não se está a cometer uma falha, foi criado um sistema ***P*** em que, excepto para a válvula, o número de pontos é de 3. O resultado é ilustrado na figura 5.6.

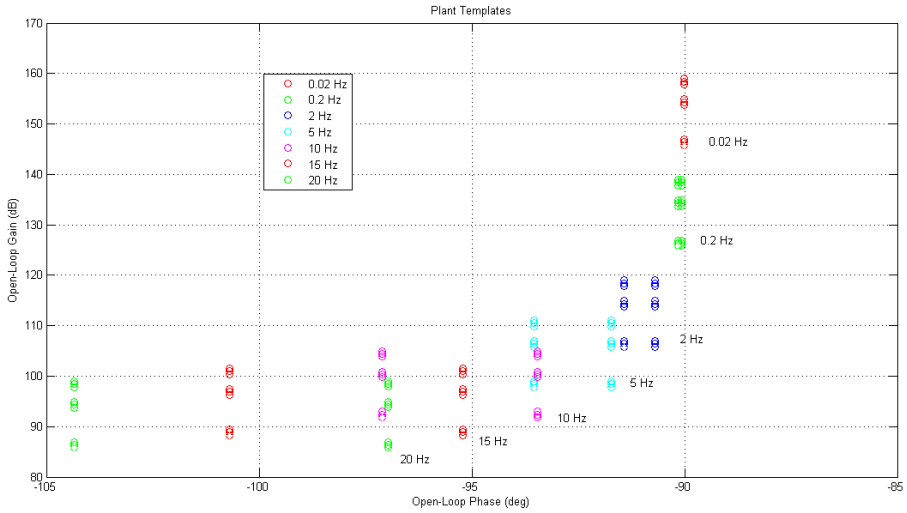


Figura 5.6: Templates com 3 pontos para cada termo (excepto válvula)

Como se pode observar, pela análise das figuras anteriores, aumentar o número de pontos de interpolação aumenta o número de pontos na periferia vertical dos *templates*, mas não altera o perfil dos mesmos.

Aumentando o número de pontos nos termos da válvula, apenas para averiguar o que se altera no perfil do *template* dado que estas combinações não são fisicamente possíveis, obtemos a figura 5.7.

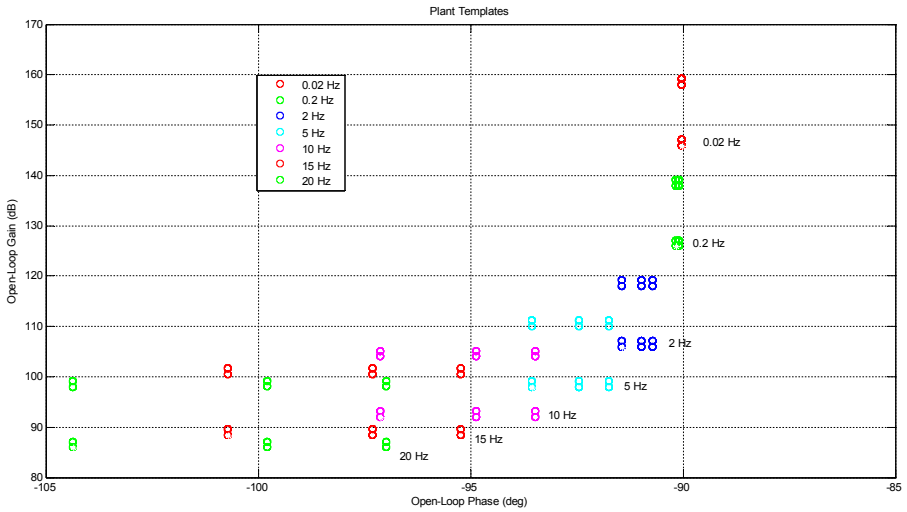


Figura 5.7: Templates com 3 pontos nos termos da válvula e 2 nos restantes.

Novamente, o incremento do número de pontos nada altera no perfil do *template*, pelo que, pela simples razão do peso computacional, serão utilizados apenas os extremos dos intervalos de incerteza.

O sistema nominal, obtido recorrendo aos valores nominais da tabela 16, passa por um ponto em cada *template* e tem o comportamento da figura 5.8.

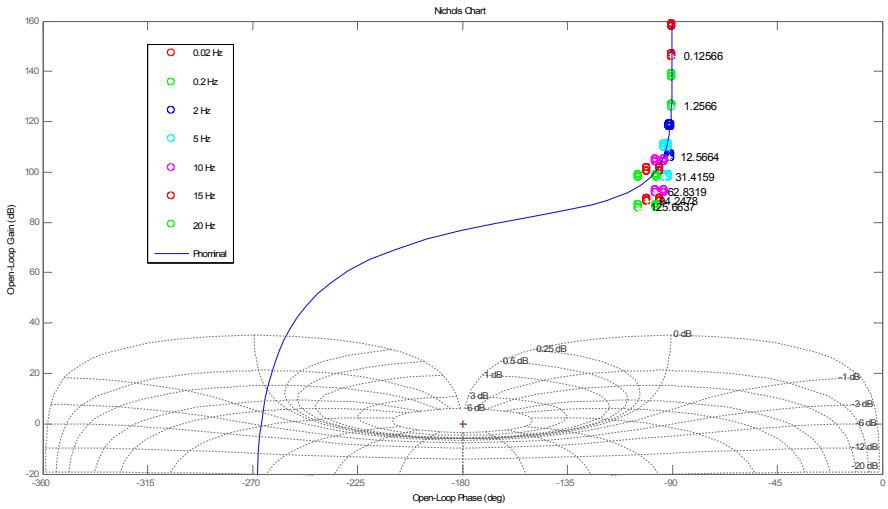


Figura 5.8: Representação, em carta de Nichols, dos templates e sistema nominal.

5.3.2 Bounds

As especificações em malha fechada, no domínio frequencial, podem tomar várias formas em função de, ignorando a notação (jw) para simplificar, L = PGH. As mais comuns, segundo a notação de [Yaniv, 99], são:

i. Rejeição de perturbações na saída do sistema:

   Perturbações na saída do sistema, como por exemplo dinâmicas da estrutura

de suporte, podem ser limitadas por: $\left|\frac{y}{d}\right| = \left|\frac{1}{1+L(jw)}\right| < \delta_s(w)$;

ii. Rejeição de perturbações na entrada do sistema:

As variações de viscosidade do óleo com a temperatura, ou do módulo de compressibilidade do mesmo, por exemplo, enquadram-se nesta categoria e são limitadas por: $\left|\frac{y}{d}\right| = \left|\frac{P(jw)}{1+L(jw)}\right| < \delta_p(w)$;

iii. Imposição de modelo comportamental:

Podemos impor um erro máximo entre um comportamento ideal e o nosso da seguinte forma: $\left|\frac{y}{r} - F_m\right| = \left|\frac{PGF(jw)}{1+L(jw)-F_m(jw)}\right| < \delta_m(w)$;

iv. Seguimento de trajectória;

Esta especificação é idêntica à anterior. Neste caso impomos as dinâmicas superior e inferior que limitam a amplitude do sistema em malha fechada:

$$\alpha(w) \leqslant \left|\frac{PGF(jw)}{1+L(jw)}\right| \leqslant \beta(w) \quad ;$$

v. Margens de ganho e fase:

A função transferência entre a saída do transdutor e a saída do sistema pode ser limitada por: $\left|\frac{PG(jw)}{1+L(jw)}\right| < \delta_n(w)$. Se δ_n for escalar pode-se mostrar, [Yaniv, 99], que a margem de ganho e margem de fase é dada por:

$$MG = 20 \cdot \log\left(\frac{\delta_n + 1}{\delta_n}\right)[dB] \quad e \quad MF = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{1}{2 \cdot \delta_n}\right)$$

vi. Esforço de controlo:

O ganho do controlador pode ser limitado por: $\left|\frac{G(jw)}{1+L(jw)}\right| < \delta_c(w)$.

Para este trabalho, ficou decidido inserir apenas limites de margem de ganho, minimizando os comportamentos oscilatórios, e seguimento de trajectória sinusoidal para possibilitar caracterizar a dinâmica pretendida. Para uma primeira abordagem ao tema estas duas especificações são o mínimo que se pode exigir, em todo o caso segue-se uma explicação sobre as considerações tomadas:

- O limite (i) já está em parte inserido no nosso modelo, pois foi considerada uma variação de rigidez do ambiente suficientemente adequada;
- também foi considerado que, dado o grau de confiança na identificação de parâmetros, definição das incertezas e garantia de que os ensaios se executam em ambientes controlados, não fazia sentido incluir a condição (ii) ;
- de (iii) e (iv), na sua essência idênticas, ficou decidido restringir dinâmicas máxima e mínima, uma vez que não se pretende um erro constante ao longo de toda a largura de banda;
- a especificação (v) é usada para impor uma margem de ganho em malha fechada do sistema;
- não se pretendeu impor um limite à largura de banda do controlador, dado que isso é indirectamente imposto na especificação (iv).

5.3.2.1 Margem de ganho

Uma margem de ganho de 6 dB, que proporciona um limite mínimo muito bom ao valor máximo do ganho do sistema, dá origem aos *bounds* da figura 5.9. Para esta margem de ganho, correspondente a $\delta_n = 1.01$, a margem de fase será, no mínimo de, aproximadamente, 60º.

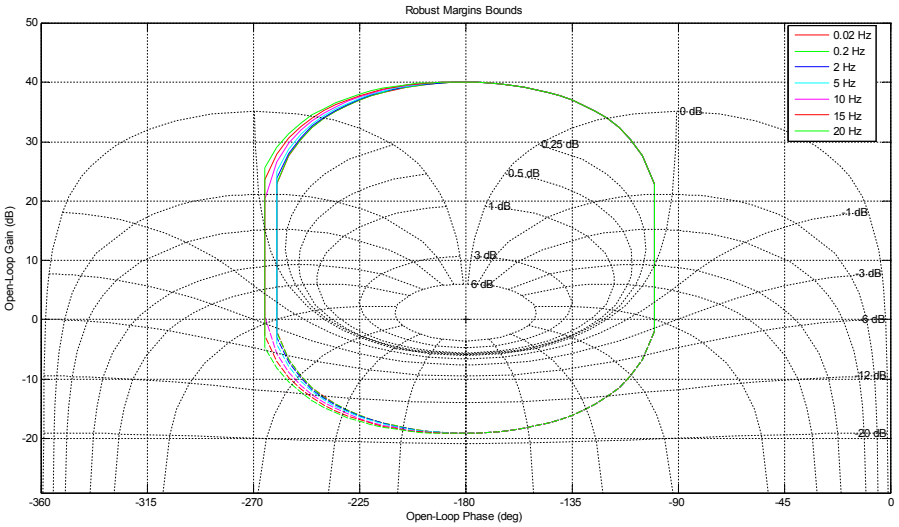


Figura 5.9: Bounds obtidos para uma margem de ganho de 6 dB.

Na figura 5.9 os *bounds* resultantes aparentemente impõem uma margem de ganho de 20 dB, muito superior à especificada. Na realidade, tal não se verifica se for tido em conta que estes *bounds* contemplam todo o conjunto ***P*** de sistemas possíveis dada a incerteza paramétrica. Tendo em conta que a dispersão do ganho do sistema é da ordem dos 14 dB, o cumprimento da margem de ganho pretendida será assim garantido em qualquer caso.

5.3.2.2 Seguimento de trajectória

O principal objectivo do sistema de ensaio é proporcionar seguimento de trajectória, em deslocamento ou força, por composição de trajectórias elementares, como visto no capítulo 2.

Para cumprir este objectivo serão impostos, ao comportamento dinâmico do sistema, limites superior e inferior. Desta forma, fica definida a dinâmica pretendida, bem como o erro de seguimento admissível dentro da largura de banda pretendida.

A forma mais simples de definir limites dinâmicos é, no domínio das frequências, recorrer a funções de transferência de filtros, neste caso em particular filtros passa-baixo. De uma certa forma, o que se pretende é definir um intervalo de variação admissível, cuja gama é o erro admissível de seguimento a cada frequência. Este erro deve aumentar com o aumento da frequência, porque assim assegura-se que os *bounds* diminuem com o aumento de frequência, como observado em [D'Azzo and Houpis, 95], diminuindo desta forma o esforço de controlo a alta frequência.

Para o limite superior foi seleccionado o filtro de Butterworth. A vantagem deste filtro prende-se com o facto de, a custo do aumento gradual de atraso temporal, não ter atenuação até muito próximo da frequência de corte, daí ser intitulado *maximum flat*. O limite inferior será caracterizado por um filtro de Bessel. Este filtro privilegia um atraso temporal constante, até à frequência de corte, a custo de um aumento gradual da atenuação.

A figura 5.10 é o diagrama de Bode destes limites. O limite superior é um filtro de Butterworth de ordem 4 e frequência de corte 25 Hz, enquanto que o limite inferior é representado por um filtro de Bessel de ordem 6, frequência de corte 15 Hz, e um ganho de 0.999 para evitar obrigar a um comportamento de "erro nulo" efectivo, comparado com o limite superior, a baixa frequência.

Desta forma impomos um erro máximo, inferior a ± 1%, até uma frequência de 2 Hz, tal como especificado.

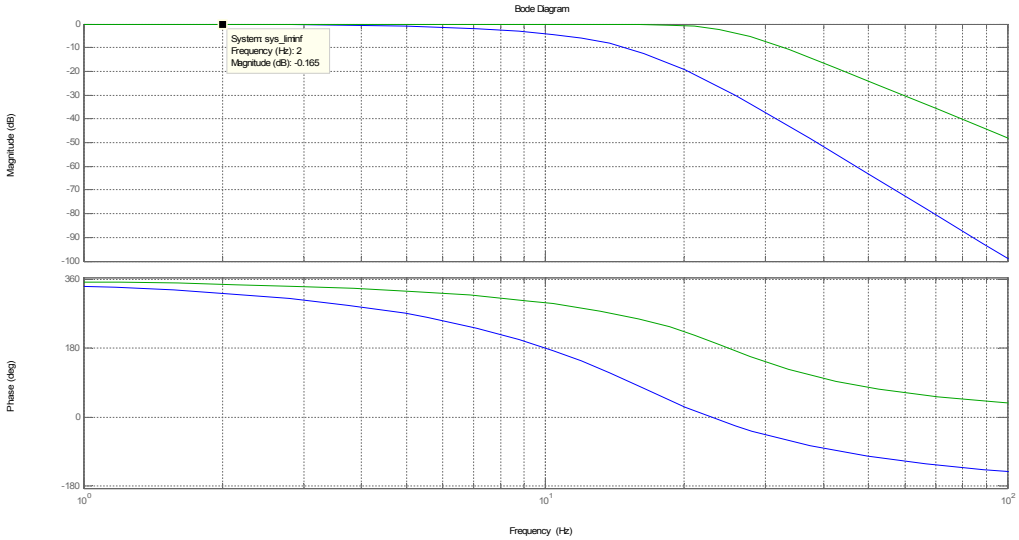


Figura 5.10: Limites de seguimento de trajectória.

Estes limites produzem os *bounds* da figura 5.11.

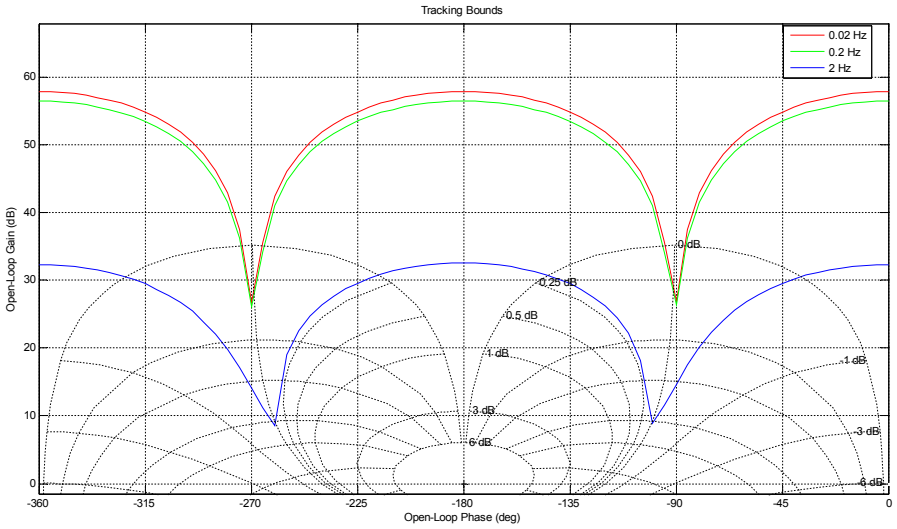


Figura 5.11: Bounds gerados para especificação de seguimento de trajectória.

5.3.3 Loop-shaping

Os *bounds*, resultado da conjugação das especificações anteriores, são agora agrupados como ilustrado na figura 5.12. Nesta figura é possível verificar que existe uma intersecção, entre -100 e -265 graus, do *bound* de seguimento de trajectória a 2 Hz com os de margem de ganho. Isto significa que, dentro deste intervalo, se pretendermos cumprir com a margem de ganho pretendida, para os 2 Hz vamos ter mais ganho que o necessário para cumprir com a especificação de seguimento de trajectória.

Tal como iremos ver, quando se discutirem os resultados de simulação, este pormenor associado à incerteza do modelo pode originar um problema de ressonância, em regime estacionário, nalguns pontos de funcionamento.

Por motivos de compreensão do método, não vamos alterar as especificações e, posteriormente, serão apresentadas as devidas soluções.

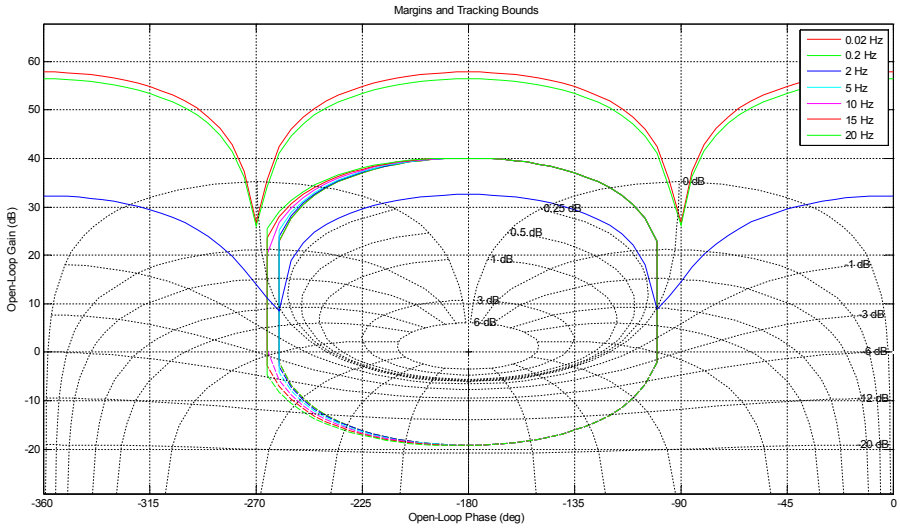


Figura 5.12: Bounds de margem de ganho e seguimento de trajectória.

Dado que existem condições que se sobrepõem, é calculada a intersecção dos *bounds*, figura 5.13. Nesta figura, está também representada a resposta em frequência do modelo nominal, que será alvo do *loop-shaping*, tal como ilustrado na figura 5.8 juntamente com os *templates*.

A partir deste ponto a grelha de Nichols é retirada das figuras, para simplificar a compreensão da metodologia, e voltará a ser colocada no final para permitir avaliar o comportamento do sistema em malha fechada.

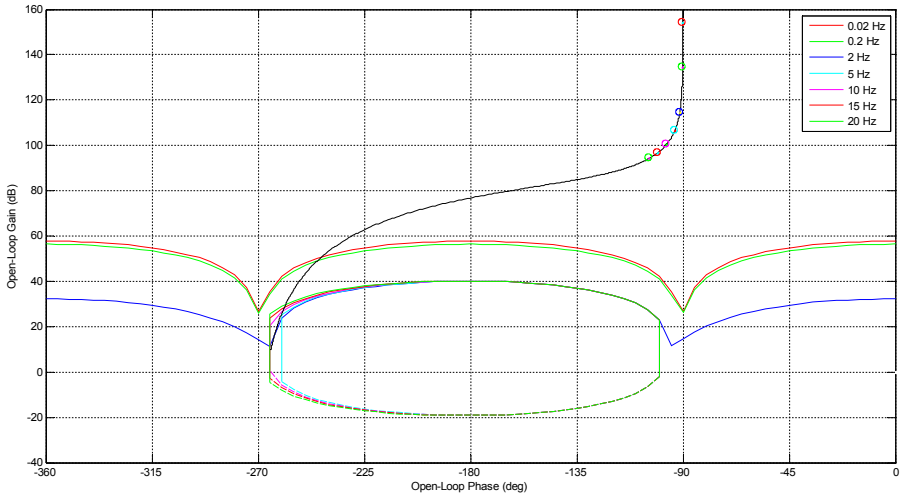


Figura 5.13: Sistema nominal e bounds na carta de Nichols.

O objectivo do loop-shaping é, inserindo pólos e zeros reais e/ou complexos, obter um controlador que imponha um comportamento tal que, para as frequências seleccionadas, a resposta em frequência se situe acima dos *bounds* abertos, fora dos *bounds* fechados e seja estável em malha fechada.

Como existe uma especificação de erro nulo em regime permanente, ver 4.2, é necessário inserir uma acção integral. Mesmo ignorando a dinâmica da válvula, o sinal de comando influencia directamente a posição da gaveta que, por sua vez, influencia a derivada da pressão. Logo, o sinal de comando não influencia directamente a força, mas sim a sua derivada, daí a necessidade de um integrador

para se obter erro nulo em regime permanente. O resultado é o da figura 5.14 e, após ajuste de ganho para garantir com ganho mínimo a condição imposta pelo *bound* de menor frequência, o resultado é o da figura 5.15.

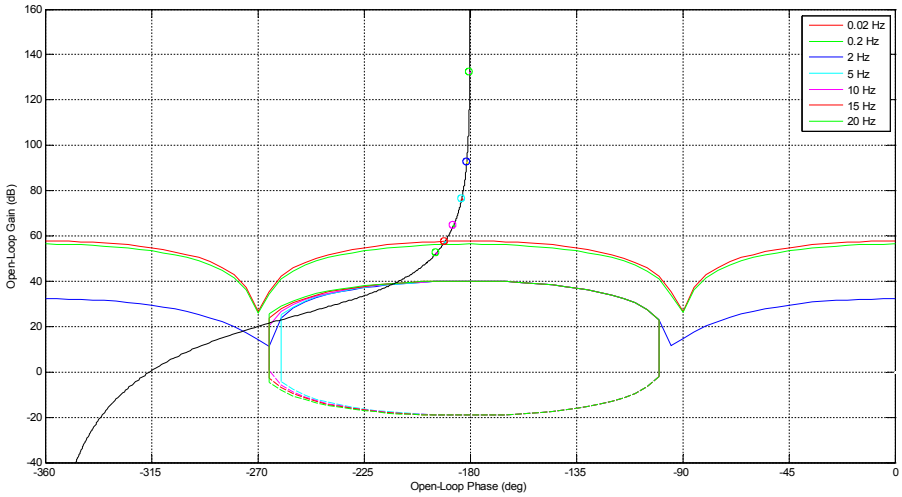


Figura 5.14: Loop-shaping: adição de um integrador.

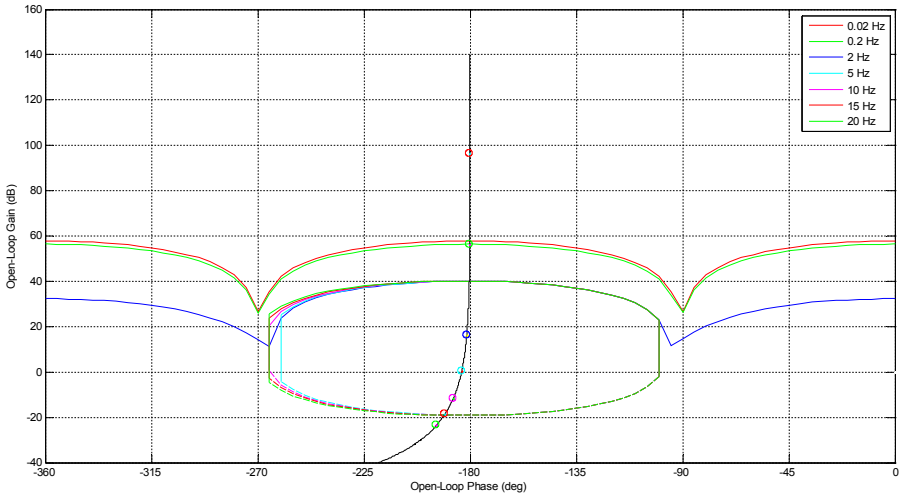


Figura 5.15: Loop-shaping: ajuste de ganho após adição de integrador.

O passo seguinte é garantir que o sistema nominal cumpra com os *bounds* para frequências superiores a 2 Hz.

Com um zero em s = -8 rad/s (1.3 Hz) e outro em s = -515 rad/s (82 Hz), consegue-se cumprir com o *bound* aberto, figura 5.16, ao mesmo tempo que se garante que os

bounds fechados não são invadidos até uma frequência acima de 50 Hz. A localização do zero, mais próximo da origem, foi seleccionada tendo em conta o efeito negativo que pode ter na componente integral pretendida.

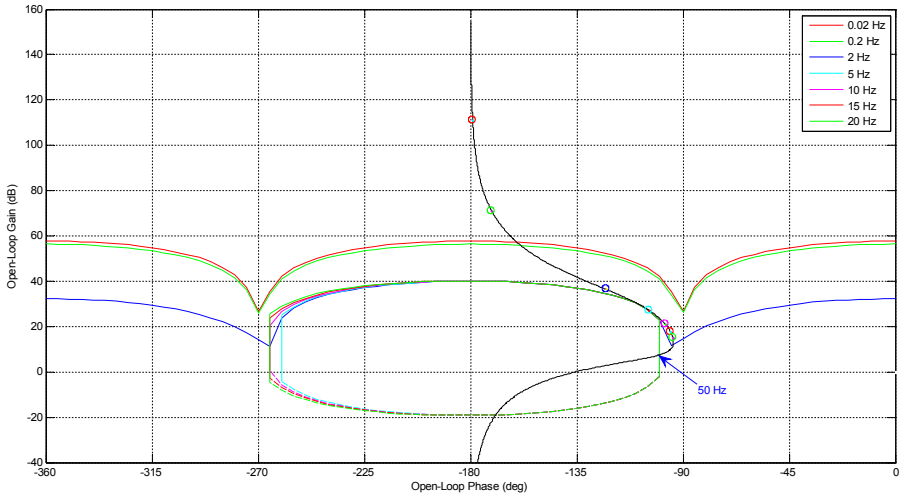


Figura 5.16: Loop-shaping: adição de zeros em s = -8 rad/s (1.3 Hz) e s = -515 rad/s (82 Hz).

Para evitar o cruzamento dos *bounds*, e para aumentar a atenuação a alta frequência de modo a diminuir o risco de amplificação de ruído, adicionou-se um par de zeros complexos em (w = 1250 rad/s (199 Hz); ζ = 1), um pólo em s = -2660 rad/s (423 Hz) e, um par de pólos complexos em (w = 18500 rad/s (2944 Hz); ζ = 1). O resultado final é o da figura seguinte.

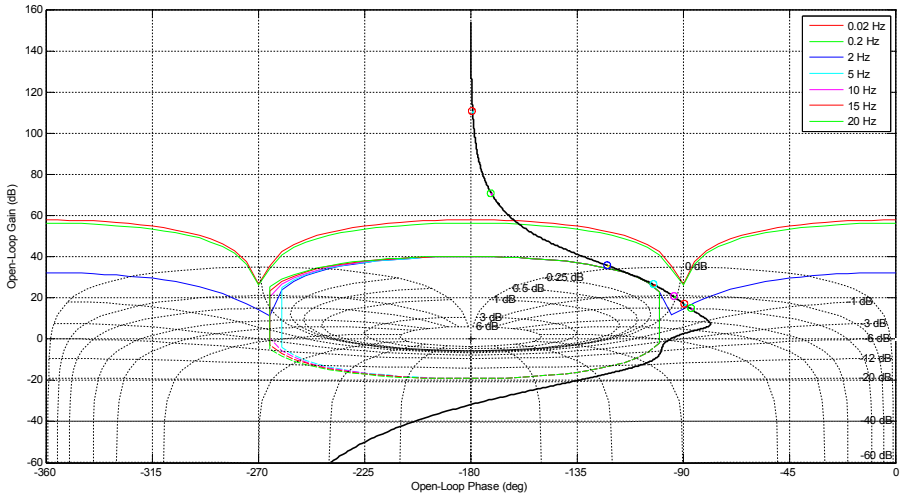


Figura 5.17: Loop-shaping: adição de dois pólos reais e um zero complexo.

O controlador final tem a seguinte função transferência *G(s)*, em notação zeros-pólos-ganho:

$$G(s)=\frac{0.11038\cdot(s+8)\cdot(s+515)\cdot(s+1250)^2}{s\cdot(s+1.85\text{e}004)^2\cdot(s+2660)} \tag{5.1}$$

Para satisfazer as especificações de seguimento de trajectória, um pré-filtro *F(s)* é necessário para corrigir a resposta em frequência em malha fechada, figura 5.18.

A dinâmica pretendida para o sistema de modelos ***P*** é representada na figura 5.10 pelos limites a azul e verde. Por comparação das duas figuras fica claro que o controlador apenas garante que a variação da amplitude do sistema, dada a sua incerteza, fica dentro de um erro máximo admissível, mas não que a dinâmica pretendida é cumprida. Essa é a tarefa do pré-filtro.

Dadas as especificações de dinâmica impostas, e para o vector de frequências *w* de interesse, o pré-filtro tem de ser capaz de impor a dinâmica representada pelos limites a vermelho, figura 5.18.

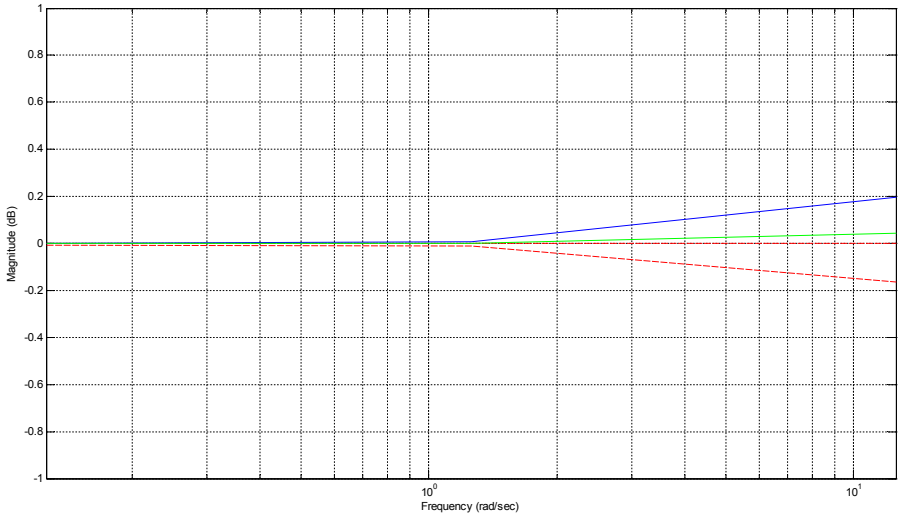


Figura 5.18: Diagrama de Bode do sistema com controlador e pré-filtro unitário. A vermelho: limites de dinâmica do sistema pretendidos; Azul+Verde: resposta em frequência do sistema sem pré-filtro.

Para garantir a resposta em frequência pretendida, limitada pelas linhas vermelhas, é preciso adicionar um filtro passa-baixo de primeira ordem com pólo em s = -59 rad/s (9.4 Hz), e ajustar o ganho para um valor de 0.9992. O resultado obtido é o da figura 5.19.

O pré-filtro *F(s)* final tem a seguinte função de transferência:

$$F(s)=\frac{58.9258}{(s+59)} \tag{5.2}$$

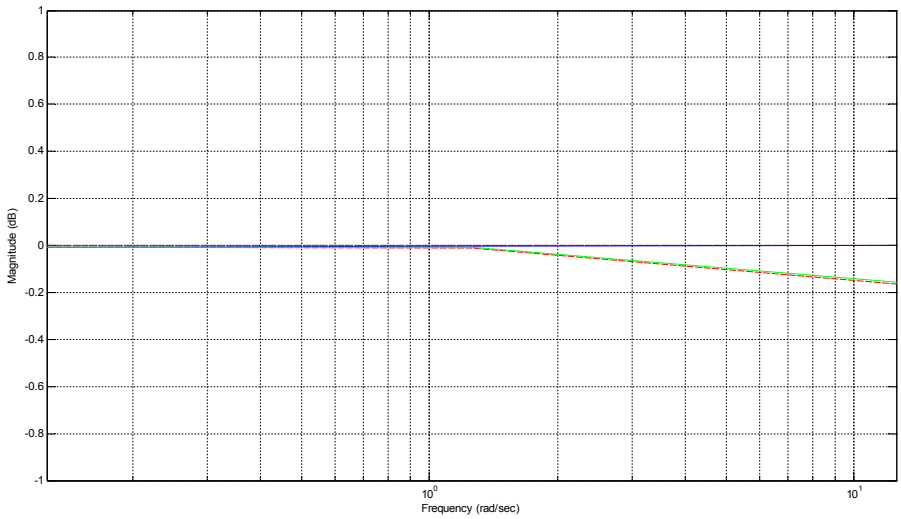


Figura 5.19: Pré-filtro: Resultado após inserir um filtro passa-baixo de 1ª ordem com pólo em s = -59 rad/s (9.4 Hz).

5.3.4 Resultados de simulação

Para o teste do controlador e pré-filtro obtidos, foram executados ensaios em várias posições do cilindro, com diferentes valores de rigidez do ambiente, varrendo as frequências entre 0.2 Hz e 2 Hz. Desta forma garantimos que são cobertos vários cenários de ponto de funcionamento, do servoactuador e ambiente, permitindo verificar a robustez do controlador e pré-filtro obtidos pelo método QFT.

De salientar que, durante estes ensaios, houve o cuidado de verificar que não existe saturação de nenhuma variável, e que a abertura da válvula não ultrapassa os ±25 %.

Nas figuras seguintes a referência é a linha a azul, enquanto que a resposta é a linha a vermelho. A referência tem um valor constante durante 1 segundo, seguida de sinusóides a 0,2 Hz, 1 Hz e 2 Hz.

5.3.4.1 Rigidez equivalente de 15 kN/mm

Para um valor de variação de carga máxima, definida nas especificações à compressão como 15 kN, o comportamento é o da figura 5.20 e, para uma carga baixa, de 500 N, também não há alterações de comportamento, figura 5.22. Por esta razão, e por motivos de extensão deste documento, decidiu-se apenas documentar os ensaios para uma variação de carga média de 10 kN.

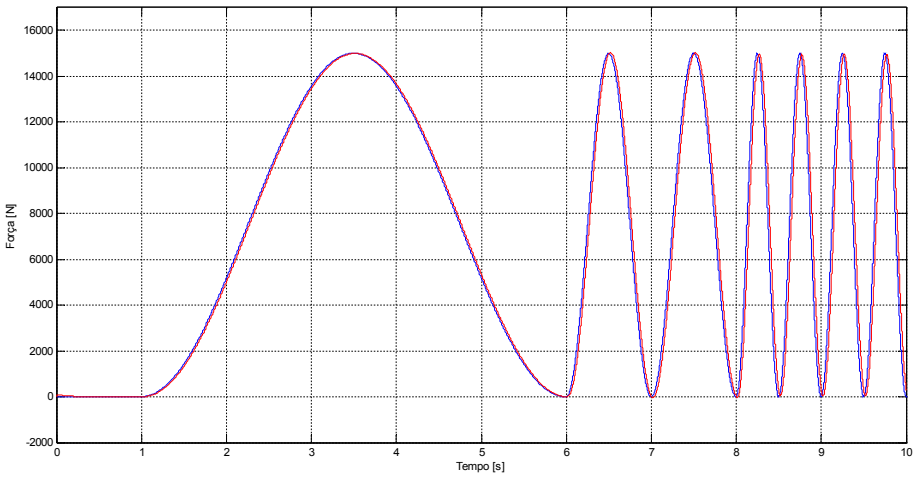


Figura 5.20: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com variação de carga máxima.

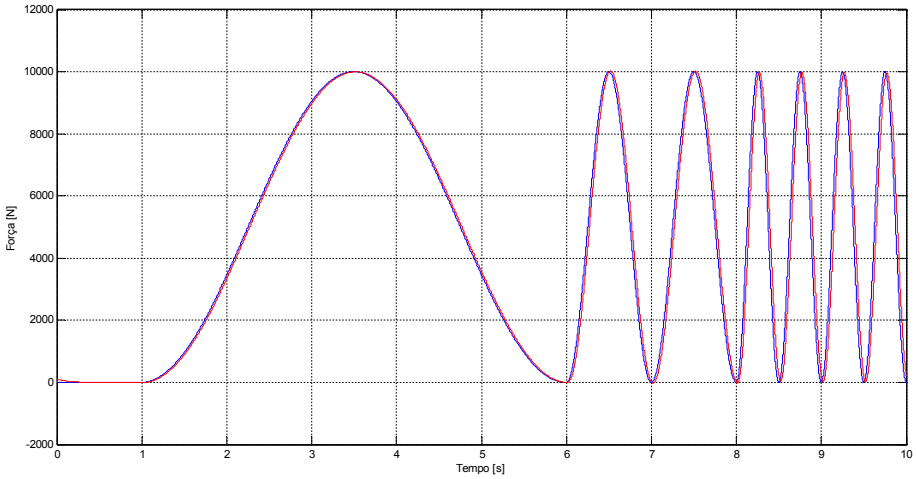


Figura 5.21: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com variação de carga média.

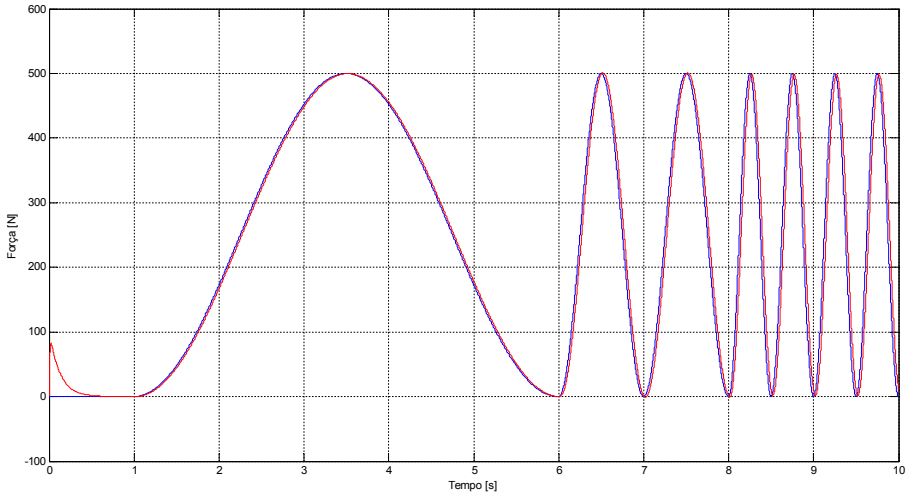


Figura 5.22: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 15 kN/mm e com carga baixa.

Para uma rigidez equivalente de 15 kN/mm na posição de 10 mm e variação de carga média, figura 5.21, o sistema atinge erro nulo em menos de meio segundo e o erro em amplitude é inferior a 0,5% para todas as frequências.

Na solicitação a 1 Hz existe um pouco de amplificação, erro positivo na ordem dos 20 N, valor esse suficientemente pequeno para poder ser ignorado.

Para este valor de rigidez equivalente, e valor de carga máximo 10 kN, o cilindro move-se aproximadamente 0,7 mm, a uma velocidade máxima de 4,1 mm/s. O caudal máximo pedido ao grupo hidráulico não ultrapassa os 2,5 l/min.

Na posição 200 mm e 350mm, figuras 5.23 e 5.24, onde a rigidez hidráulica do cilindro é menor, o mesmo que dizer a sua largura de banda é mínima, os resultados obtidos são em tudo idênticos aos anteriores.

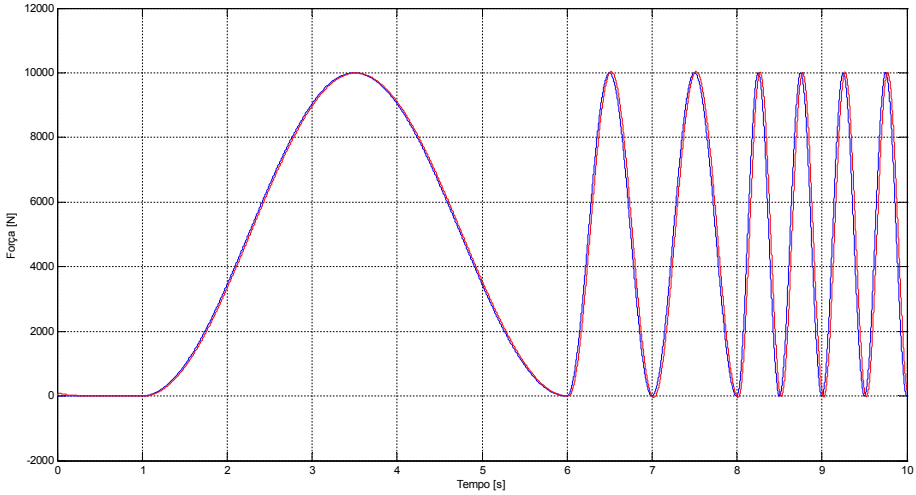


Figura 5.23: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente 15kN/mm.

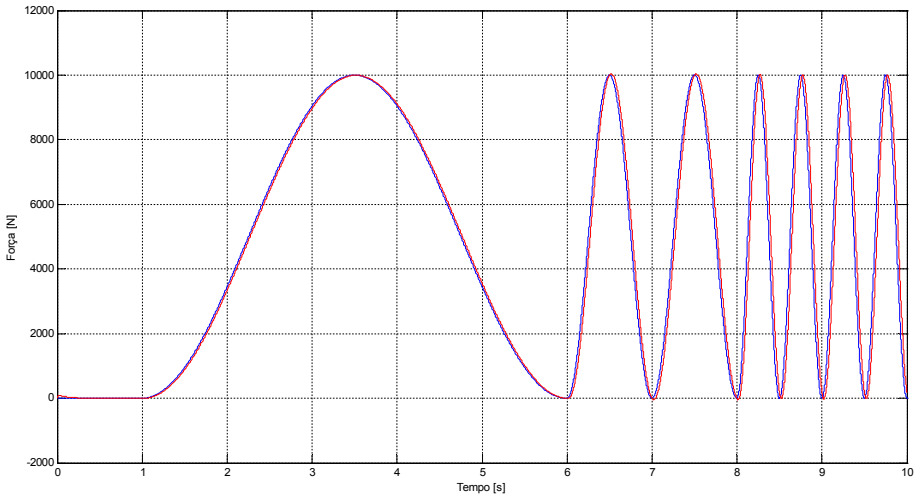


Figura 5.24: Cilindro com posição inicial a 350 mm e rigidez equivalente 15kN/mm.

As duas figuras seguintes, 5.25 e 5.26, são para a posição 650 mm. Na figura 5.26 é possível ver em detalhe a última sinusóide a 1 Hz e as duas primeiras a 2 Hz. Nota-se uma perda em amplitude de aproximadamente 1%, valor esse dentro da especificação definida.

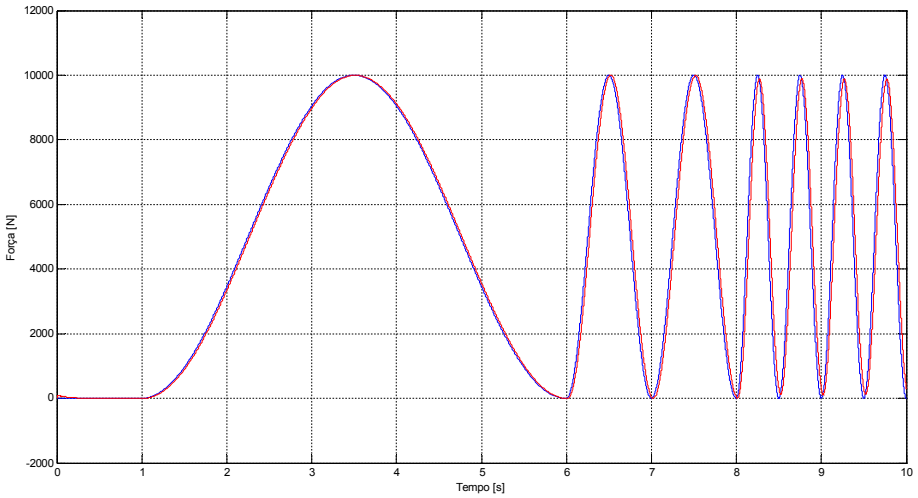


Figura 5.25: Cilindro com posição inicial a 650 mm e rigidez equivalente 15kN/mm.

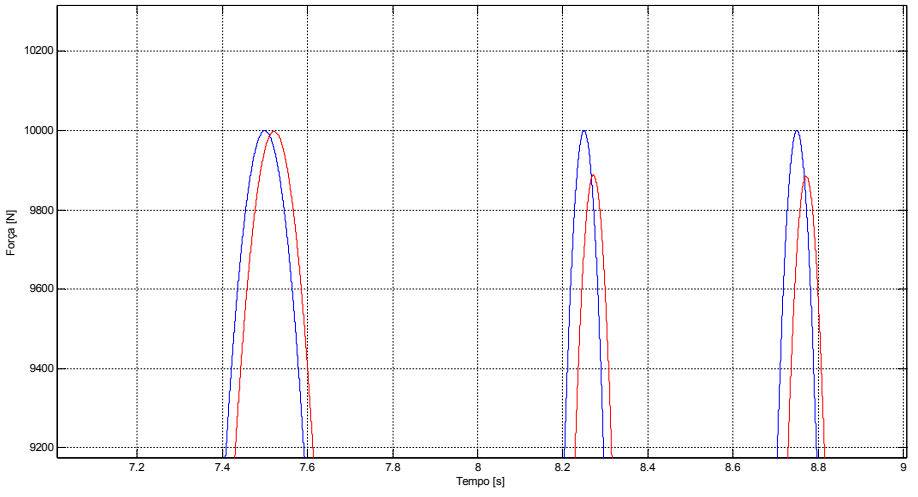


Figura 5.26: Cilindro com posição inicial a 650 mm e rigidez equivalente 15kN/mm - detalhe.

Considerando que este foi o pior resultado obtido, faz todo o sentido verificar que comportamento obteríamos com uma carga mais elevada. O resultado está na figura 5.27, e podemos concluir que o resultado obtido continua dentro do especificado.

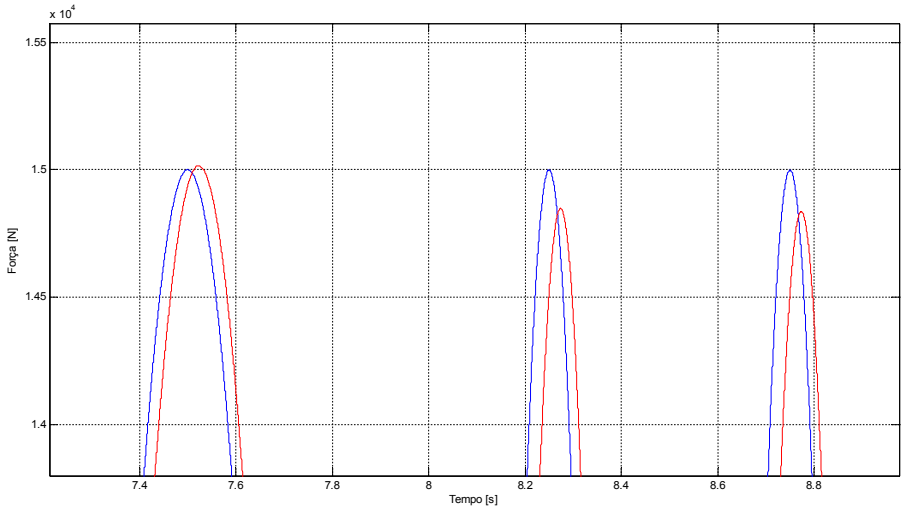


Figura 5.27: Cilindro com posição inicial a 650 mm, rigidez equivalente 15 kN/mm e variação de carga máxima.

Para esta rigidez equivalente, fica assim provado que o controlador e pré-filtro encontrados são robustos a variações de dinâmica do cilindro, frequência imposta e amplitude de carga pretendida.

Para valores de amplitude menores e maiores, como se observou nos exemplos iniciais, os resultados obtidos são em tudo idênticos.

5.3.4.2 Rigidez equivalente de 60 kN/mm

Executaram-se os ensaios anteriores, mas agora para uma rigidez equivalente máxima, ou seja, 60 kN/mm.

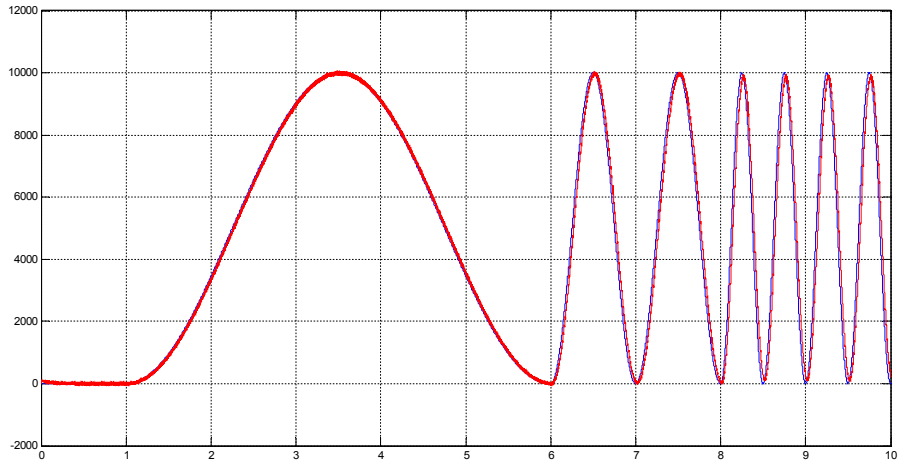


Figura 5.28: Cilindro com posição inicial a 10mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm.

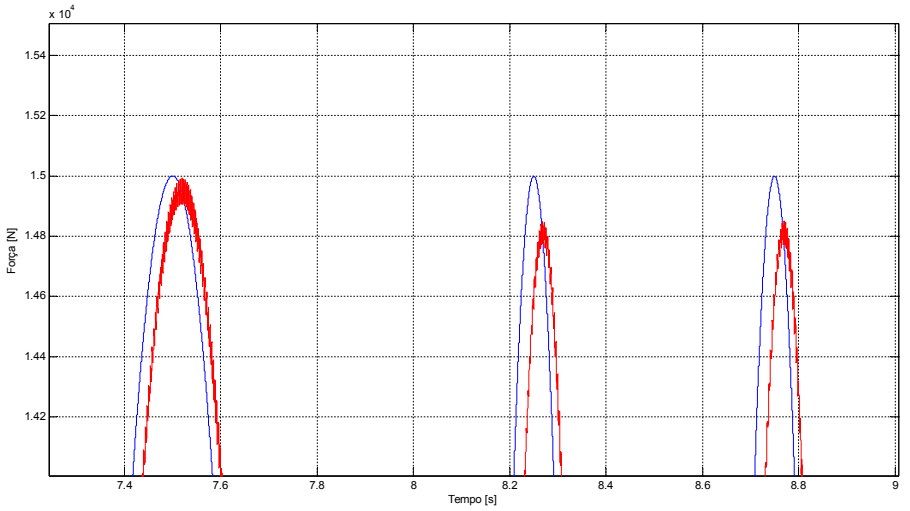


Figura 5.29: Cilindro com posição inicial a 10mm e com rigidez equivalente de 60 kN/mm - detalhe.

Tal como na secção anterior, para valores de carga maior o comportamento pode ser considerado idêntico, pelo que continuamos a documentar apenas os ensaios para a carga média. Para valores menores a oscilação que surge impede uma análise correcta dos gráficos, contudo, em valor médio, o sistema comporta-se dentro da especificação.

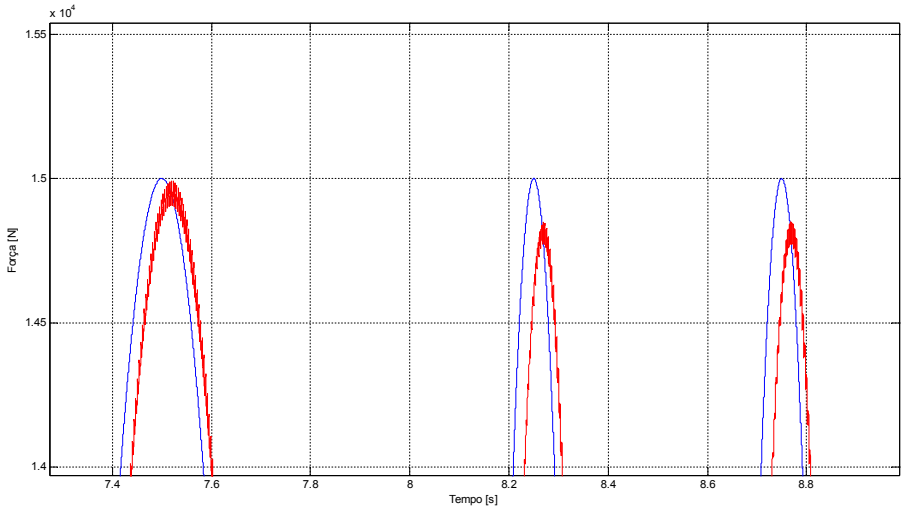


Figura 5.30: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente 60 kN/mm e com variação de carga máxima.

Na figuras anteriores é possível ver que existe uma oscilação, em torno do valor pretendido, que tende a desaparecer com o aumento da frequência. Este fenómeno deve-se à proximidade do sistema em malha fechada da instabilidade, ou seja, no lugar de raízes os pólos em malha fechada estão demasiado próximos do semi-plano direito. Isto deve-se à especificação de margem de ganho que, ao ser cumprida para alta frequência, impõe um ganho demasiado alto a baixa frequência que, desta forma, está a comprometer a margem de ganho para baixa frequência.

Diminuindo, por exemplo, o ganho em 30 % temos o comportamento da figura 5.31, em que é possível ver que a oscilação desaparece. A especificação de seguimento de trajectória continua a ser cumprida, nesta posição pelo menos, como podemos ver em detalhe na figura 5.32, contudo já não é possível cumprir com a especificação de margem de ganho às frequências mais altas.

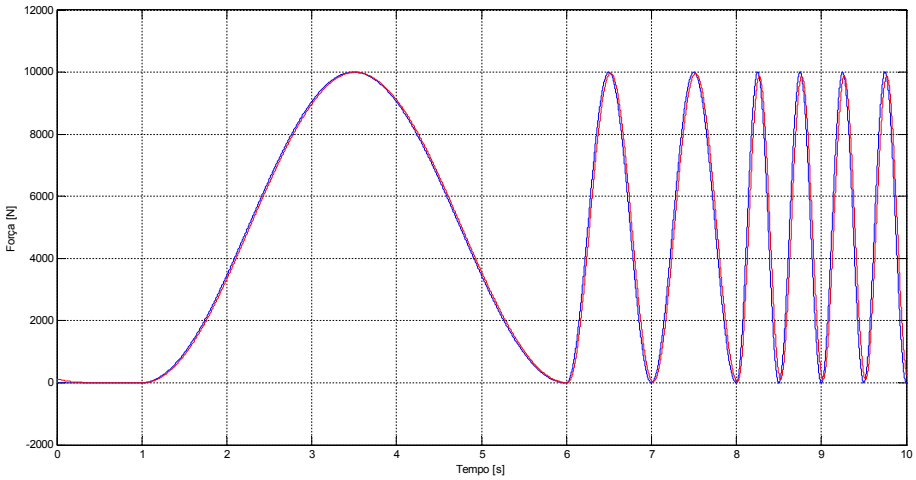


Figura 5.31: Cilindro com posição inicial a 10 mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm - controlador com menos ganho.

Também é possível, por *loop-shaping*, conseguir-se um controlador e pré-filtro de forma a que se cumpram ambas as especificações e não se tenha este problema de *ripple*. Neste caso, contudo, a complexidade do controlador, figura 5.33, e pré-filtro aumentam consideravelmente, como se pode verificar nas equações 5.3.

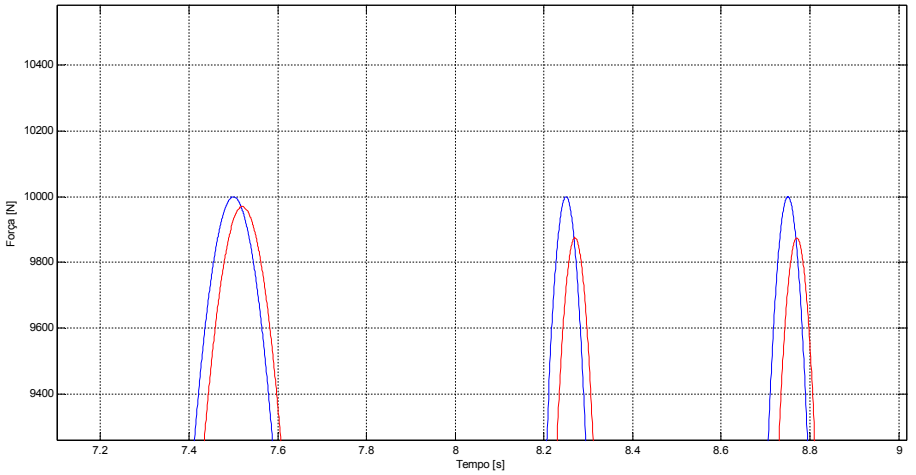


Figura 5.32: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente 15 kN/mm e com ganho no controlador decrescido em 30%.

$$F(s)=\frac{61.246\cdot(s^2+1.233\cdot s+1.579)}{(s+61.25)\cdot(s^2+1.257\cdot s+1.579)}$$

$$G(s)=\frac{2246.9136\cdot(s+1304)\cdot(s+5.274)\cdot(s+2.257)}{s\cdot(s+2277)^2\cdot(s+2.648)\cdot(s+0.7705)}\times \frac{(s+0.8332)\cdot(s^2+930.4\cdot s+5.032\text{e}005)}{(s^2+2.89\text{e}004\cdot s+3.468\text{e}009)} \tag{5.3}$$

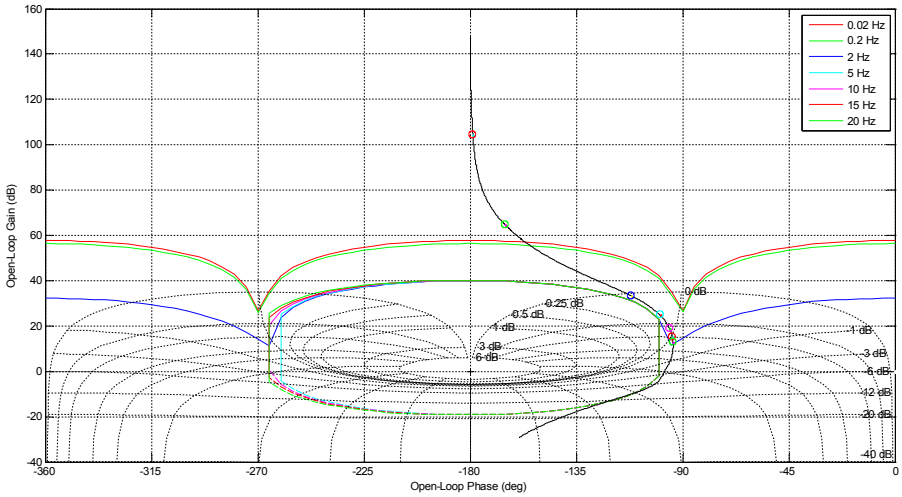


Figura 5.33: Loop-shaping: controlador para eliminar ripple.

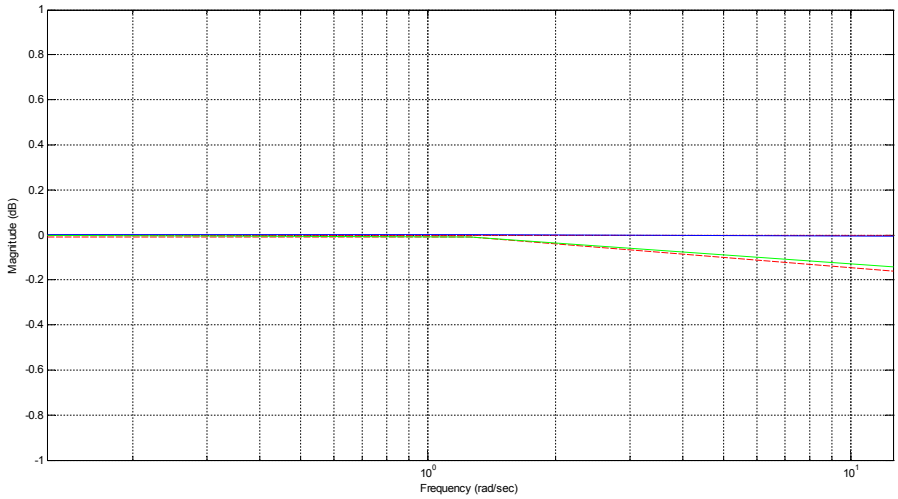


Figura 5.34: Pré-filtro para eliminar ripple.

O comportamento com este novo conjunto controlador e pré-filtro é o da figura seguinte.

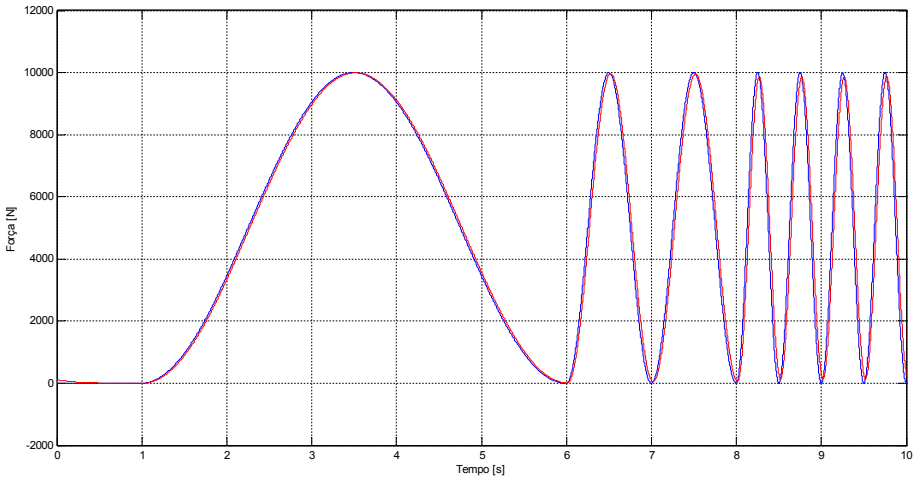


Figura 5.35: Cilindro com posição inicial a 10 mm, com controlador e pré-filtro alternativo.

Como se pode ver pela figura 5.36, a especificação de seguimento de trajectória continua a ser cumprida.

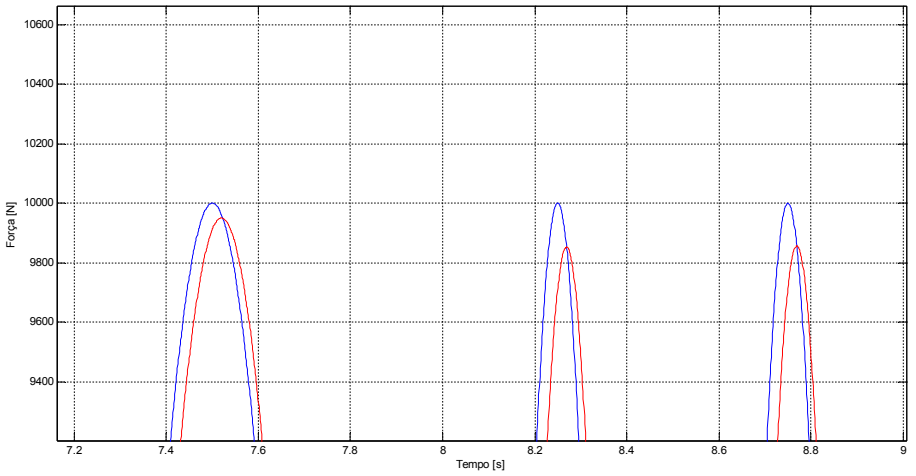


Figura 5.36: Cilindro com posição inicial a 10 mm, com controlador e pré-filtro alternativo - detalhe.

Voltando ao controlador e pré-filtro originais, para a posição 200 mm temos o comportamento da figura seguinte.

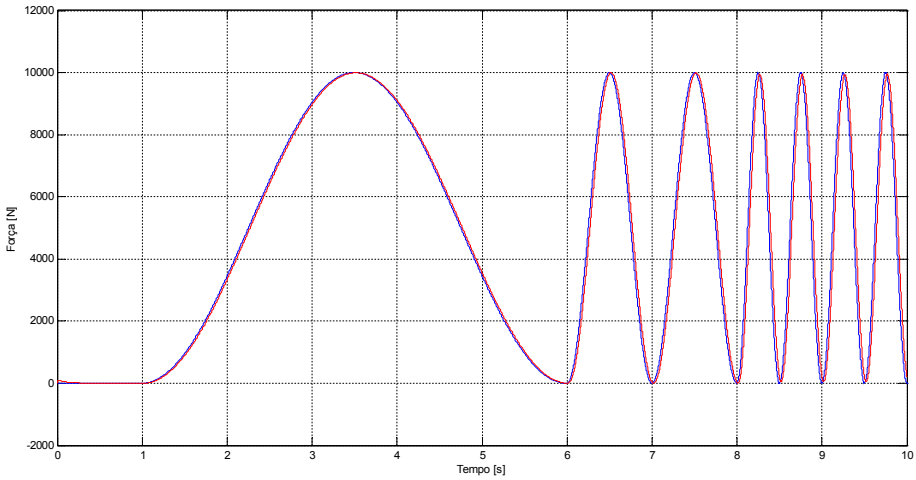


Figura 5.37: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm.

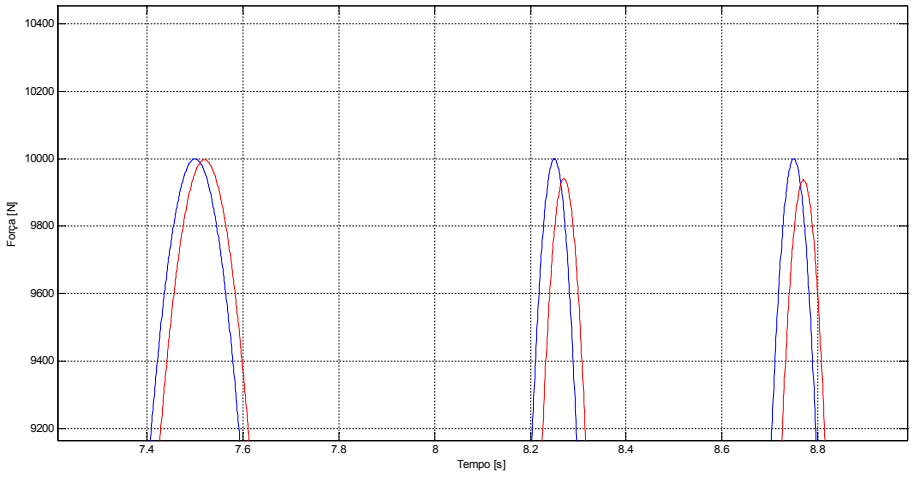


Figura 5.38: Cilindro com posição inicial a 200 mm e rigidez equivalente 60 kN/mm - detalhe.

Para 350 mm temos um erro inferior a 1%, como podemos ver na figura seguinte.

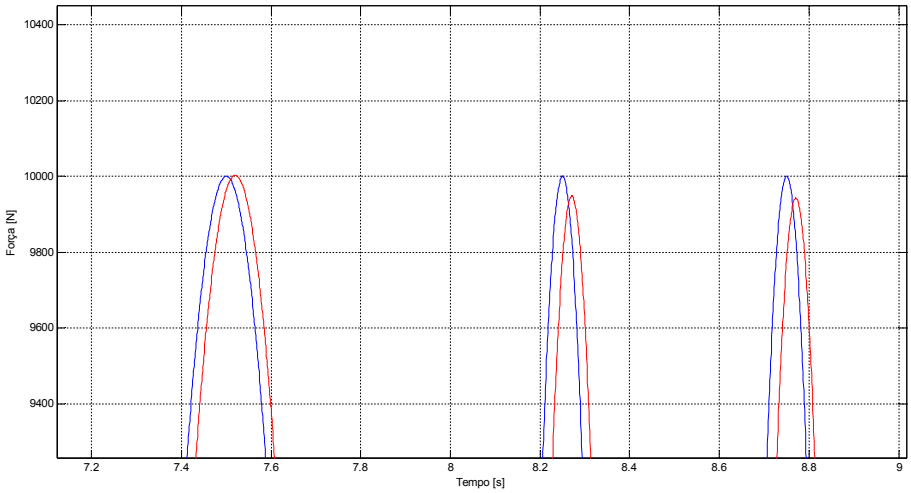


Figura 5.39: Cilindro com posição inicial a 350mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm – detalhe.

Para cursos superiores a 580 mm, aproximadamente, voltamos a ter o comportamento observado na figura 5.28, como podemos ver na figura 5.40.

É curioso ver que, apesar do *ripple* presente a baixa frequência, o sistema comporta-se muito bem a frequências mais altas, figura 5.41.

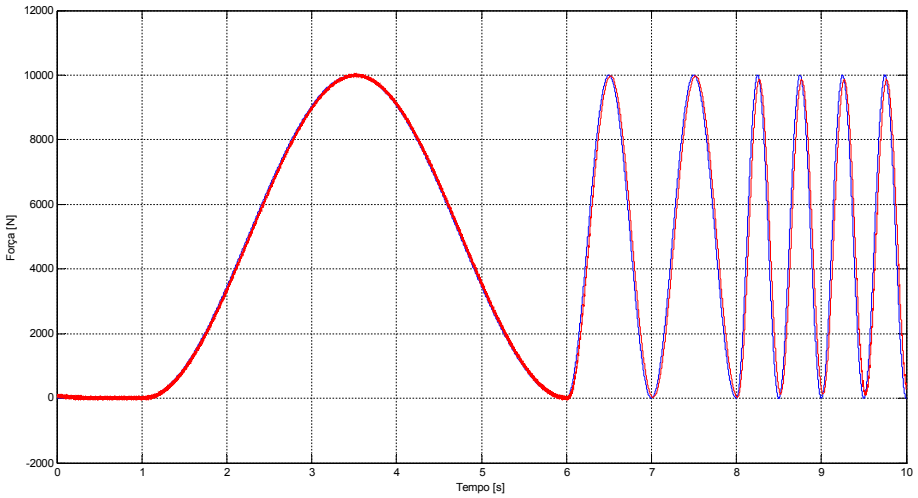


Figura 5.40: Cilindro com posição inicial a 600mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm.

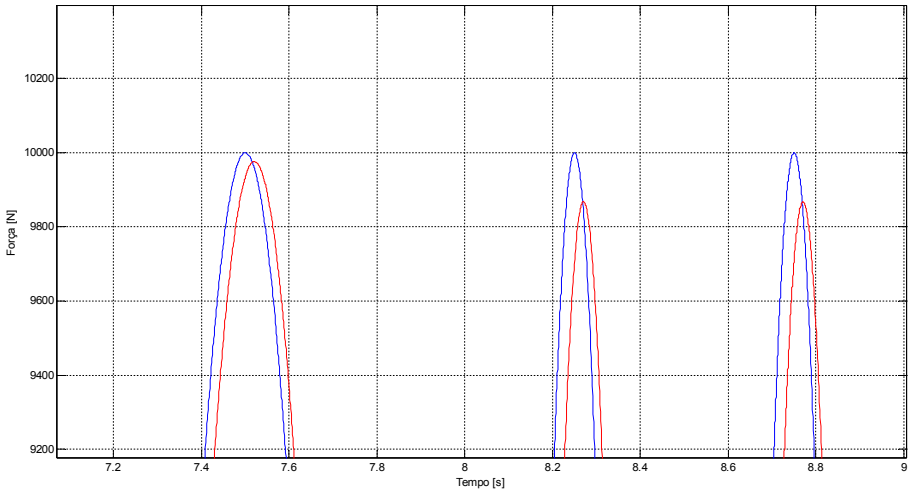


Figura 5.41: Cilindro com posição inicial a 600mm e rigidez equivalente de 60 kN/mm - detalhe.

Tal como no caso anterior, também aqui uma diminuição do ganho resolve o problema do *ripple*.

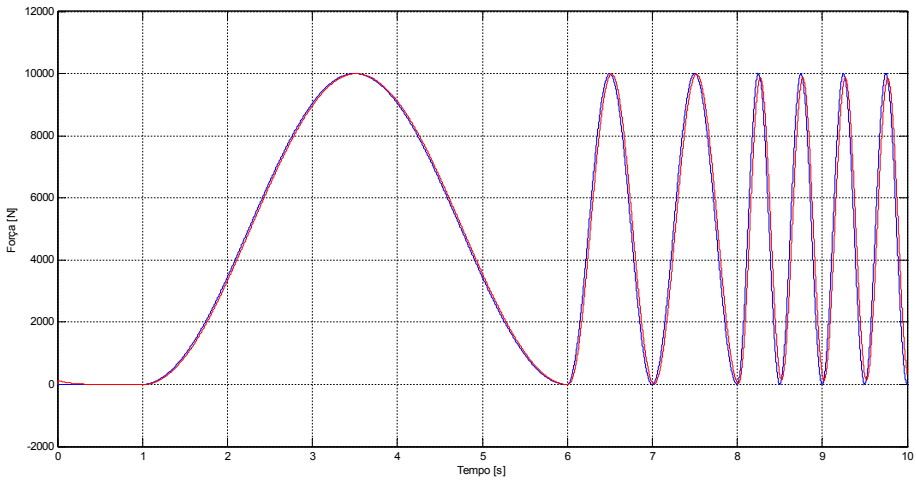


Figura 5.42: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e menor ganho no controlador.

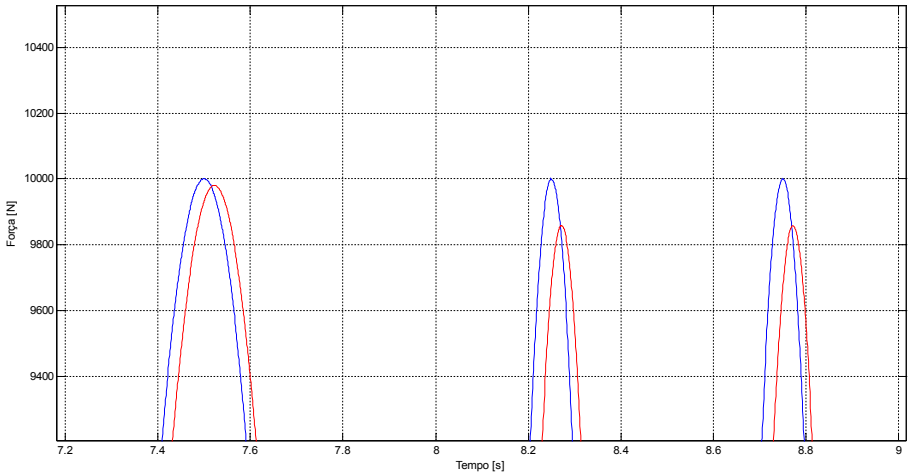


Figura 5.43: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e menor ganho no controlador - detalhe.

Com a segunda versão do controlador, equações 5.3, teremos o comportamento das figuras 5.44 e 5.45.

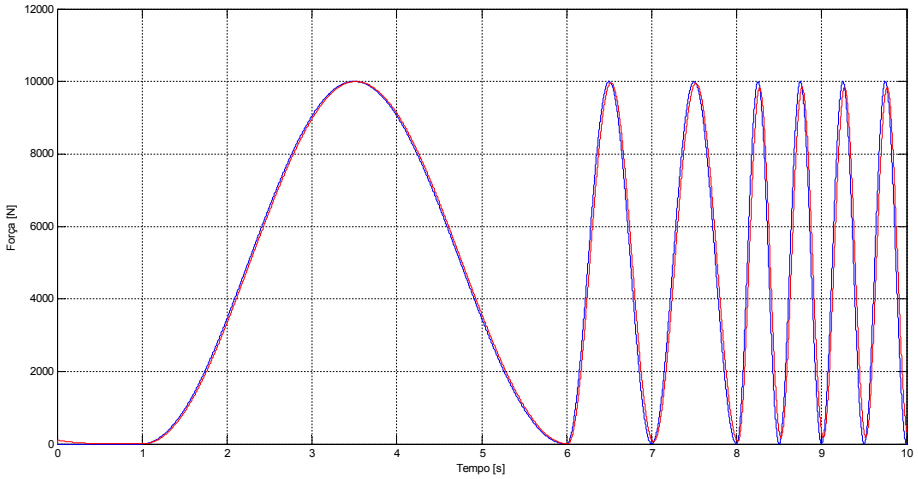


Figura 5.44: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e controlador alternativo.

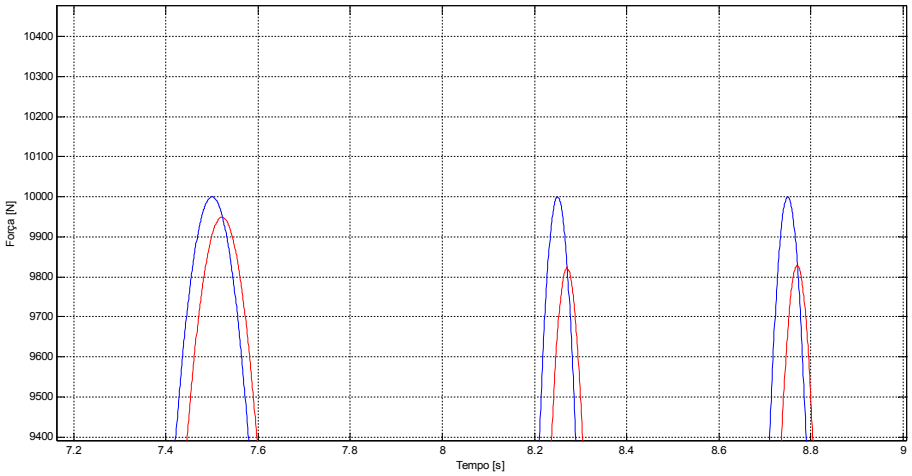


Figura 5.45: Cilindro com posição inicial a 600mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e controlador alternativo - detalhe.

A menos da questão do *ripple*, que pode com facilidade ser resolvida como foi visto, o sistema comporta-se muito bem para este valor de rigidez equivalente.

5.4 Controlador para ensaios de alta frequência

Considere-se agora que se pretende que o sistema, equação 4.12 e tabela 16, execute controlo de força em movimento de média-alta frequência ($2\ \text{Hz} \leq f \leq 20\ \text{Hz}$).

Foi seleccionado o seguinte vector de frequências de trabalho:

$$w = \{2,\ 10,\ 20,\ 30,\ 50,\ 100,\ 150,\ 200\}\ \ Hz \quad .$$

O método a seguir é idêntico ao descrito para o controlador de baixa frequência, apenas tomamos em conta os diferentes valores de incerteza da tabela 16.

Estes novos intervalos de incerteza originam o seguinte conjunto de sistemas ***P***:

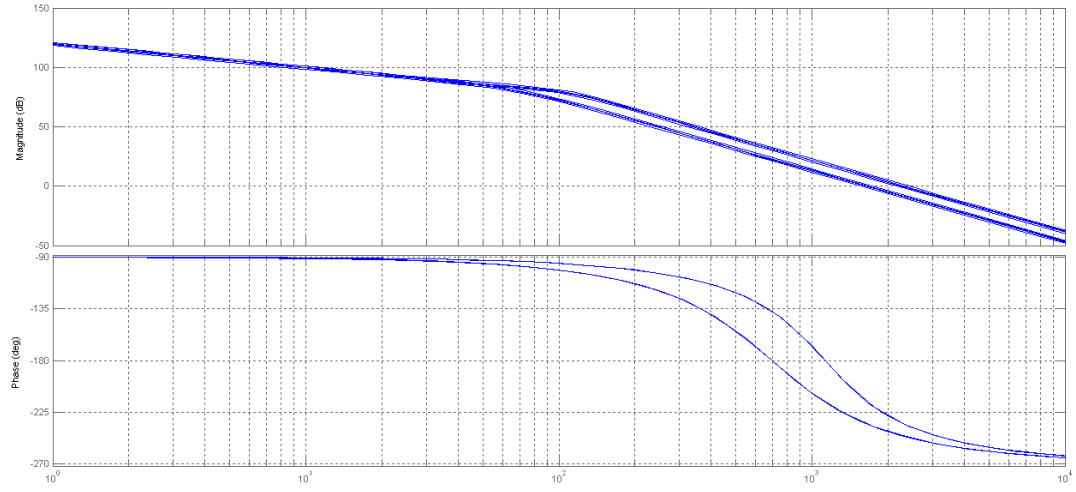


Figura 5.46: Conjunto de modelos P dada a incerteza paramétrica.

5.4.1 Templates

Dada a incerteza paramétrica temos os *templates* das próximas figuras.

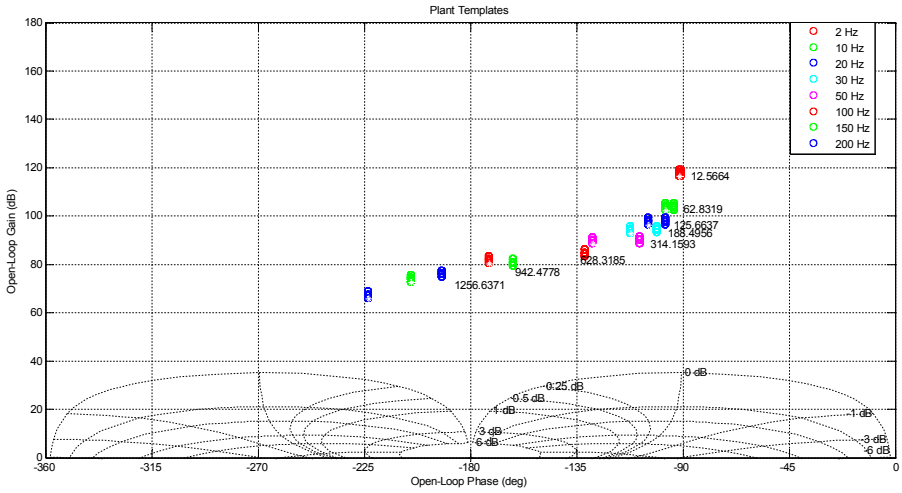


Figura 5.47: Templates para ensaios de média-alta frequência.

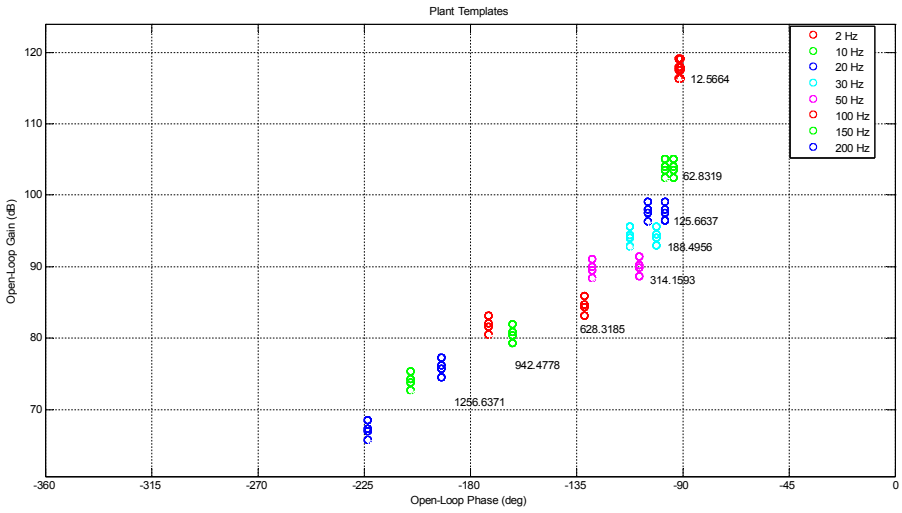


Figura 5.48: Templates para ensaios de média-alta frequência - detalhe.

As conclusões tomadas, 5.3.1, sobre o número de pontos a considerar são válidas para este caso, pelo que não é necessário colocar aqui as imagens com mais pontos.

O sistema nominal seleccionado tem a resposta em frequência da figura seguinte.

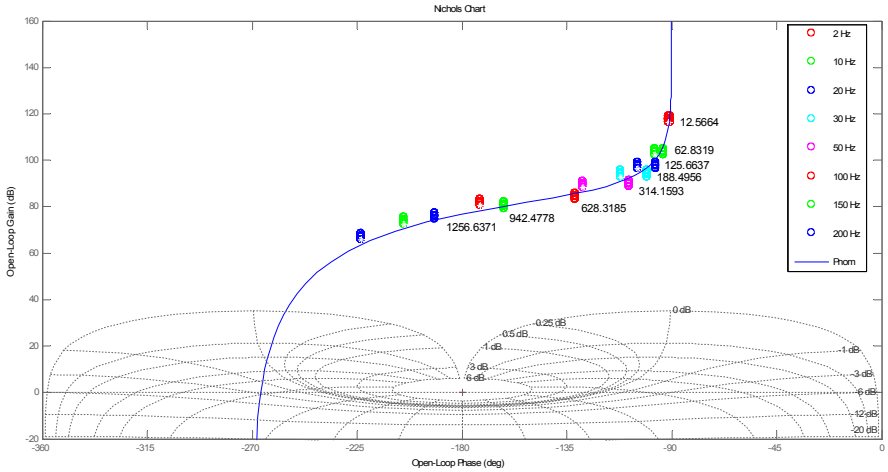


Figura 5.49: Representação do sistema nominal na carta de Nichols.

5.4.2 Bounds

As especificações em malha fechada são idênticas às descritas em 5.3.2.

5.4.2.1 Margem de ganho

Para uma margem de ganho de 6 dB, os *bounds* obtidos são os da figura seguinte.

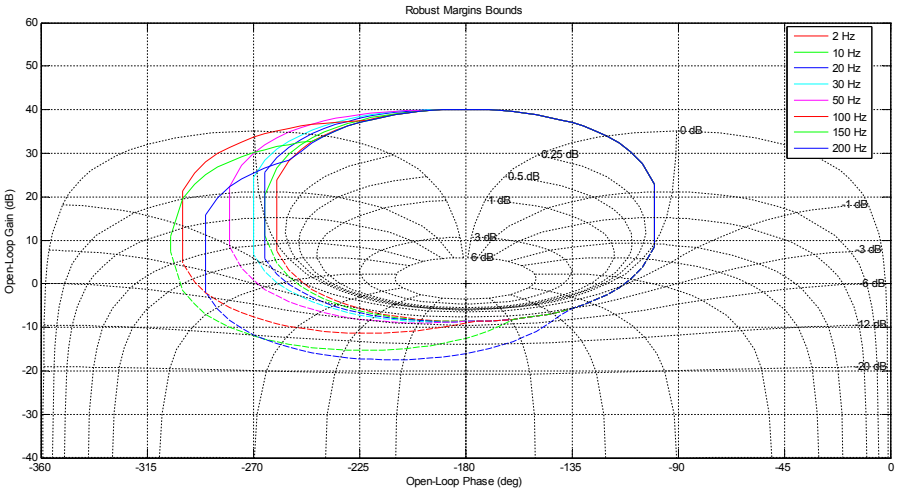


Figura 5.50: Bounds obtidos para uma margem de ganho de 6 dB.

5.4.2.2 Seguimento de trajectória

O seguimento de trajectória tem limite superior caracterizado por um filtro de Butterworth de ordem 5 e frequência de corte 80 Hz, enquanto que o limite inferior é caracterizado por um filtro de Butterworth de ordem 6 e frequência de corte a 50 Hz, figura 5.51. Desta imposição resultam os *bounds* da figura 5.52.

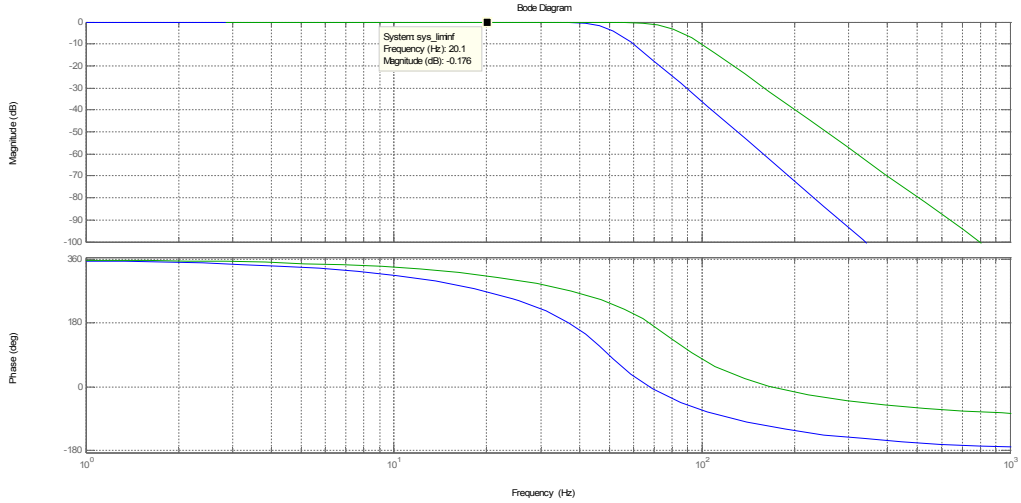


Figura 5.51: Limites de seguimento de trajectória.

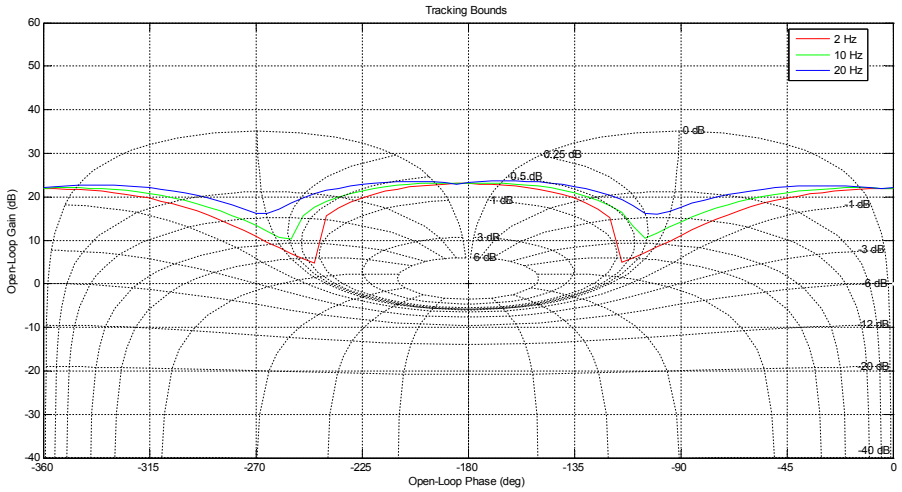


Figura 5.52: Bounds gerados para a especificação de seguimento de trajectória.

Neste caso, por observação da figura 5.52 e para o sistema em estudo, podemos concluir que:

i. os *bounds* a 2 Hz e 10 Hz podem ser ignorados, considerando que temos de ter ganho necessário para cumprir com o de 20 Hz estes estão automaticamente cumpridos;

ii. para cumprir com o *bound* de 20 Hz, haverá excesso de ganho a frequências menores que esta.

Por outras palavras, a especificação que foi imposta obriga a ter um ganho demasiado alto para frequências abaixo dos 20 Hz, e isso pode levar ao problema descrito em 5.3.4.2.

5.4.3 Loop-shaping

Reunindo as especificações anteriores obtemos o resultado da figura 5.53.

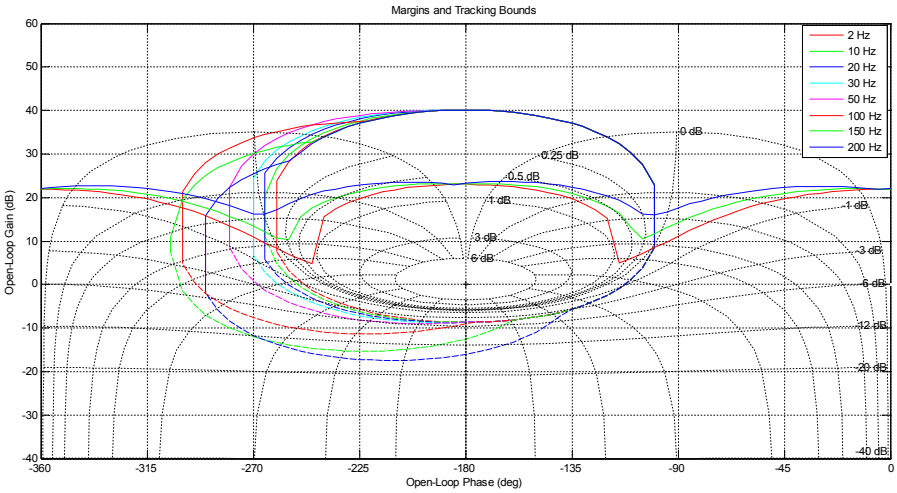


Figura 5.53: Bounds das especificações dinâmicas em detalhe.

Tal como para o controlador anterior, cumprir com a margem de ganho pretendida vai resultar em excesso de ganho no cumprimento dos *bounds* de seguimento de trajectória.

Dada a experiência no desenvolvimento do controlador de baixa dinâmica, e considerando que neste caso o servoactuador vai funcionar no limite (a largura de banda da válvula é inferior a 120 Hz e do cilindro é inferior a 200 Hz), faz sentido diminuir a margem de ganho para permitir obter um controlador de ganho menor.

Se, por exemplo, exigirmos apenas uma margem de ganho de 5,58 dB, o resultado é mais leve e realista como se pode ver na figura 5.54.

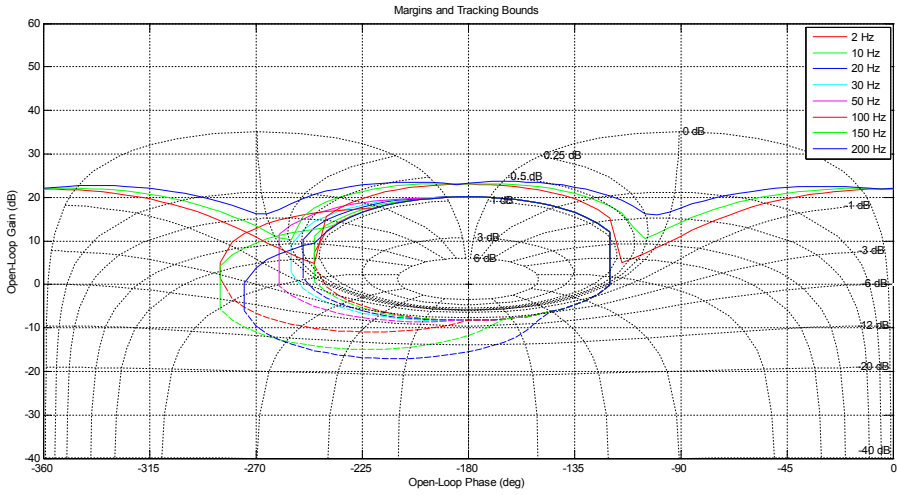


Figura 5.54: Bounds de ganho (5.58 dB) e de seguimento de trajectória.

Unindo os *bounds* resultantes das especificações actualizadas, e realizando a operação de intersecção, temos o resultado apresentado na figura seguinte, já com a resposta em frequência do modelo nominal.

Tal como na secção anterior, e para facilitar a compreensão dos passos dados, a grelha de Nichols será omitida em algumas figuras.

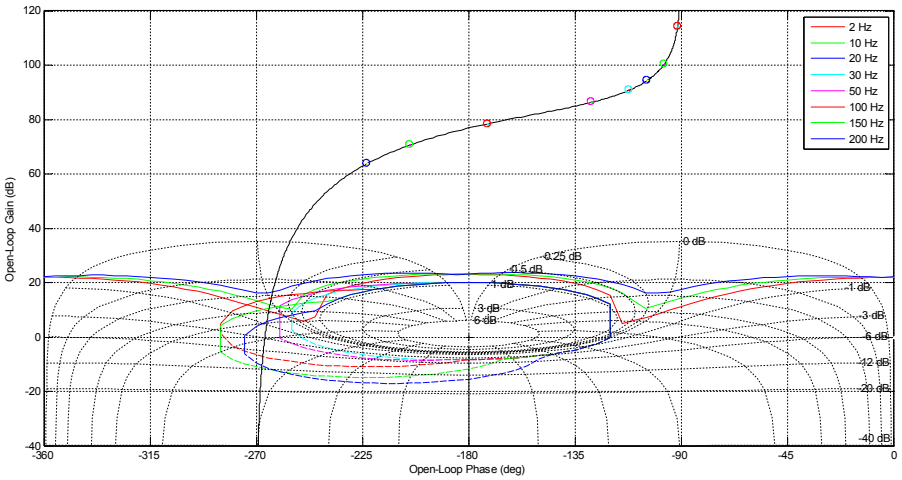


Figura 5.55: Sistema nominal e bounds na carta de Nichols.

No caso de ensaios de média-alta dinâmica, não estamos interessados em erro nulo em regime estacionário, pelo que não é necessário adicionar acção integral. Aliás, a acção integral só iria aumentar o ganho do controlador a baixa frequência e, para alta frequência, isso iria reflectir-se em erros positivos, de amplificação, no seguimento de trajectórias.

Ajustando o ganho para cumprir com o *bound* de 20 Hz (azul), obtém-se o comportamento ilustrado na figura seguinte.

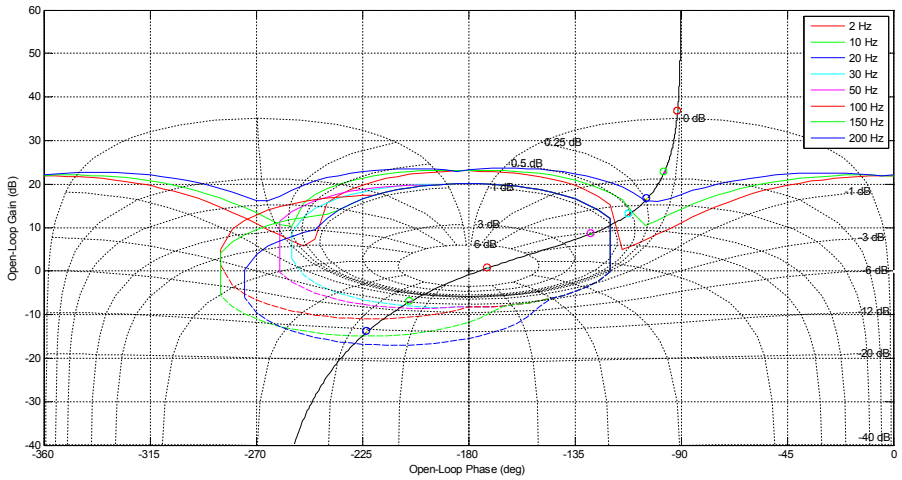


Figura 5.56: Loop-shaping: ajuste de ganho.

Para não cruzar com os *bounds* fechados é necessário aplicar um par de pólos complexos (w = 3500 rad/s (557 Hz); ζ = 0,7) e um par de zeros complexos (w = 1463 rad/s (233 Hz); ζ= 0,6), de tal forma que o resultado é o da figura 5.57.

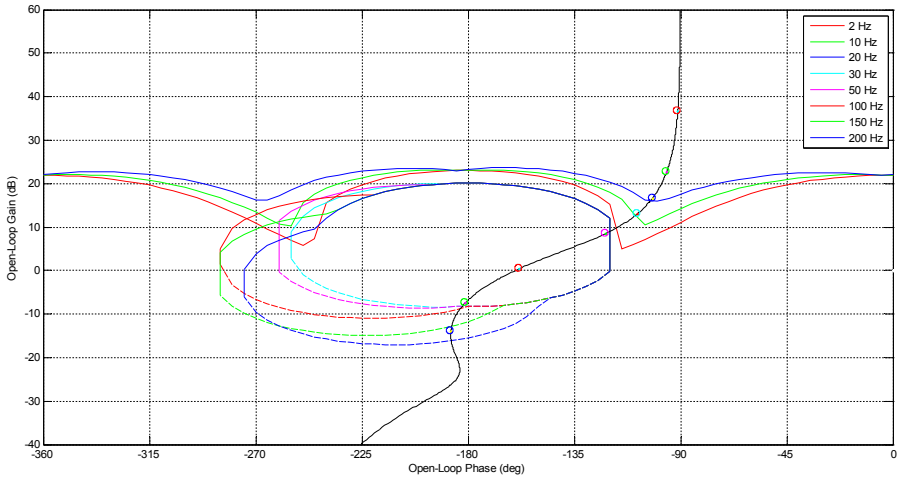


Figura 5.57: Loop-shaping: adição de um par de pólos complexos e um par de zeros complexos.

Para completar a tarefa anterior, é inserido um compensador de atraso-avanço complexo. O resultado é o da figura seguinte.

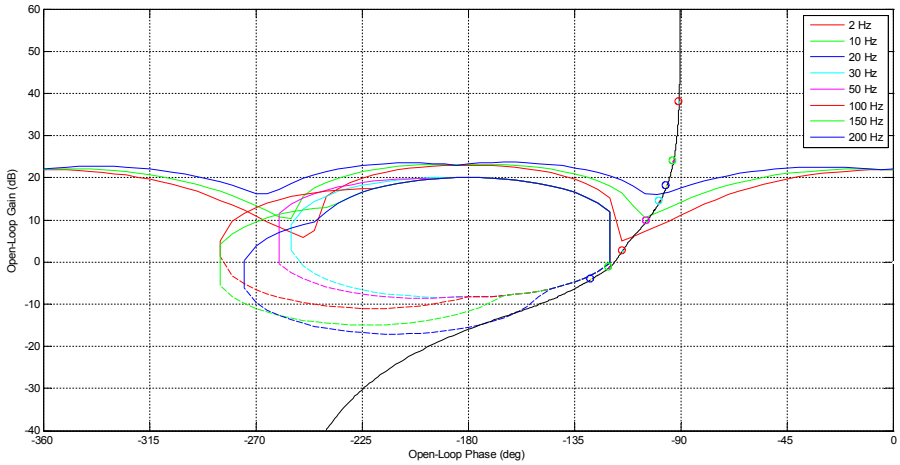


Figura 5.58: Loop-shaping: adição de um compensador de atraso-avanço complexo.

A qualidade do *loop-shaping* tem uma enorme influência na necessidade de se ter um pré-filtro de maior, ou menor, complexidade. Com o controlador criado até ao momento, o pré-filtro teria de ser muito complexo e, mesmo assim, não iria conseguir levar o sistema à dinâmica especificada com a qualidade desejada, pelo que, após um extenso trabalho de ajuste por tentativa e erro, conclui-se que a colocação de um compensador de avanço-atraso é o mais adequado.

O resultado final é o da figura 5.59 e a equação 5.4.

$$G(s)=\frac{0.0021298\cdot(s+117.1)\cdot(s^2+879.1s+5.367e005)}{(s+85.41)\cdot(s^2+1605s+1.79e006)}\times\frac{(s^2+1756s+2.14e006)}{(s^2+4900s+1.225e007)} \tag{5.4}$$

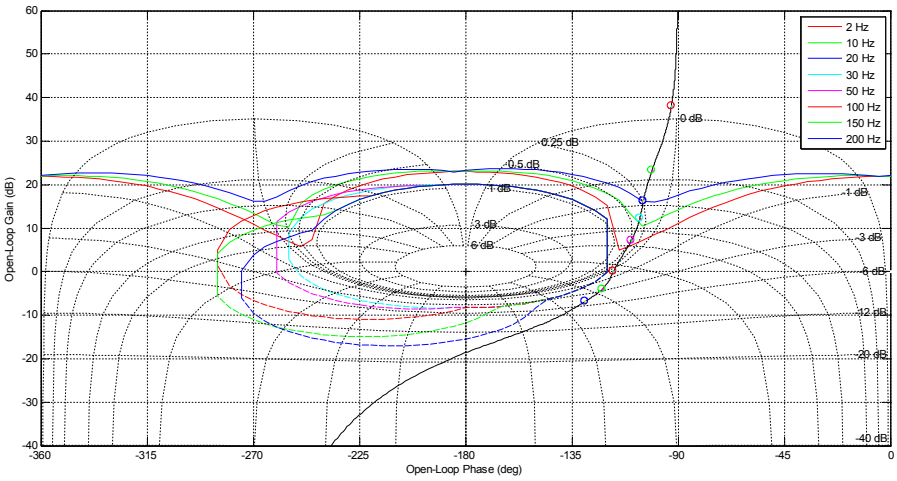


Figura 5.59: Loop-shaping: adição de um compensador de avanço-atraso.

Relativamente ao pré-filtro, neste caso vamos dar atenção a toda a gama de frequências do vector *w*. Não que isso seja necessário, o QFT apenas solicita que se cumpra a dinâmica até à frequência superior, mas como estamos no limite da dinâmica do servoactuador, é interessante não permitir que ressonâncias ou outros fenómenos que facilmente aparecem prejudiquem a qualidade do resultado pretendido.

A dinâmica do sistema, com este controlador, para toda a gama de frequências em estudo, é a representada na figura 5.60.

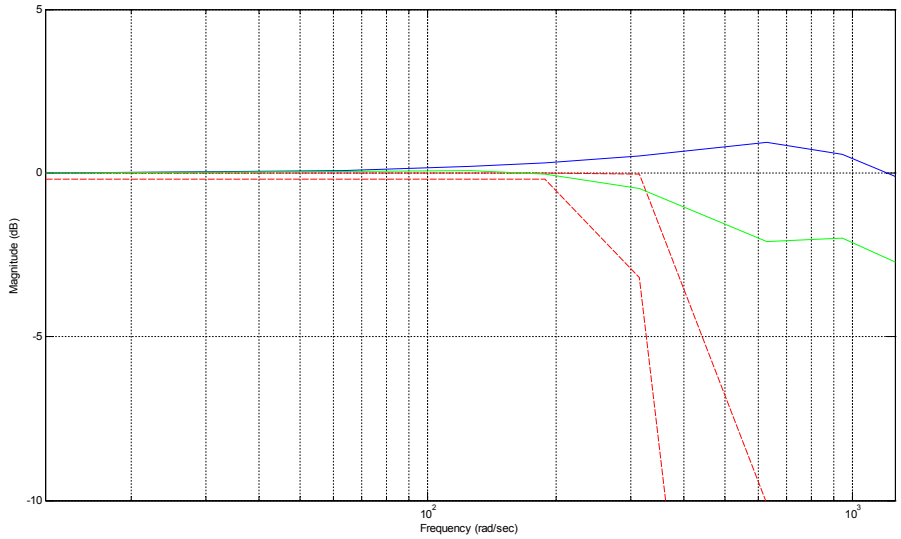


Figura 5.60: Pré-filtro: dinâmica com pré-filtro unitário.

Adicionando um pólo em s = -325 rad/s (52 Hz) o resultado é o da figura 5.61.

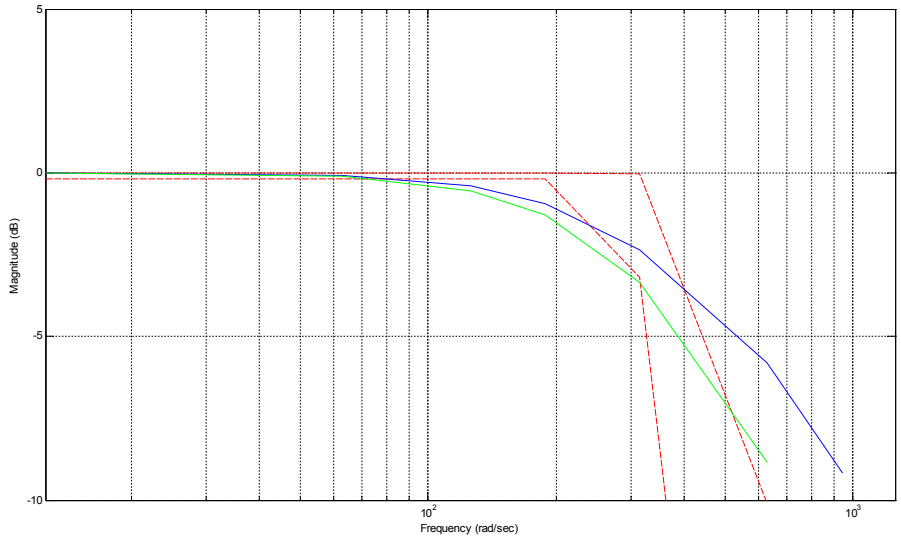


Figura 5.61: Pré-filtro: Adição de um pólo em s=-325 rad/s (52 Hz).

Para cumprir com a especificação a 20 Hz um filtro rejeita banda, ou seja um par de zeros complexos (w = 190 rad/s (30 Hz); ζ=0,5) e um par de pólos complexos (w = 190 rad/s (30 Hz); ζ=0,462), é inserido. O resultado final é a equação 5.5 que impõe o comportamento da figura 5.62.

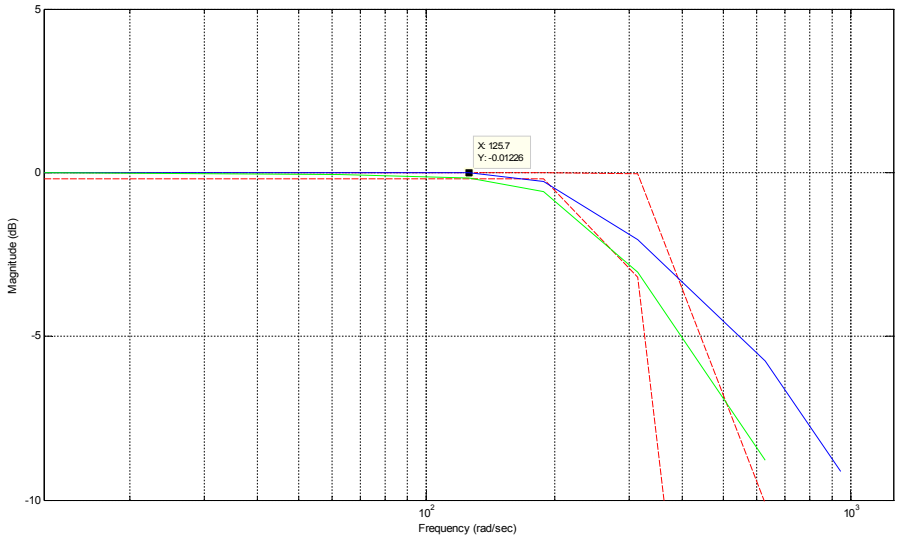


Figura 5.62: Pré-filtro: adição de um pólo e um filtro rejeita banda para cumprir com a especificação.

$$F(s)=\frac{325\cdot(s^2+190s+3.61e004)}{(s+325)\cdot(s^2+175.6s+3.61e004)} \qquad (5.5)$$

5.4.4 Resultados de simulação

Para o conjunto controlador e pré-filtro obtidos, foram executadas diversas simulações para aferir da sua robustez. As condições verificadas durante as simulações, são as idênticas às definidas para as simulações do controlador de baixa dinâmica.

A solicitação, nos gráficos a azul, é composta por uma referência constante durante 1 segundo, seguida de sinusóides de 2 Hz, 5 Hz, 10 Hz e 20 Hz.

5.4.4.1 Rigidez equivalente de 30 kN/mm

Para este valor de rigidez, e para várias amplitudes de força máxima, obtiveram-se os resultados das figuras 5.63, 5.64 e 5.65.

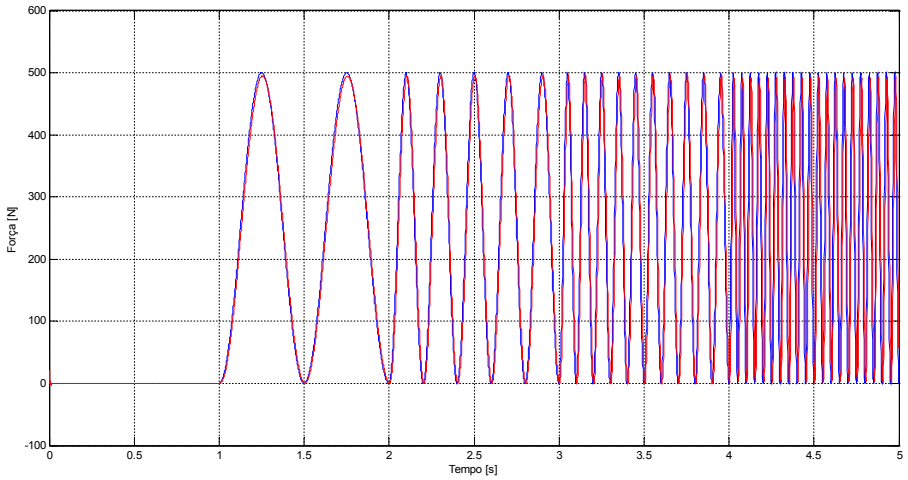


Figura 5.63: Cilindro com posição inicial a 10mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga mínima.

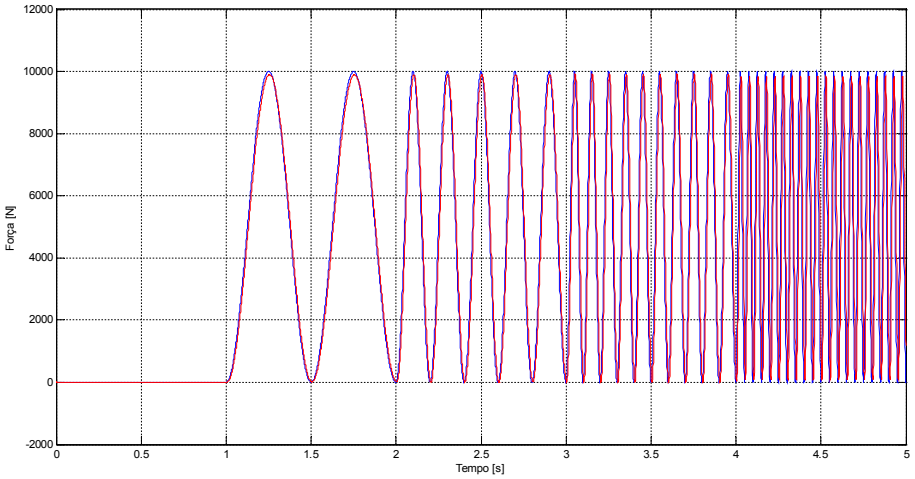


Figura 5.64: Cilindro com posição inicial a 10mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.

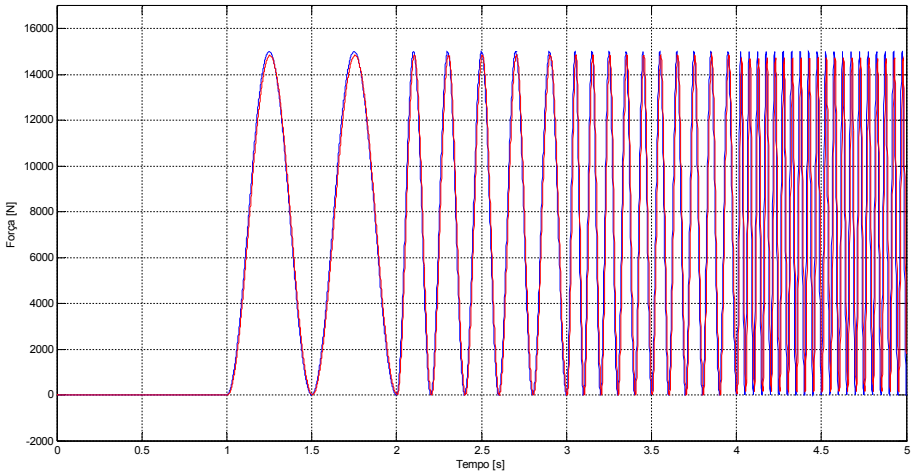


Figura 5.65: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga máxima.

No ensaio desta última figura durante a solicitação a 20 Hz, a válvula abriu muito perto dos 25% permitidos. Apesar disso, o sistema comportou-se como esperado.

No capítulo 4.1, quando se procedeu à linearização do modelo, foi encontrado um ponto de equilíbrio, em torno do qual se procedeu à referida linearização. Também foi referido que se devia aplicar uma compensação, um offset, no comando da válvula, por forma a "equilibrar" o servoactuador. Se essa compensação não tivesse sido realizada, e dado que este controlador não tem acção integral, o resultado do ensaio seria o da figura 5.66.

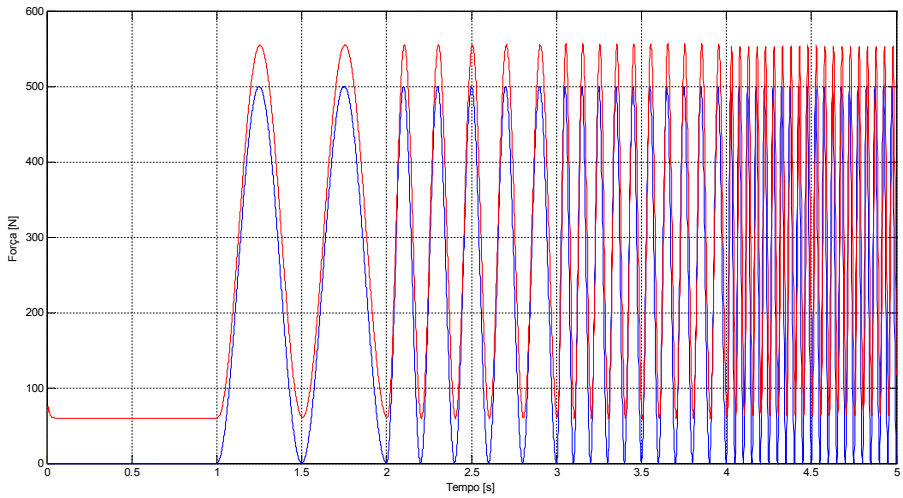


Figura 5.66: Exemplo do comportamento do servoactuador sem o ajuste de offset.

Não deixa de ser interessante observar que a amplitude pretendida é atingida, dentro dos limites de erro definidos, mas o valor médio tem um *offset* de valor igual ao erro em regime estacionário.

Com estes dados, podemos novamente documentar apenas os ensaios para a carga média, sem correr o risco de não estar a ser correcto na avaliação global do comportamento do sistema.

Recorde-se que os valores utilizados no cálculo da incerteza do modelo linearizado, para o projecto do controlador dinâmico, foram identificados para um curso máximo de 200 mm.

As figuras 5.67 a 5.70 ilustram o comportamento do servoactuador nas posições iniciais de 100 e 200 mm.

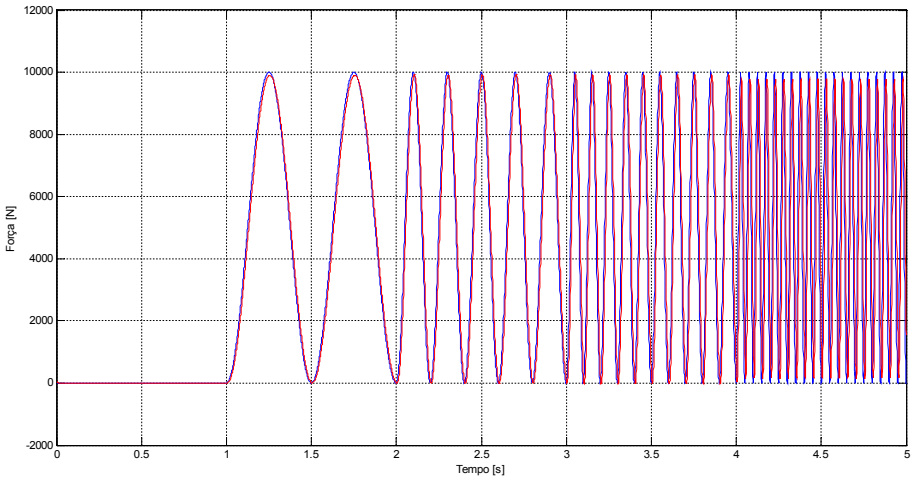


Figura 5.67: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.

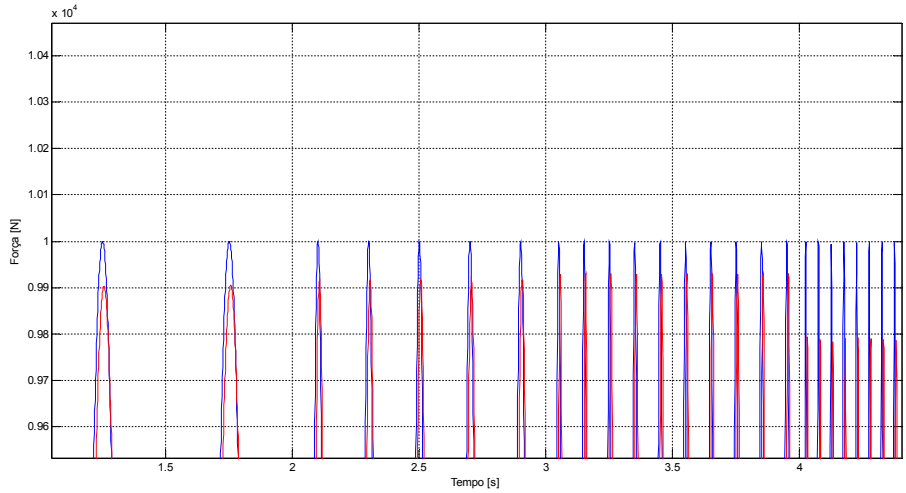


Figura 5.68: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média - detalhe.

O erro, a 20 Hz, é muito próximo do máximo admissível, mas tem de ser tido em conta que a válvula nesta solicitação abre um pouco mais que os 25% definidos como limite.

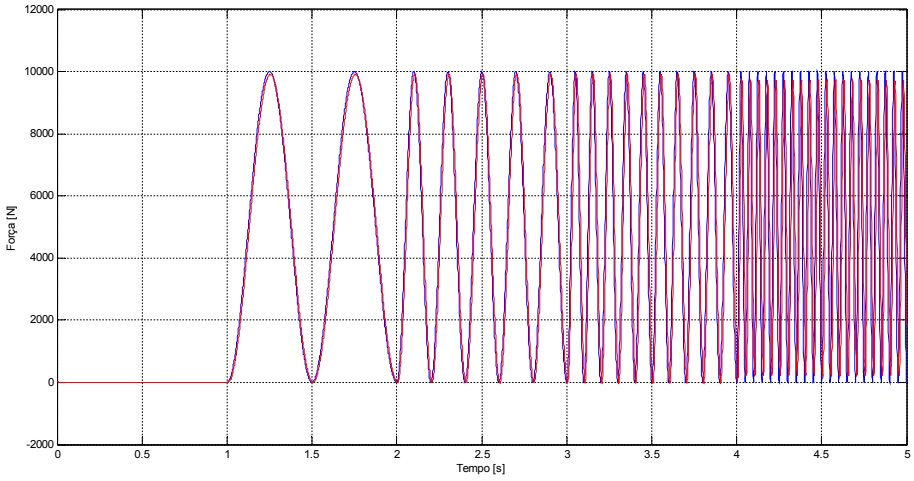


Figura 5.69: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.

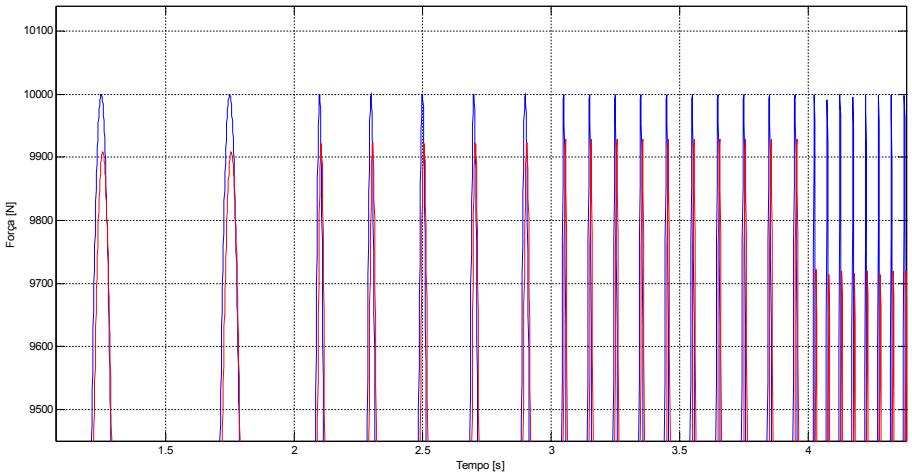


Figura 5.70: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média - detalhe.

Neste caso, para a solicitação de 20 Hz, a válvula ultrapassou o limite imposto de 25% de abertura da válvula.

Só por curiosidade, para a posição 350 mm o comportamento seria o da figura 5.71, e para 600 mm seria o da figura 5.72. No caso do curso a 350 mm, novamente a 20 Hz, o limite de abertura da gaveta foi largamente ultrapassado.

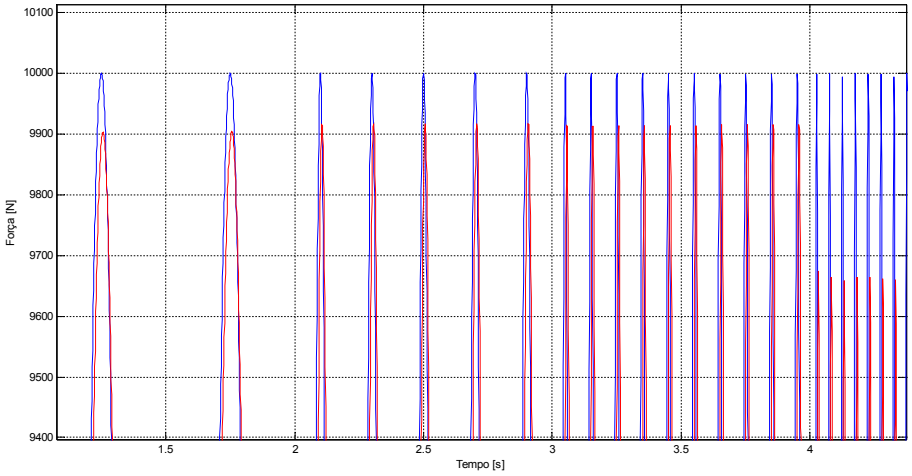


Figura 5.71: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.

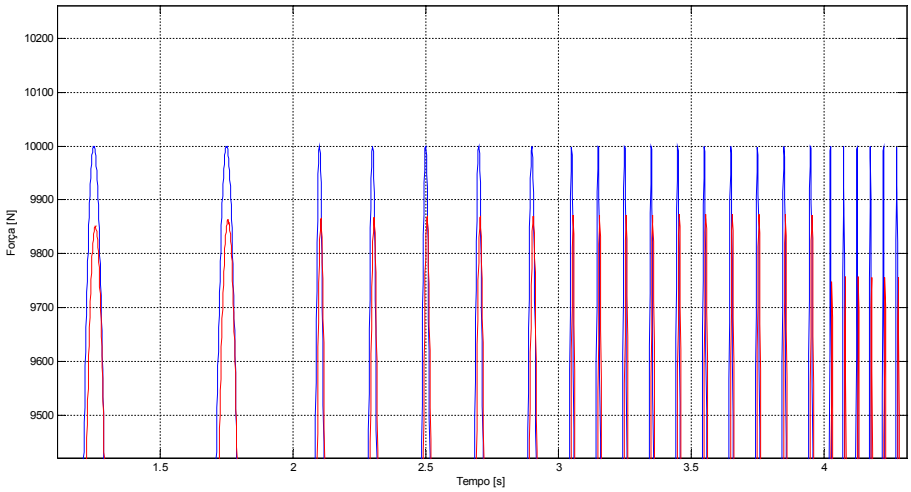


Figura 5.72: Cilindro com posição inicial a 600 mm, rigidez equivalente de 30 kN/mm e variação de carga média.

5.4.4.2 Rigidez equivalente de 60 kN/mm

Para a carga média, com compensação de desvio de zero, a resposta do servoactuador à solicitação imposta é a ilustrada nas figuras seguintes.

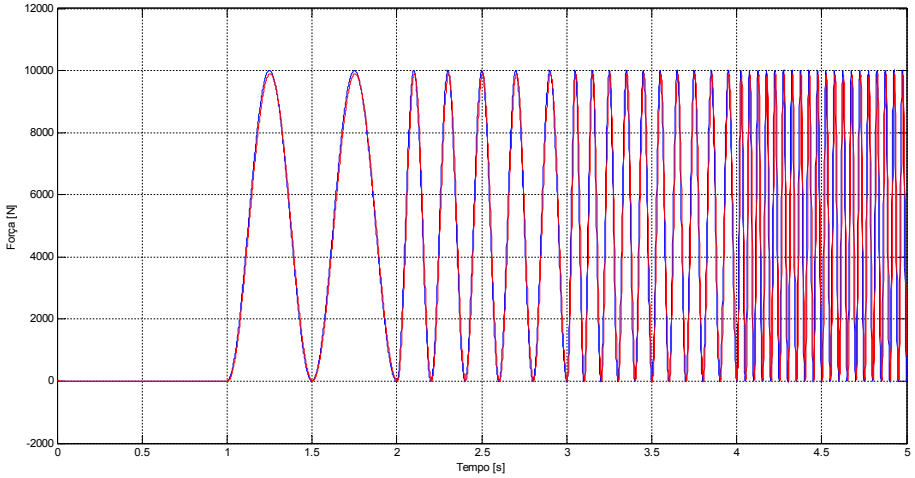


Figura 5.73: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.

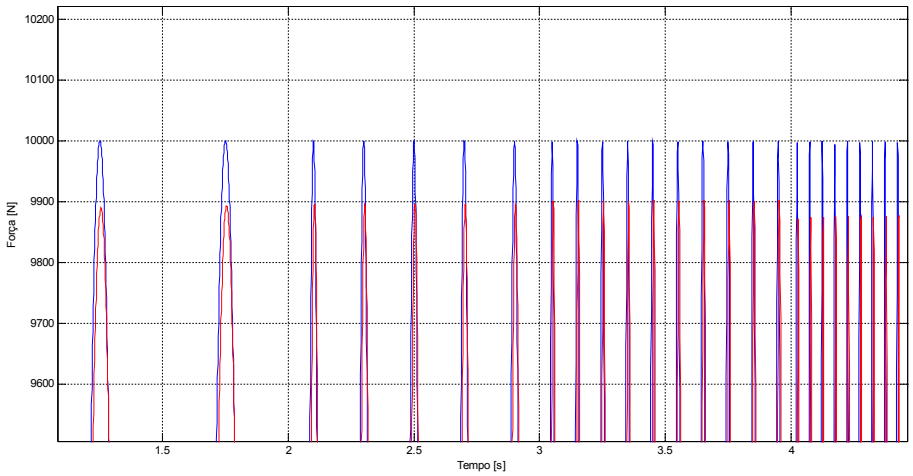


Figura 5.74: Cilindro com posição inicial a 10 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.

O comportamento apresentado é o pretendido, e dentro dos limites de tolerância impostos.

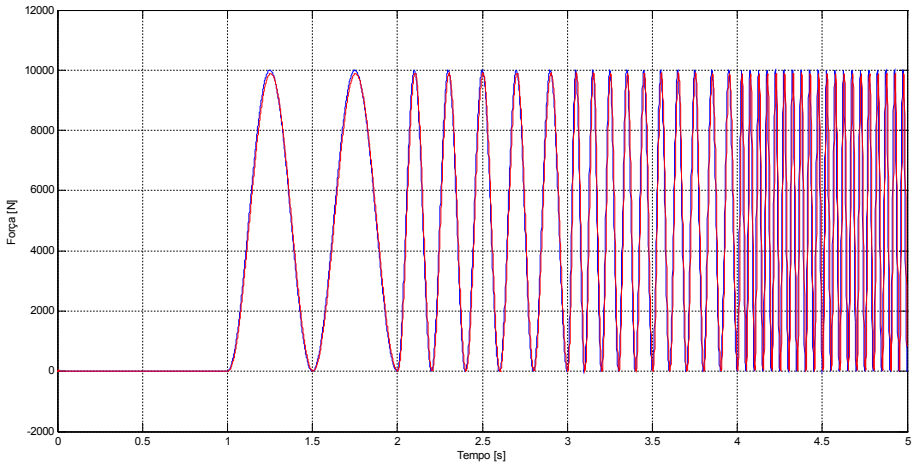


Figura 5.75: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.

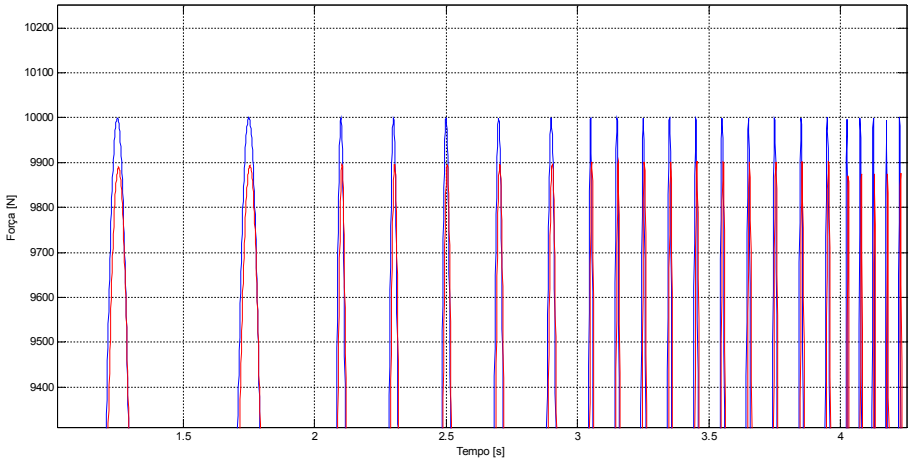


Figura 5.76: Cilindro com posição inicial a 100 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.

Para a posição de 100 mm o comportamento é em tudo idêntico ao da posição 10 mm.

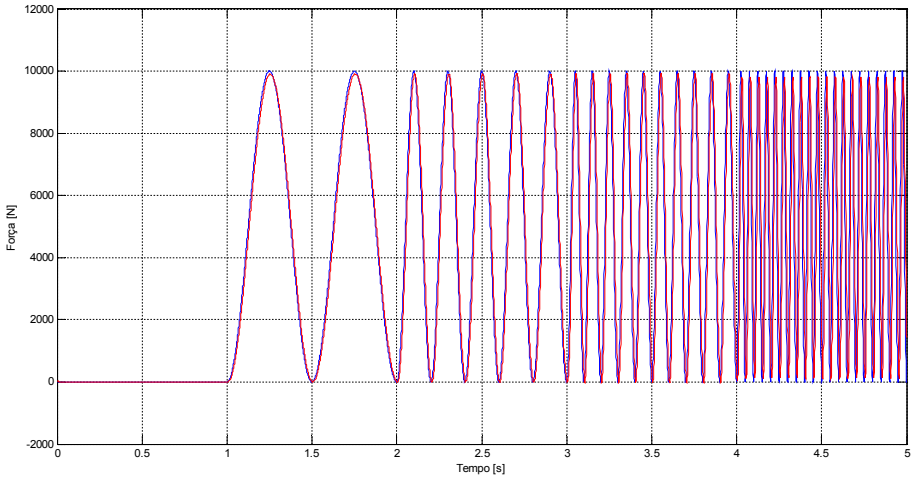


Figura 5.77: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.

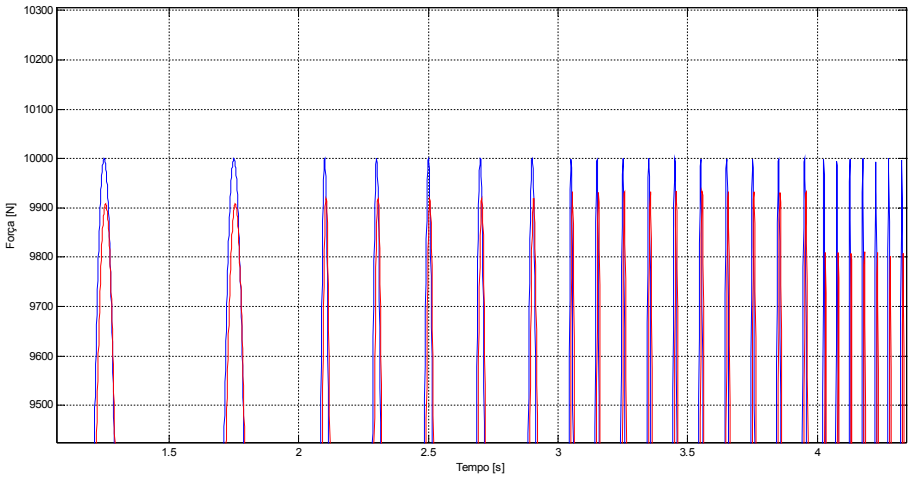


Figura 5.78: Cilindro com posição inicial a 200 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média - detalhe.

Nesta posição e para a frequência mais elevada já obtemos erros próximos do admissível. É um comportamento previsível, dada a proximidade ao extremo de um dos intervalos de incerteza (posição) considerados.

Apenas a título de curiosidade, aqui ficam as respostas para a posição 350 mm.

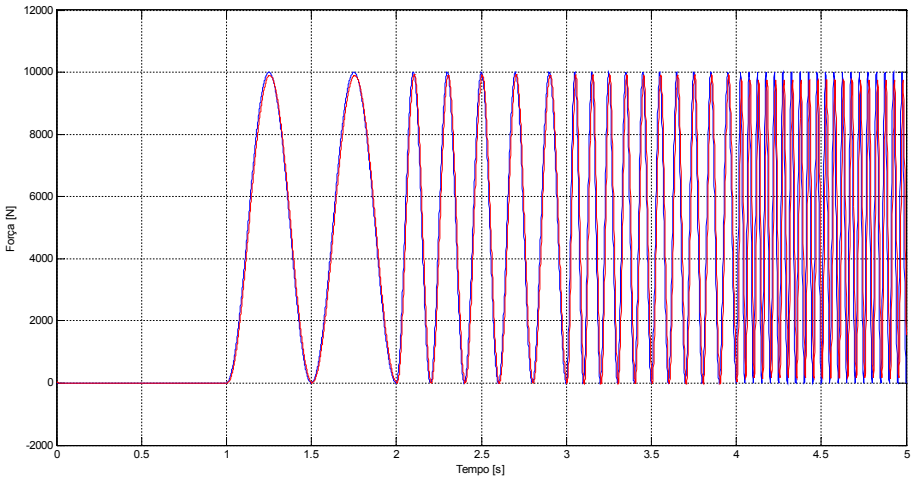


Figura 5.79: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média.

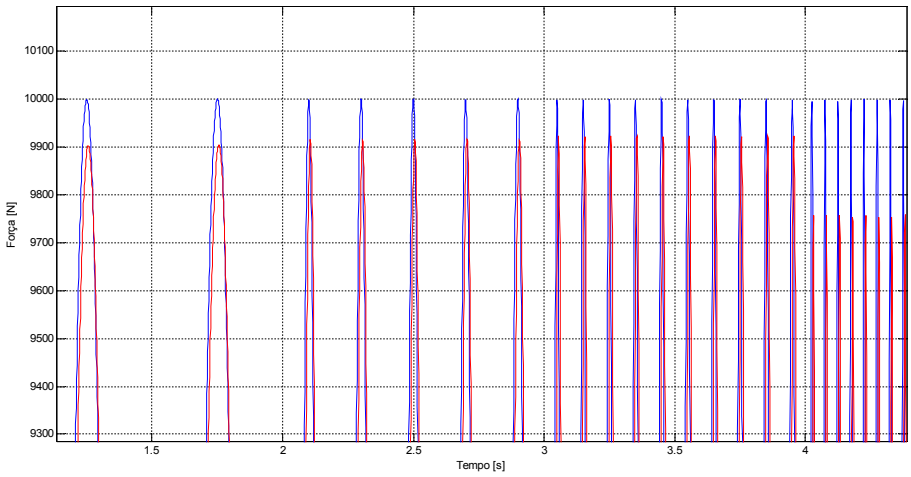


Figura 5.80: Cilindro com posição inicial a 350 mm, rigidez equivalente de 60 kN/mm e variação de carga média – detalhe.

Como seria de esperar o erro a alta frequência ultrapassa o valor admissível, contudo o sistema tem um comportamento estável, o que é importante.

Neste capítulo, vimos que é possível encontrar um controlador capaz de ser imune a:

i. incerteza paramétrica do sistema, como a largura de banda da válvula e do cilindro, entre outros;

ii. variações do ambiente, neste caso materializadas por um ambiente caracterizado por uma carga elástica e variações de força externa.

Quer para o controlador de baixa dinâmica, quer para o de média/alta dinâmica, sempre que os limites de cálculo dos intervalos de incerteza paramétrica tenham sido cumpridos, o sistema responde dentro da especificação.

Outro facto significativo é o do sistema, fora dos limites, comportar-se de forma estável e permitir que, por ajuste do ganho, ainda seja possível melhorar o seu comportamento, como por exemplo em 5.3.4.2. Para este facto contribui a boa margem de ganho definida, bem como o sistema ser incondicionalmente estável.

Em relação ao erro no seguimento de trajectórias, os gráficos seguintes ilustram bem da robustez destes controladores.

Para os resultados de baixa dinâmica, recorreu-se ao controlador que apresenta menos *ripple* e amplificação, equações 5.3.

Para os resultados de média-alta dinâmica é preciso recordar que houve solicitações que ultrapassaram os limites de funcionamento impostos para a válvula (± 25% de abertura).

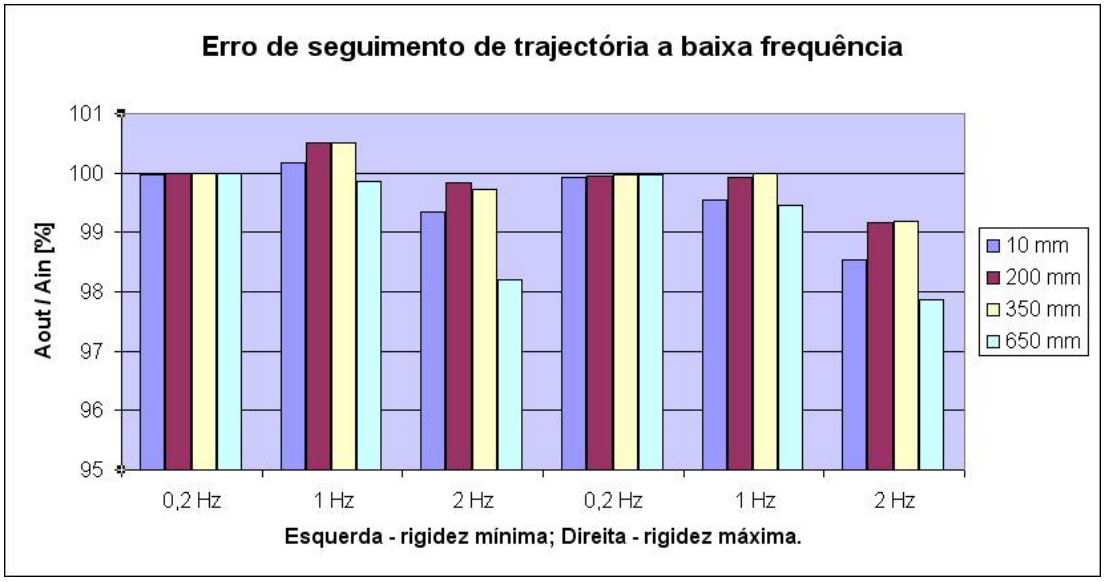


Figura 5.81: Erro de seguimento a baixa frequência.

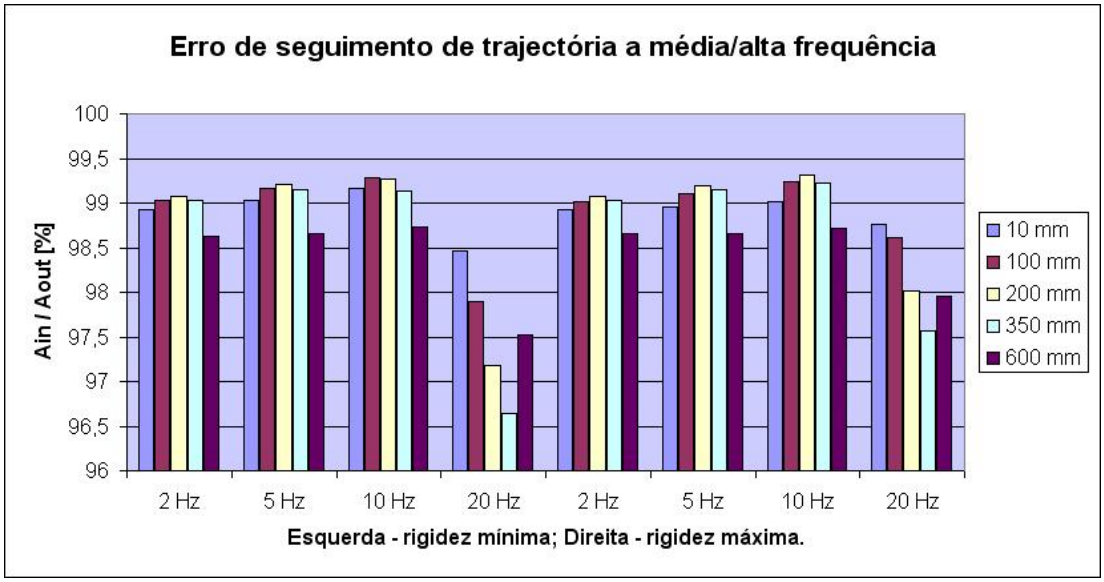


Figura 5.82: Erro de seguimento a média/alta frequência.

6 Conclusões e trabalho futuro

O trabalho apresentado nesta dissertação tem por objectivo o desenvolvimento de controladores robustos de força, para servoactuadores hidráulicos, capazes de suportar variações, ou incerteza de valor, de parâmetros do servoactuador e do ambiente.

A descrição de todo o *hardware* de suporte ao trabalho realizado, permite ao leitor reproduzir no futuro todos os resultados aqui obtidos. Por esse motivo foi dada particular atenção à descrição da componente de aquisição e tratamento de dados, quer pela descrição técnica dos transdutores, quer pela descrição pormenorizada do hardware e *software* de aquisição e filtragem de dados.

Na criação do modelo não linear, foi dada particular atenção à estimação de parâmetros, da válvula proporcional e cilindro hidráulico, com o intuito de aumentar a fiabilidade do modelo.

Para o modelo da válvula recorreu-se ao trabalho desenvolvido em [Ferreira, et al., 02] que, de uma forma muito prática e directa, simplifica a obtenção do modelo não linear, estático e dinâmico, a partir de valores de catálogo.

O modelo do cilindro foi obtido considerando a metodologia tradicional, tal como em [Merritt, 67] por exemplo, para o caso particular de cilindros assimétricos. Por motivos de simplificação, não foi considerado o modelo de atrito, tal como identificado em resultados experimentais, com componente de Coulomb, atrito viscoso e efeito de Stribeck, mas apenas o atrito viscoso. A razão para esta simplificação, prende-se com o facto de: (i) o efeito de Coulomb ser tão baixo face à força máxima do actuador e ensaios pretendidos; (ii) o efeito de Stribeck, apesar de visível no resumo, não produzir *stick-slip* visível nos ensaios efectuados.

No caso do ambiente recorreu-se ao pior caso possível, do ponto de vista do controlo, o de uma carga puramente elástica ou seja, sem inércia nem amortecimento.

Ao contrário do habitual, no caso de servoactuadores para ensaios dinâmicos o servoactuador utilizado é assimétrico. Este facto acarreta um esforço maior na

identificação de parâmetros internos, tal como o coeficiente de caudal-pressão, importantes na descrição matemática da dinâmica do servoactuador. Foi, então, necessário identificar as superfícies tridimensionais do servoactuador, que relacionam abertura da gaveta com queda de pressão e caudal em cada câmara, de forma a permitir a identificação desses parâmetros. Neste trabalho foi importantíssimo o modelo não linear criado, pois permitiu a construção destas superfícies sem que se tivesse de recorrer ao sistema real, situação que seria de elevada dificuldade.

O desenvolvimento de controladores robustos no domínio das frequências passa, inevitavelmente, pela linearização do modelo não linear. Tal como nos passos anteriores, recorreu-se à metodologia clássica, se assim se pode chamar, encontrada em literatura como [Merritt, 67], dirigindo o resultado final para um formato que se adequa à teoria a implementar para a síntese do controlador, o QFT. O resultado final foi, então, um modelo linear com termos linearizados, caracterizados por um intervalo de incerteza definido pelos pontos de funcionamento, mínimo e máximo, impostos pela nossa especificação.

O QFT é uma teoria de desenvolvimento de controladores robustos, no domínio da frequência, cujo objectivo primeiro é permitir ao utilizador, de uma forma simples e directa, avaliar o compromisso entre desempenho, complexidade, largura de banda, entre outros parâmetros. É uma teoria que permite com facilidade, como podemos observar neste trabalho, obter controladores robustos, com ganho mínimo para cada frequência de interesse, e de baixo peso computacional.

Os resultados obtidos, com os controladores desenvolvidos usando QFT, superaram as expectativas iniciais, nomeadamente nos resultados obtidos fora dos valores nominais de incerteza paramétrica.

No arranque para este trabalho julgava-se que a variação paramétrica seria demasiado elevada. Assim, não era espectável ter apenas dois controladores capazes de abranger toda a gama de desempenho especificada. Felizmente, o QFT veio a revelar-se uma ferramenta que superou todas as expectativas do autor, permitindo obter os resultados apresentados de forma simples, rápida e robusta.

Apesar da sensação de missão cumprida, surgem sempre questões que o tornam menos completo e que, discutidas abertamente e em tom de critica construtiva, permitem no futuro melhorar e aperfeiçoar este trabalho. Aqui ficam algumas sugestões.

O modelo matemático não linear, do cilindro, pode ser mais aproximado à realidade se:

- for introduzido o modelo não linear de atrito recorrendo, por exemplo, a um modelo dinâmico de LuGre entre outros, como descrito em [Ferreira, 03];
- for considerado o modelo de fugas entre as câmaras do cilindro permitindo, desta forma, incluir no âmbito do modelo:
  - ✔ cilindros com chumaceiras hidrostáticas;
  - ✔ cilindros com ajuste de amortecimento por ajuste externo de fuga entre câmaras.

Como se discute mais à frente, o controlador certamente terá uma implementação discreta, ou seja, num sistema digital. Por esta razão, o modelo linearizado utilizado para síntese do controlador, deve ser discreto.

Considerando que na saída do controlador tem sempre de existir uma discretização, devido ao ADC, na geração e medida da grandeza, de *feedback*, surgem dois cenários possíveis:

i. a discretização é aplicada apenas na linha de *feedback*, devido ao ADC e filtragem analógica e/ou digital;

ii. a discretização é aplicada de igual forma na referência gerada e na linha de *feedback*.

No primeiro cenário, a síntese do controlador terá de ter em conta o desvio temporal no erro, devido à dessincronização entre referência e *feedback*. No segundo cenário, o mais interessante e equilibrado, a referência é modificada por forma a ser sincronizada temporalmente com o *feedback*. Desta forma, o erro calculado é a diferença real entre duas grandezas obtidas no mesmo instante de tempo, e o problema da dessincronização não se coloca.

A implementação física de um controlador levanta alguns problemas, dependendo da metodologia seguida e forma de implementação. Existem duas formas de implementar um controlador:

i. analógica;

ii. discreta, recorrendo a sistemas de tempo real ou a sistemas equipados com DSP.

A primeira solução, de todo mais interessante dada a sua elevada largura de banda, é de implementação muito mais complexa que a segunda solução, mas permite passar directamente das funções transferência lineares, obtidas no fim da síntese do controlador, para o sistema físico. Pessoalmente, e depois de ter visto na prática um controlador proporcional analógico a funcionar, o autor tem uma enorme curiosidade em ver este trabalho ser implementado desta forma, bem como uma enorme confiança no alto sucesso dessa implementação. Para finalizar, a extrema robustez dos controladores obtidos não obriga a diversas configurações, pelo que se enquadram perfeitamente numa implementação, em termos de configuração, mais rígida.

A solução discreta, muito mais flexível e fácil de implementar, implica converter as equações lineares obtidas para o plano discreto, e ter uma frequência de amostragem que assegure a largura de banda pretendida, bem como o cumprimento das especificações. A título de exemplo, na figura 6.1 podemos ver o resultado da discretização do controlador para ensaios dinâmicos, com uma frequência de amostragem de 2 kHz e método de conversão *PreWarp*. Caso se tivesse recorrido ao

método de conversão ZOH, para a mesma frequência de amostragem, o resultado seria o da figura 6.2. Como podemos observar, os resultados não são muito diferentes do contínuo, pelo menos até à frequência de 20 Hz, e os melhores são obtidos com o método de PreWarp. Neste método apenas a margem de ganho não é cumprida a alta frequência, enquanto que no ZOH o desvio inicia-se mais cedo.

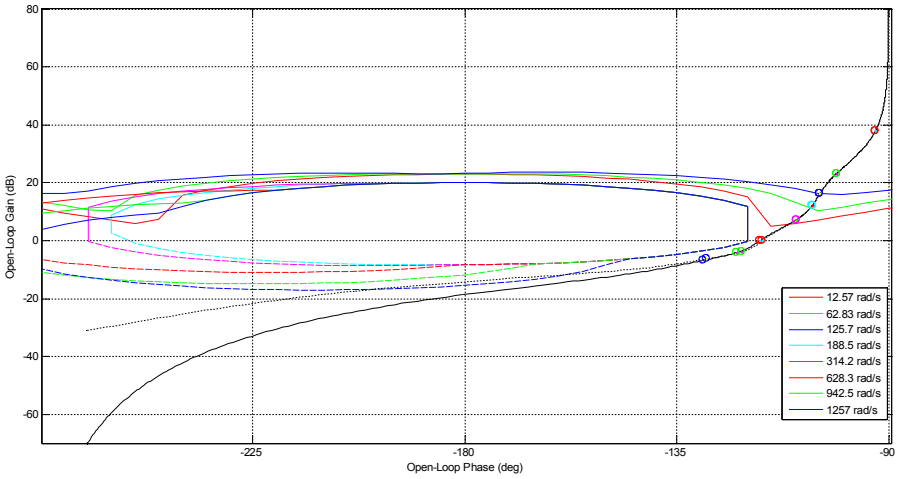


Figura 6.1: Discretização, linha picotada, pelo método PreWarp e frequência de amostragem 2 kHz.

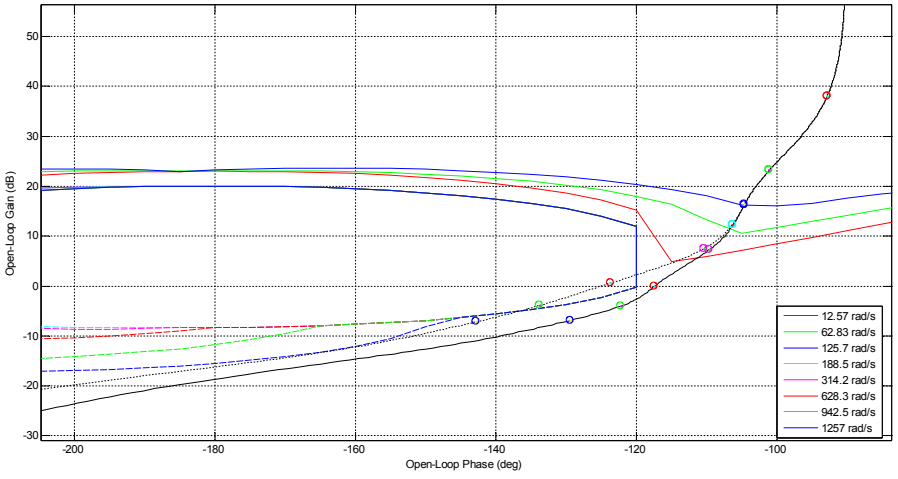


Figura 6.2: Discretização, linha picotada, pelo método ZOH e frequência de amostragem 2 kHz.

Se fosse utilizada uma frequência de amostragem mais alta, por exemplo 20 kHz, os resultados seriam, para ambos os métodos de conversão, idênticos aos obtidos pelo método contínuo.

Outra opção, na eventualidade de ser imperativo implementar o controlador de forma discreta, é fazer toda a síntese do controlador de forma discreta, ou seja, descrito por funções transferência no espaço *z*. Desta forma, e conhecendo à partida a frequência de amostragem disponível, é possível ajustar o controlador para cumprir com as especificações, sem ser necessário recorrer a métodos de conversão com todos os problemas inerentes.

Por fim, deve ser tido em consideração, no modelo e especificação do controlador, o efeito nefasto que o ruído eléctrico tem sobre as medidas obtidas, mesmo após filtragem. O método QFT permite, [Yaniv, 99], colocar uma especificação de rejeição de ruído que, de forma indirecta, foi já utilizada para estabelecer a margem de ganho do nosso sistema sob a forma da especificação (v) em 5.3.2.

Referências

[D'Azzo and Houpis, 95]: J.J.D'Azzo, C.H.Houpis, Linear Control System Analysis and Design, 1995, McGraw-Hill International Editions, ISBN: 0-07-113295-3

[Eaton, 98]: Eaton-Vickers, Proporcional directional valves with feedback - K(B)SDG4V-3, 1* Series, 1998

[Ferreira, 03]: Jorge A.F. Ferreira, Modelação de Sistemas Hidráulicos para Simulação com Hardware-in-the-loop, Tese de Doutoramento, Universidade de Aveiro, 2003

[Ferreira, et al., 02]: J.A.Ferreira, F.G.Almeida, M.R.Quintas, Semi-empirical model for a hydraulic servo-solenoid valve, 2002, Proc Instn Mech Engrs Part I: J Systems and Control Engineering, Vol 216, Pág.237 a 248

[Horowitz, 63]: Isaac M. Horowitz, Synthesis of Feedback Systems, 1963, Academic Press

[Merritt, 67]: Herbert E. Merritt, Hydraulic Control Systems, 1967, John Wiley & Sons Inc, ISBN: 0-471-59617-5

[Niksefat and Sepehri, 01]: Navid Niksefat, Nariman Sepehri, Designing Robust Force Control of Hydraulic Actuators Despite System and Environment Uncertainties, 2001, IEEE Control Systems Magazine, April 2001, Pág.66 a 77

[Numerical Recipes, 07]: Cambridge University, Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing, 2007, Cambridge University Press, ISBN: 978-0-521-88068-8

[Ogata, 90]: Katsuhiko Ogata, Engenharia de Controle Moderno, 1990, Prentice Hall, ISBN: 85-7054-045-0

[Oppenheim, 99]: A.V. Oppenheim; R.W. Schaffer; J.R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, 1999, Prentice Hall, ISBN: 0137549202

[Savitzky, 64]: Savitzky, A and Golay, M.J.E., Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedure, 1964

[Timoshenko, 83]: Timoshenko, Stephen P., History of The Strength of Materials, 1983, Dover Publications, ISBN: 0486611876

[Viersma, 80]: Taco J. Viersma, Analysis, synthesis, and design of hydraulic servosystems and pipelines, 1980, Elsevier Scientific Pub. Co, ISBN: 0-444-41869-5

[Yaniv, 99]: Oded Yaniv, Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems, 1999, Kluwer Academic Publishers, ISBN: 0-7923-8529-2

Anexo A

No cilindro assimétrico a força hidráulica é dada por:

$$f_a = p_A \cdot A_A - p_B \cdot A_B \tag{1}$$

As pressões, na câmara A e B, são dadas pelas seguintes equações em Laplace:

$$\begin{aligned} P_A &= \frac{A_A \cdot s}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \cdot X + \frac{K_s{}^A}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \cdot X_{sp} \\ P_B &= \frac{A_B \cdot s}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \cdot X - \frac{K_s{}^B}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \cdot X_{sp} \end{aligned} \tag{2}$$

Considerando o cilindro em movimento sem oposição, temos:

$$F_a = (M_a \cdot s^2 + B_a \cdot s) \cdot X \tag{3}$$

Substituindo 2 e 3 em 1, e reorganizando os termos:

$$\begin{aligned} &\left[M_a \cdot s^2 + B_a \cdot s + \frac{A_A{}^2 \cdot s}{C_A \cdot s + K_c{}^A} + \frac{A_B{}^2 \cdot s}{C_B \cdot s + K_c{}^B} \right] \cdot X = \\ &\left[\frac{K_s{}^B \cdot A_B}{C_B \cdot s + K_c{}^B} + \frac{K_s{}^A \cdot A_A}{C_A \cdot s + K_c{}^A} \right] \cdot X_{sp} \end{aligned} \tag{4}$$

O denominador comum é:

$$(C_A \cdot s + K_c{}^A) \cdot (C_B \cdot s + K_c{}^B) = C_A \cdot C_B \cdot s^2 + (C_A \cdot K_c{}^A + C_B \cdot K_c{}^B) \cdot s + K_c{}^A \cdot K_c{}^B \tag{5}$$

O numerador do coeficiente de X fica:

$$\begin{aligned} &(M_a \cdot C_A \cdot C_B) \cdot s^4 + \\ &(M_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + M_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot C_B) \cdot s^3 + \\ &(M_a \cdot K_c{}^A \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + B_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + A_A{}^2 \cdot C_B + A_B{}^2 \cdot C_A) \cdot s^2 + \\ &(B_a \cdot K_c{}^A \cdot K_c{}^B + A_A{}^2 \cdot K_c{}^B + A_B{}^2 \cdot K_c{}^A) \cdot s \end{aligned} \tag{6}$$

O termo em s é muito pequeno, podendo ser desprezado, donde:

$$\frac{X}{X_{sp}} = \frac{(K_s{}^B \cdot A_B \cdot C_A + K_s{}^A \cdot A_A \cdot C_B) \cdot s + K_s{}^B \cdot A_B \cdot K_c{}^A + K_s{}^A \cdot A_A \cdot K_c{}^B}{\alpha \cdot s^2 + \beta \cdot s + \chi}$$

com

$$\begin{aligned} \alpha &= M_a \cdot C_A \cdot C_B \\ \beta &= M_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + M_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot C_B \\ \chi &= M_a \cdot K_c{}^A \cdot K_c{}^B + B_a \cdot C_A \cdot K_c{}^A + B_a \cdot C_B \cdot K_c{}^B + A_A{}^2 \cdot C_B + A_B{}^2 \cdot C_A \end{aligned} \tag{7}$$

Fica assim demonstrado que:

$$2 \cdot \zeta \cdot w_n = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{K_c{}^B}{C_A} + \frac{K_c{}^A}{C_B} + \frac{B_a}{M_a} \tag{8}$$