



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Departamento de Engenharia Electrotécnica/Secção de Controlo e Decisão

Controlo Supervisionado

Por

Fernando Jorge Martins Almeida Costa

Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores.

Orientador: Fernando José Almeida Vieira do Coito

Júri:

Presidente - Doutor Luís Filipe dos Santos Gomes

Vogais - Doutor Fernando José Almeida Vieira do Coito

Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma

Março de 2011

Controlo Supervisionado[©] , Fernando Costa, FCT/UNL - A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa tem o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Quero agradecer aos meus pais e ao meu irmão pelo apoio dado ao longo do curso. Agradeço também aos meus amigos e colegas de curso, cuja companhia ajudou a passar muitas horas de estudo. Aos que me acompanharam desde o início, André Pereira, Gustavo Fradique, Pedro Meireles, Amílcar Ferreira, José Baleia, Renato Sousa e aos que apareceram depois, Ramiro Morais, João Cordeiro e Nuno Dias. Agradeço à Vera por me ter ajudado a ultrapassar os momentos de maior dificuldade e nunca me ter deixado desistir. Agradeço a todos os meus alunos que neste último ano, sem saberem, ajudaram-me imenso na elaboração desta dissertação. Um grande agradecimento ao professor Fernando Coito pela excelente capacidade de orientação ao longo desta dissertação.

Quero agradecer também a todos os outros que directa ou indirectamente contribuíram para a finalização do meu mestrado e dissertação.

Resumo

Este trabalho aborda o problema do controlo de sistemas cujas características dinâmicas se alteram de forma significativa em curto espaço de tempo. Com este objectivo em mente, estudam-se estruturas de controlo em que o controlador a colocar no anel de controlo é seleccionado de entre um conjunto pré-definido, de acordo com um mecanismo de decisão. Estes sistemas são designados por sistemas de controlo supervisionado adaptativo.

Neste projecto é realizado um estudo de técnicas de controlo supervisionado aplicado a uma estrutura multi-controlador comutada. São estudadas e implementadas duas abordagens distintas para a escolha do controlador no sistema de supervisão: na abordagem mais comum na literatura, a selecção do controlador é baseada na utilização de estimadores do comportamento do sistema, e o critério de selecção prende-se com a “qualidade” do estimador; na outra, a selecção do controlador é realizada através de uma avaliação directa do potencial desempenho de cada controlador presente num conjunto de controladores pré-definidos.

Para o projecto dos controladores individuais usam-se métodos que fazem uso de modelos paramétricos do processo, e também métodos baseados em modelos não paramétricos. As diferentes estruturas de controlo e supervisão são analisadas e simuladas com recurso ao software Matlab. Como plataforma de teste experimental foi desenvolvida de raiz uma aplicação na plataforma .NET com recurso à linguagem C#. Os sistemas de controlo supervisionado estudados são avaliados no controlo de um processo de escala laboratorial (processo térmico PCT 37-100).

Abstract

The work on this thesis addresses the issue of control on systems whose dynamic characteristics change significantly in a short period time. With this goal in mind, control structures are studied in which the controller that will be placed in the control loop is selected from a predefined set of controllers, according to a decision mechanism. These systems are called adaptive supervisory control systems.

A study of supervisory control techniques, applied to a switched multi-controller structure, is made in this project. Two different approaches for choosing the controller are studied and implemented, on the supervisory system: on the most common approach in the literature, the selection of the controller is based on the use of estimators of the system behavior and the selection criteria relates to the "quality" of the estimator; on the other, the selection of the controller is performed through a direct evaluation of the potential performance of each controller present in a set of predefined controllers.

For the design of each individual controller, methods that make use of parametric models of the process and also methods based on non-parametric models are used. The different supervision and control structures are analyzed and simulated using the Matlab software. As an experimental test platform, an application was developed from scratch using .NET platform through the C# language. The studied supervisory control systems are evaluated on the control of a laboratorial scale process (Feedback's thermal process, PCT 37-100).

Dedicatória

Dedico esta dissertação ao meu afilhado Filipe.

Simbologia e Notações

k – Amostra

ρ – Factor de esquecimento

V – Índice de desempenho

γ – Margem de refutação

u – Sinal de controlo

e – Sinal de erro

r – Sinal de referência

r_{fict} – Sinal de referência fictício

y – Sinal de saída

y_{fict} – Sinal de saída fictício

T_a – Tempo de amostragem

VA – Velocidade Alta

VB – Velocidade Baixa

VM – Velocidade Média

Índice de Matérias

Capítulo 1 – Introdução.....	1
1.1 Motivação/Contexto	2
1.2 Objectivos.....	2
1.3 Organização.....	3
Capítulo 2 – Controlo Supervisionado.....	5
2.1 Controlo Adaptativo	6
2.2 Controlo Supervisionado Adaptativo	6
2.2.1 Supervisão Baseada em Estimadores.....	9
2.2.2 Supervisão Baseada em Desempenho	10
Capítulo 3 – Controlo Supervisionado Baseado em Estimadores	11
3.1 Introdução	12
3.2 Estrutura do Multi-Controlador	12
3.2.1 Modelo Linear em Tempo Discreto.....	13
3.2.2 Observadores de Estado	15
3.3 A Estrutura do Multi-Estimador	18
3.4 O Processo PCT 37-100.....	18
3.4.1 Descrição do Sistema	18
3.4.2 Funcionamento do Sistema.....	19
3.4.3 Modelação do Processo	21
3.5 Projecto de Controladores por Retroacção Linear de Variáveis de Estado (RLVE)	26
3.5.1 Estudo da Adição do Efeito Integral	30
3.5.2 Implementação do Mecanismo Anti-Windup	32
3.5.3 Teste no Processo PCT 37-100	32
3.6 Controlo Supervisionado do PCT 37-100	34
3.6.1 Resultados em Simulação.....	35
3.6.2 Resultados no Processo PCT 37-100	40
Capítulo 4 – Controlo Supervisionado Baseado em Desempenho através de Modelos Paramétricos	47
4.1 Introdução	48
4.2 Estrutura de Supervisão	48
4.2.1 Monitorização de Desempenho	49

4.2.2	Sistema de Decisão.....	53
4.3	Resultados em Simulação.....	54
4.3.1	Estudo dos Índices de Desempenho	54
4.3.2	Estudo dos Sinais Fictícios.....	55
4.3.3	Estudo do Factor de Esquecimento.....	56
4.3.4	Estudo da Comutação	57
4.4	Resultados no Processo PCT 37-100	61
4.4.1	Estudo do Mecanismo de Histerese.....	61
4.4.2	Sistema Supervisionado Final.....	63
Capítulo 5 – Controlo Supervisionado Baseado em Desempenho através de Modelos em Frequência.....		67
5.1	Introdução.....	68
5.2	Modelação em Frequência do Processo PCT 37-100	68
5.3	Projecto de Controladores por Resposta em Frequência	74
5.3.1	Optimização através de PSO – Controlador Fraccional.....	74
5.3.2	Implementação do Controlador Fraccional.....	78
5.3.3	Teste no Processo PCT 37-100	82
5.4	Controlo Supervisionado do PCT 37-100	83
5.4.1	Resultados em Simulação.....	84
5.4.2	Resultados no Processo PCT 37-100	89
Capítulo 6 – Conclusões		93
6.1	Conclusões Finais	94
6.2	Perspectivas de Trabalho Futuro.....	95
Referências.....		96
Apêndice A		98
Apêndice B		100
Apêndice C.....		100

Índice de Figuras

FIGURA 2.1 - ARQUITECTURA DO CONTROLO SUPERVISIONADO	7
FIGURA 2.2 – SUPERVISÃO BASEADA EM ESTIMADORES	9
FIGURA 2.3 – SUPERVISÃO BASEADA EM DESEMPENHO	10
FIGURA 3.1- ESQUEMA CONCEPTUAL DA SUPERVISÃO BASEADA EM ESTIMADORES	12
FIGURA 3.2 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA REPRESENTAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS	13
FIGURA 3.3 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLO POR RLVE	14
FIGURA 3.4 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLO POR RLVE COM EFEITO INTEGRAL	15
FIGURA 3.5 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO OBSERVADOR	15
FIGURA 3.6 – BLOCO ESTIMADOR.....	18
FIGURA 3.7 – PROCESSO TÉRMICO PCT 37-100 - CONTROLADOR DA VELOCIDADE DE ROTAÇÃO.....	19
FIGURA 3.8 – REPRESENTAÇÃO DO PCT 37-100	19
FIGURA 3.9 – ESTUDO DO PCT 37-100.....	20
FIGURA 3.10 – ESTUDO DA LINEARIDADE DO PCT 37-100	20
FIGURA 3.11 – ESTUDO DO GANHO ESTÁTICO DO PCT 37-100	21
FIGURA 3.12 – DADOS PARA MODELAÇÃO DO PONTO VB.....	22
FIGURA 3.13 – DADOS DE ESTIMAÇÃO PARA VB, VM E VA	23
FIGURA 3.14 – MODELOS VS DADOS DE VALIDAÇÃO (REFERÊNCIA (AZUL), SAÍDA DO MODELO (VERDE), SAÍDA DO PROCESSO (VERMELHO)); A)VB B) VM C)VA	24
FIGURA 3.15 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA CADA PONTO DE FUNCIONAMENTO	25
FIGURA 3.16 – RESPOSTA AO DEGRAU PARA CADA PONTO DE FUNCIONAMENTO	25
FIGURA 3.17 – RESPOSTA AO DEGRAU DE CADA CONTROLADOR (REFERÊNCIA (AZUL), RESPOSTA (VERDE)); A) PONTO VB B) PONTO VM C) PONTO VA	27
FIGURA 3.18 – CONTROLO CRUZADO (REFERÊNCIA (AZUL), SAÍDA VB (VERDE), SAÍDA VM (VERMELHO), SAÍDA VA (CYAN)) . A) PONTO VB B) PONTO VM C) PONTO VA	28
FIGURA 3.19 - ESTRUTURA MULTI-CONTROLADOR COM EFEITO INTEGRAL NO ANEL EXTERIOR DE CONTROLO	28
FIGURA 3.20 – COMPARAÇÃO DA RESPOSTA DOS CONTROLADORES COM E SEM EFEITO INTEGRAL (REFERÊNCIA (AZUL), RESPOSTA COM EFEITO INTEGRAL (VERMELHO), RESPOSTA SEM EFEITO INTEGRAL (VERDE)); A) PONTO VB B)PONTO VM C) PONTO VA	29
FIGURA 3.21 - CONTROLO CRUZADO COM EFEITO INTEGRAL (REFERÊNCIA (AZUL), SAÍDA VB (VERDE), SAÍDA VM (VERMELHO), SAÍDA VA (CYAN)); A) PONTO VB B) PONTO VM C) PONTO VA.....	30
FIGURA 3.22 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA COM E SEM EFEITO INTEGRAL.....	31
FIGURA 3.23 – COMPARAÇÃO ENTRE FILTRO DE KALMAN E OBSERVADOR ASSIMPTÓTICO (SAÍDA ESTIMADA (AZUL), SAÍDA DO PROCESSO (VERDE)).....	33
FIGURA 3.24 – RESPOSTA DOS CONTROLADORES RLVE NO PCT 37-100 (REFERÊNCIA (AZUL), RESPOSTA DO PROCESSO (VERDE), RESPOSTA SIMULADA (VERMELHO)); A) PONTO VB B)PONTO VM C) PONTO VA.....	33
FIGURA 3.25 – ARQUITECTURA DA SUPERVISÃO BASEADA EM ESTIMADORES	34
FIGURA 3.26 – COMUTAÇÃO ENTRE VB E VM – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	36
FIGURA 3.27 – COMUTAÇÃO ENTRE VB E VA – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	36
FIGURA 3.28 – COMUTAÇÃO ENTRE VM E VB – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	37
FIGURA 3.29 – COMUTAÇÃO ENTRE VM E VA – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	37
FIGURA 3.30 – COMUTAÇÃO ENTRE VA E VB – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	38

FIGURA 3.31 – COMUTAÇÃO ENTRE VA E VM – RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	38
FIGURA 3.32 – SISTEMA SUPERVISIONADO FINAL - COMUTAÇÃO VB →VM →VA - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	39
FIGURA 3.33 – FLUXOGRAMA DO FUNCIONAMENTO DO MECANISMO DE TEMPO DE PERMANÊNCIA.....	40
FIGURA 3.34 – EFEITO DA COMUTAÇÃO RÁPIDA NA RESPOSTA DO PROCESSO E NA ACÇÃO DE CONTROLO	41
FIGURA 3.35 – EFEITO DA COMUTAÇÃO RÁPIDA NOS ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E NA ESCOLHA DO CONTROLADOR.....	41
FIGURA 3.36 – SISTEMA SUPERVISIONADO FINAL – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – SAÍDA DO PROCESSO E ACÇÃO DE CONTROLO	43
FIGURA 3.37 - SISTEMA SUPERVISIONADO FINAL – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	43
FIGURA 3.38 - SISTEMA SUPERVISIONADO FINAL – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – SAÍDA DO PROCESSO E ACÇÃO DE CONTROLO	44
FIGURA 3.39 - SISTEMA SUPERVISIONADO FINAL – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	44
FIGURA 4.1 - ARQUITECTURA DA SUPERVISÃO BASEADA EM DESEMPENHO	48
FIGURA 4.2 – ARQUITECTURA DO MONITOR DE DESEMPENHO	49
FIGURA 4.3 – ARQUITECTURA DO MODELO DE REFERÊNCIA	50
FIGURA 4.4 – COMPARAÇÃO ENTRE AS RESPOSTAS DOS PONTOS DE FUNCIONAMENTO EM ANEL FECHADO E DO MODELO DE REFERÊNCIA	51
FIGURA 4.5 – NÍVEL DE ESQUECIMENTO PARA DIFERENTES ρ	52
FIGURA 4.6 – ANDAMENTO DOS ÍNDICES DE DESEMPENHO (VB (AZUL), VM (VERDE), VA (VERMELHO)).....	54
FIGURA 4.7 – SINAIS FICTÍCIOS E ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA VA COM CONTROLADOR VA (VB (AZUL), VM (VERDE), VA (VERMELHO))	55
FIGURA 4.8 – ANDAMENTO DOS ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA A) $\rho = 1$ B) $\rho = 0.7$ C) $\rho = 0.8$ D) $\rho = 0.9$	56
FIGURA 4.9 - ESTRUTURA MULTI-CONTROLADOR COM EFEITO INTEGRAL NO ANEL EXTERIOR DE CONTROLO.....	57
FIGURA 4.10 – COMUTAÇÃO ENTRE VB E VM - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	58
FIGURA 4.11 – COMUTAÇÃO ENTRE VB E VA - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	59
FIGURA 4.12 – COMUTAÇÃO ENTRE VM E VB - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	59
FIGURA 4.13 – COMUTAÇÃO ENTRE VM E VA - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	60
FIGURA 4.14 – COMUTAÇÃO ENTRE VA E VB - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	60
FIGURA 4.15 – COMUTAÇÃO ENTRE VA E VM - RESPOSTA DO PROCESSO, ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	61
FIGURA 4.16 – EFEITO DA COMUTAÇÃO RÁPIDA NA SAÍDA DO PROCESSO E NA ACÇÃO DE CONTROLO.....	62
FIGURA 4.17 - EFEITO DA COMUTAÇÃO RÁPIDA NOS ÍNDICES DE DESEMPENHO E NA ESCOLHA DO CONTROLADOR	62
FIGURA 4.18 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – SAÍDA DO PROCESSO E ACÇÃO DE CONTROLO 63	
FIGURA 4.19 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	64
FIGURA 4.20 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	64
FIGURA 4.21 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – ÍNDICES DE COMUTAÇÃO E CONTROLADOR ACTIVO	65
FIGURA 5.1 – SINAL DE EXCITAÇÃO	69
FIGURA 5.2 – SINAL DE RESPOSTA PARA VB	69

FIGURA 5.3 – SINAL DE RESPOSTA PARA VB APÓS PROCESSAMENTO	70
FIGURA 5.4 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA VB (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	70
FIGURA 5.5 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA VM (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	71
FIGURA 5.6 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA VA (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	72
FIGURA 5.7 – COMPARAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ENTRE O MODELO PARAMÉTRICO VB E O MODELO EM FREQUÊNCIA VB (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	72
FIGURA 5.8 - COMPARAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ENTRE O MODELO PARAMÉTRICO VM E O MODELO EM FREQUÊNCIA VM (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	73
FIGURA 5.9 - COMPARAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ENTRE O MODELO PARAMÉTRICO VA E O MODELO EM FREQUÊNCIA VA (ESCALA DE FREQUÊNCIA EM Hz)	73
FIGURA 5.10 – COMPARAÇÃO ENTRE ANEL FECHADO COM CONTROLADOR FRACCIONAL E MODELO DE REFERÊNCIA PARA O PONTO DE FUNCIONAMENTO VB	76
FIGURA 5.11 - COMPARAÇÃO ENTRE ANEL FECHADO COM CONTROLADOR FRACCIONAL E MODELO DE REFERÊNCIA PARA O PONTO DE FUNCIONAMENTO VM	76
FIGURA 5.12 - COMPARAÇÃO ENTRE ANEL FECHADO COM CONTROLADOR FRACCIONAL E MODELO DE REFERÊNCIA PARA O PONTO DE FUNCIONAMENTO VA	77
FIGURA 5.13 – COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADOR FRACCIONAL E INTEIRO VB	79
FIGURA 5.14 – COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADOR FRACCIONAL E INTEIRO VM	79
FIGURA 5.15 – COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADOR FRACCIONAL E INTEIRO VA	80
FIGURA 5.16 - RESPOSTA AO DEGRAU DE CADA CONTROLADOR (REFERÊNCIA (AZUL), RESPOSTA (VERDE)); A) PONTO VB B) PONTO VM c) PONTO VA	81
FIGURA 5.17- CONTROLO CRUZADO (REFERÊNCIA (AZUL), SAÍDA VB (VERDE), SAÍDA VM (VERMELHO), SAÍDA VA (CYAN)); A) PONTO VB b) PONTO VM c) PONTO VA	82
FIGURA 5.18 - RESPOSTA DOS CONTROLADORES NO PCT 37-100 (REFERÊNCIA (AZUL), RESPOSTA DO PROCESSO (VERDE), RESPOSTA SIMULADA (VERMELHO)); A) PONTO VB b) PONTO VM c) PONTO VA	82
FIGURA 5.19 – ESQUEMA DE SUPERVISÃO BASEADA EM DESEMPENHO	83
FIGURA 5.20 – ESTRUTURA MULTI-CONTROLADOR	83
FIGURA 5.21 - ANDAMENTO DOS ÍNDICES DE DESEMPENHO (VB (AZUL), VM (VERDE), VA (VERMELHO))	85
FIGURA 5.22 – ANDAMENTO DOS ÍNDICES DE DESEMPENHO PARA UM SISTEMA VARIANTE NO TEMPO	86
FIGURA 5.23 – ANDAMENTO DOS ÍNDICES PARA UM SISTEMA VARIANTE NO TEMPO COM AS ALTERAÇÕES PROPOSTAS	88
FIGURA 5.24 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – SAÍDA DO PROCESSO E ACÇÃO DE CONTROLO	90
FIGURA 5.25 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VA →VM →VB – ÍNDICES DE DESEMPENHO E CONTROLADOR ACTIVO	90
FIGURA 5.26 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – SAÍDA DO PROCESSO E ACÇÃO DE CONTROLO	91
FIGURA 5.27 - SISTEMA SUPERVISIONADO – COMUTAÇÃO VB →VM →VA – ÍNDICES DE DESEMPENHO E CONTROLADOR ACTIVO	91

Capítulo 1 - Introdução

Resumo: Neste capítulo é realizada uma breve introdução aos temas que vão ser desenvolvidos ao longo da dissertação.

1.1 Motivação/Contexto

Em certos sistemas um único controlador pode não ser suficiente para garantir os objectivos de estabilidade e desempenho. Por exemplo, sistemas cujas características dinâmicas se alteram de forma significativa ao longo do tempo. Estas alterações podem dever-se a perturbações, não linearidades do sistema, modificação de condições de funcionamento impostas externamente ou dos parâmetros físicos do processo (e.g. massa, inércia, viscosidade, etc.), entre outras possibilidades.

Para fazer face a este comportamento característico de certos sistemas, estudam-se estruturas de controlo em que o controlador a usar no anel de controlo é seleccionado de entre um conjunto pré-definido, de acordo com um mecanismo de decisão. Estes sistemas são designados por sistemas de controlo supervisionado adaptativo.

1.2 Objectivos

Pretende-se estudar a utilização de estruturas multi-controlador supervisionadas para fazer face ao problema do controlo de sistemas cujas características dinâmicas se alteram de forma significativa em curto espaço de tempo.

Este trabalho incide sobre duas estruturas de supervisão distintas: usando uma abordagem baseada em estimadores do comportamento do sistema, que é a mais comum na literatura, e utilizando um método de avaliação directa do potencial desempenho de cada controlador presente num conjunto de controladores pré-definidos. Esta segunda abordagem não é tão comum na literatura e com este trabalho pretende-se iniciar a implementação de uma estrutura que ofereça suporte à continuação deste tipo de trabalho.

Na supervisão baseada em estimadores são usados modelos de simulação, correspondentes a diferentes condições de funcionamento. Em cada instante de tempo, a saída do sistema é comparada com saída estimada para cada modelo. O modelo que possuir o menor erro será o que melhor traduz o estado actual do sistema, assumindo-se que o controlador correspondente é o mais adequado, sendo este colocado no anel de controlo.

A comutação por desempenho, inspirada no conceito *unfalsified* [1] não necessita de nenhuma consideração prévia sobre o processo. O desempenho de cada controlador candidato é estimado directamente a partir dos valores de entrada e saída do processo, sem ser necessário usá-lo no anel de controlo. A noção de desempenho considerada é uma medida de correlação entre o comportamento do controlador candidato e um certo comportamento de referência desejado para o sistema [7].

1.3 Organização

Este documento está dividido em seis capítulos, em que cada um tem uma contribuição importante para a compreensão global do projecto.

No primeiro capítulo é realizada a primeira introdução ao tema da dissertação. É descrita a motivação e o contexto do trabalho e também a definição de objectivos a alcançar.

No segundo capítulo são enunciadas as técnicas existentes para resolver o problema em questão e também é realizada uma perspectiva histórica dentro do tema.

O capítulo três é dedicado ao teste e implementação do controlo supervisionado baseado em estimadores. É descrita toda a estrutura de supervisão e também a plataforma de teste, o processo PCT 37-100. Aqui também é realizado o projecto da primeira abordagem de controlo por retroacção linear de variáveis de estado.

O capítulo quatro é dedicado ao teste e implementação do controlo supervisionado baseado em desempenho através de modelos paramétricos. Aqui é definida toda a estrutura de supervisão e são estudadas todas as condicionantes associadas.

O capítulo cinco é apresentado como uma validação dos resultados do capítulo quatro. É utilizada outra abordagem ao projecto de controladores, através da utilização de modelos de resposta em frequência do processo PCT 37-100.

Finalmente, no capítulo seis, são apresentadas as conclusões finais e linhas de investigação futuras, complementares ao trabalho apresentado.

Capítulo 2 – Controlo Supervisionado

Resumo: Neste capítulo é realizado o estado da arte das técnicas existentes de controlo supervisionado.

2.1 Controlo Adaptativo

As primeiras abordagens de controlo para sistemas cujas características dinâmicas variam ao longo do tempo tiveram origem nos anos 50 [9]. Foi nesta altura que a teoria do controlo adaptativo teve um grande desenvolvimento, principalmente devido as suas aplicações na área da indústria aeronáutica. As ideias base de hoje em dia como o controlo adaptativo por modelo de referência, reguladores auto-sintonizáveis, controlo dual e as redes neuronais tiveram origem nesta altura.

Tradicionalmente, a designação controlo adaptativo considera a existência de um único controlador, cujos parâmetros são sintonizados de acordo com o funcionamento de evidenciado pela instalação. No entanto, diversos autores [25, 28] estendem esta designação a controladores com parametrização e/ou estrutura variável, tais como os controladores com tabelamento de ganhos (Gain Scheduling) e estruturas multi-controlador.

2.2 Controlo Supervisionado Adaptativo

A ideia de integrar lógica de supervisão nos sistemas de controlo tradicionais não é recente. Considere-se o exemplo de uma instalação industrial em que um operador humano vai ajustando os parâmetros de controlo de forma a fazer face a alterações do ponto de funcionamento da instalação.

O problema considerado é o controlo de sistemas complexos em que as abordagens tradicionais de controlo, baseadas num único controlador, não satisfazem plenamente os requisitos de desempenho. No controlo supervisionado com múltiplos controladores existe um conjunto de controladores que são candidatos a integrar o anel de controlo. A selecção de qual destes controladores é utilizado baseia-se apenas nos dados recolhidos da instalação. Estes são usados por um “controlador de alto nível”, que tem a designação de *Sistema de Supervisão*, para calcular o grau de adequação de cada um dos controladores candidatos a entrar no anel de controlo.

A Figura 2.1 ilustra a arquitectura básica usada nesta estrutura de controlo supervisionado. Nesta figura u representa a acção de controlo, w uma perturbação exógena que pode ser, por exemplo, o ruído associado à leitura do sinal e y é a saída da instalação. A caixa a cinzento representa conceptualmente o esquema de controlo comutado.

O *Sistema de Supervisão* implementa o algoritmo que controla a comutação entre controladores, traduzida pelo sinal de comutação α . O seu propósito é recolher os dados medidos na instalação (u e y , neste caso) e decidir, a cada instante de tempo, qual o controlador que deve estar inserido no anel de controlo da instalação.

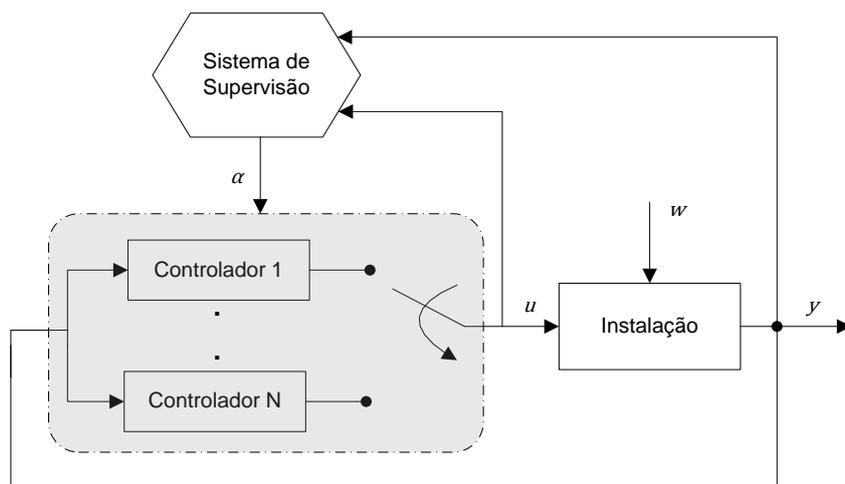


Figura 2.1 - Arquitectura do controlo supervisionado

Este componente combina dinâmica contínua com lógica discreta (eventos), fazendo deste um sistema híbrido. Este tipo de sistemas são estudados em [8].

Um sistema de controlo supervisionado pode ser considerado adaptativo, no sentido em que o sistema de supervisão se “adapta” a mudanças ocorridas na instalação.

As estruturas de controlo que utilizam o conceito de supervisor, têm a designação de estruturas supervisionadas. O controlo supervisionado tem inúmeras vantagens em relação ao controlo adaptativo tradicional, tais como:

Adaptação Rápida: No controlo supervisionado, a adaptação a mudanças súbitas na instalação ou nos objectivos de controlo pode ocorrer de uma forma rápida porque o sinal de comutação α não tem restrições de variação. A adaptação rápida é essencial em instalações cuja dinâmica pode mudar significativamente, num curto espaço de tempo, levando a instabilidade ou à degradação do desempenho.

Flexibilidade e Modularidade: O controlo supervisionado baseia-se numa estrutura modular que separa controladores candidatos (Sistema Multi-Controlador) do mecanismo de aprendizagem (Sistema de Supervisão). Isto permite o uso de controladores com diferentes estruturas, enquanto que um controlador adaptativo tradicional possui uma estrutura fixa, o que corresponde a um maior grau de liberdade das estruturas com supervisão.

Esta propriedade é particularmente importante em instalações difíceis de controlar ou que necessitem de técnicas avançadas no projecto de controladores. No controlo supervisionado podem ser usadas quaisquer técnicas de projecto, tais como LQG/LQR [11], \mathcal{H}_∞ [12], retroacção linear [13], controlo óptimo [14], etc. A flexibilidade também é importante quando existem limitações nas estruturas de controlo a usar. Em vários sistemas de controlo podem já existir controladores pré-definidos. Esta vantagem pode ser crucial para a implementação de técnicas de controlo supervisionado a nível industrial.

Separação entre Supervisão e Controlo: Entre instantes de comutação, um dos controladores candidatos está inserido no anel de controlo e a dinâmica do sistema de supervisão não afecta em nada o desempenho destes. Isto simplifica a decomposição do algoritmo de supervisão. Esta separação concede alguma robustez ao projecto porque as não linearidades associadas ao supervisor não afectam directamente a dinâmica da instalação. Quando o processo e cada controlador candidato são lineares, o conjunto de todos os componentes também é linear, entre instantes de comutação.

As primeiras técnicas de adaptação e aprendizagem no campo do controlo automático surgiram por volta dos anos 50, mas só por volta dos anos 80 é que se começou a encontrar aplicações a nível industrial. É feita uma perspectiva histórica do estado destas topologias de controlo em [9].

Desde então, têm aparecido várias abordagens. Uma escolha sequencial ou pré-programada de um conjunto de controladores candidatos foi explorada em alguns algoritmos propostos na literatura [2, 15, 16]. Quando existe uma grande quantidade de controladores candidatos, estes algoritmos demoram demasiado tempo a encontrar o controlador correcto, porque o processo de procura não tem nenhum critério de desempenho, o que pode levar à instabilidade da instalação [15]. Estas técnicas só são usadas quando o número de controladores candidatos é reduzido.

A comutação associada ao uso de lógica teve origem no trabalho de Mårtenson [10]. Os algoritmos que se têm revelado mais promissores são aqueles que avaliam directamente a prestação de cada controlador candidato, diminuindo assim o processo de procura. Estes dividem-se em duas categorias: os baseados em estimadores e os que avaliam o desempenho de cada controlador candidato. Estes algoritmos são o foco de trabalho desta dissertação. Algumas noções ao nível da estrutura de supervisão são comuns aos dois algoritmos, mas ambos encaram o problema de forma diferente. Ambos os algoritmos são descritos nas secções seguintes.

2.2.1 Supervisão Baseada em Estimadores

A supervisão baseada em estimadores foi desenvolvida como alternativa ao algoritmo de escolha sequencial descrito anteriormente. Este tipo de supervisão compara continuamente o comportamento do processo com um conjunto de modelos de forma a determinar qual o que se ajusta melhor ao estado actual do processo. O modelo é considerado como um estimador de estado do processo. O *Sistema de Supervisão* monitoriza continuamente os sinais acessíveis do processo e coloca no anel de controlo o controlador candidato que corresponde ao modelo que melhor traduz o estado actual do processo.

O conjunto de modelos do processo M é descrito sob a forma de

$$M := \bigcup_{p \in P} M_p$$

em que cada M_p é um modelo do processo.

Para cada modelo presente em M , deve existir pelo menos um controlador candidato no conjunto $C := \{C_q : q \in Q\}$ capaz de satisfazer os requisitos de controlo para aquele modelo. Falta então uma correspondência entre modelo e controlador. Pode ser definida uma função de selecção, $\mathcal{X} : P \rightarrow Q$, que mapeia cada $p \in P$ com o indicador $q = \mathcal{X}(p) \in Q$ do controlador candidato mais indicado para o estado actual do processo.

O esquema conceptual da supervisão baseada em estimadores é ilustrado pela Figura 2.2. Este possui dois componentes: o *Multi-Estimador* e o *Sistema de Decisão*. O *Multi-Estimador* é o responsável por estimar cada modelo M_p do processo. O *Sistema de Decisão* decide qual o controlador que melhor traduz o estado do processo, decisão esta traduzida através de α .

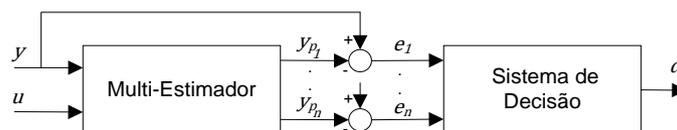


Figura 2.2 – Supervisão baseada em estimadores

Tipicamente, o multi-estimador é um sistema dinâmico cujas entradas são os sinais acessíveis no processo, que neste caso são u e y , e tem como saídas os erros de estimação $e_p = y_p - y$, $p \in P$. Este componente é projectado sobre o princípio que pelo menos um dos y_p corresponde a y , isto é, terá de existir no conjunto M pelo menos um M_p que minimize o erro de estimação e_p . O erro de estimação é um indicador de semelhança entre modelo e processo. O Sistema de Decisão escolhe o controlador correspondente ao M_p cujo erro de estimação for menor [2].

2.2.2 Supervisão Baseada em Desempenho

Neste tipo de algoritmo, o supervisor estima directamente uma medida do desempenho de cada controlador candidato, sem recorrer ao uso de modelos do processo. Esta abordagem teve origem em [1, 4, 7]. Para isto, o *Sistema de Supervisão* calcula índices de desempenho $V_q, q \in Q$, que fornecem uma medida de quão bem o controlador C_q se comportaria caso estivesse inserido no anel de controlo. Este tipo de supervisão é inspirado no conceito *unfalsified* [1]. Quando um dos índices de desempenho V_q é elevado, o controlador C_q não cumpre os requisitos de controlo, para as condições de funcionamento do processo (traduzidas pelos sinais u e y). O supervisor deve então evitar usá-lo, pois este terá um mau desempenho segundo os critérios de controlo.

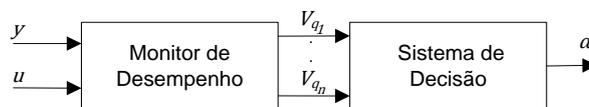


Figura 2.3 – Supervisão baseada em desempenho

O esquema conceptual da supervisão baseada em desempenho é ilustrado pela Figura 2.3. Este consiste num *Monitor de Desempenho*, que gera os índices de desempenho V_q e por um *Sistema de Decisão* que traduz estes índices numa decisão α , correspondente a um controlador candidato, $q \in Q$. É de salientar a semelhança estrutural entre este tipo de supervisão e a baseada em estimadores.

O Conceito *Unfalsified*

Com o conceito *unfalsified*, não é necessário estabelecer considerações suplementares sobre o modelo da instalação a controlar. O melhor controlador é escolhido apenas com base nos dados de entrada/saída. Este método é considerado completamente livre de considerações sobre a instalação a controlar. O desempenho de cada controlador é avaliado directamente, sem ser necessário inseri-lo no anel de controlo. Os controladores que não satisfaçam os requisitos pré-definidos de controlo têm a designação de *falsified* (falsificados). Apenas controladores *unfalsified* (validados) são candidatos a controlar, sendo a decisão de comutação baseada exclusivamente no desempenho destes. Este conceito foi proposto por Safonov em [1].

Tem-se a seguinte definição [1] para o conceito *unfalsified*: Um controlador C_q diz-se falsificado pela informação medida da instalação se esta é suficiente para deduzir que a especificação de desempenho não é cumprida se C_q fosse o controlador usado no anel de controlo. Caso contrário, C_q diz-se validado.

Para saber qual o desempenho de cada controlador é necessário ter uma função de custo, isto é, um critério de desempenho V . Vários são propostos [3, 4, 7, 20], conforme o problema a resolver.

Capítulo 3 – Controlo Supervisionado Baseado em Estimadores

Resumo: Neste capítulo é estudado e implementado o primeiro dos métodos de supervisão propostos: através de estimadores.

3.1 Introdução

O esquema conceptual da supervisão baseada em estimadores é ilustrado pela Figura 3.1.

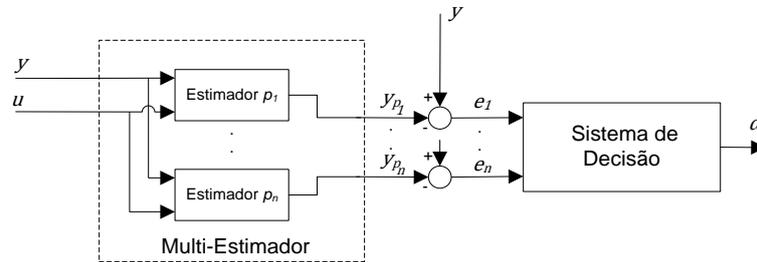


Figura 3.1- Esquema conceptual da supervisão baseada em estimadores

Este possui dois componentes: o *Multi-Estimador* e o *Sistema de Decisão*. O *Multi-Estimador* é o responsável por estimar cada modelo M_p do processo e o *Sistema de Decisão* é o responsável por decidir qual o controlador que melhor traduz o estado actual do processo.

Cada um dos modelos usados reflecte o comportamento da instalação, quando sujeita a determinadas condições de funcionamento. O conjunto de modelos usado deve ser capaz de replicar, com aproximação suficiente, o comportamento do sistema em toda a gama de condições de funcionamento especificadas.

O sistema de decisão analisa o erro de estimação de cada controlador para, através destes, decidir qual o controlador a colocar no anel de controlo. Neste trabalho o erro quadrático é usado como índice de comutação. Este erro varia ao longo do tempo e, devido ao regime transitório associado aos instantes de comutação, pode variar de forma inesperada. De forma a prevenir este comportamento podem ser adicionados mecanismos para melhorar o sistema de decisão. Estes podem ser mecanismos de tempo de permanência (*dwell time*) [5] ou de histerese [26]. Para a supervisão baseada em estimadores será usado o mecanismo de tempo de permanência. Este será explicado em detalhe mais à frente, mas o seu funcionamento resume-se a fixar um controlador aquando a comutação, durante um período de tempo pré-definido.

3.2 Estrutura do Multi-Controlador

Um dos elementos essenciais na estrutura do controlo supervisionado é o conjunto de controladores candidatos. Neste projecto, a primeira abordagem de controlo utilizada é através de retroacção linear de variáveis de estado (RLVE).

3.2.1 Modelo Linear em Tempo Discreto

Neste contexto, a noção de estado está associada à representação em espaço de estados de um sistema dinâmico. Esta consiste na descrição matemática de um sistema de ordem n através de n equações de primeiro grau.

O vector de estado (1) contém as variáveis de estado x_1, x_2, \dots, x_n na forma de uma matriz coluna.

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

O estado de um sistema dinâmico é um agregado mínimo de variáveis de forma a que o seu conhecimento num determinado instante k_0 é condição suficiente para determinar a evolução futura do sistema para $k > k_0$.

A representação em espaço de estados de um sistema, em tempo discreto é

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (2)$$

em que

- $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ - Matriz da dinâmica
- $B \in \mathfrak{R}^{n \times n_e}$ - Matriz de Entrada
- $C \in \mathfrak{R}^{n_s \times n}$ - Matriz de Saída
- $D \in \mathfrak{R}^{n_s \times n_e}$ - Matriz de Transmissão Directa

Os parâmetros n_e e n_s são o numero de entradas e saídas do sistema, respectivamente. A variável $u \in \mathfrak{R}^{n_e}$ é o vector de entradas do sistema e $y \in \mathfrak{R}^{n_s}$ é o vector de saídas. O diagrama de simulação do sistema é o representado na Figura 3.2.

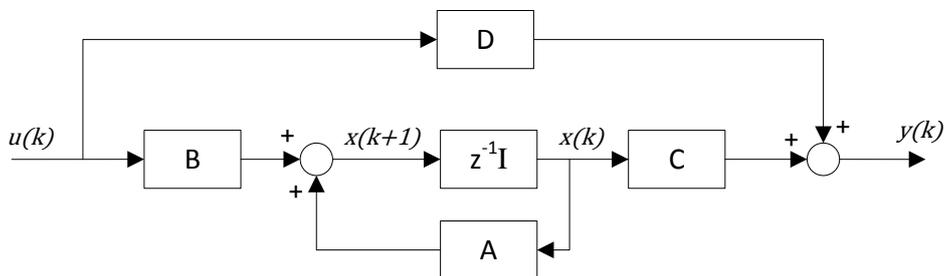


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da representação em espaço de estados

Em grande parte dos sistemas físicos a matriz D é nula, isto é, não existe ligação directa da entrada na saída do sistema.

Numa abordagem de controlo por RLVE a acção de controlo a fornecer ao sistema é dada pela seguinte equação,

$$u(k) = -K \cdot x(k) + N \cdot r(k) \quad (3)$$

Em que o ganho de retroacção K , que é multiplicado pelo vector de estados $x(k)$, determina a dinâmica em anel fechado do sistema de controlo. O ganho N , designado também de ganho de compensação, é calculado de forma a tornar unitário o ganho estático do sistema $r(k) \rightarrow y(k)$.

O esquema de implementação é dado pelo diagrama da Figura 3.3.

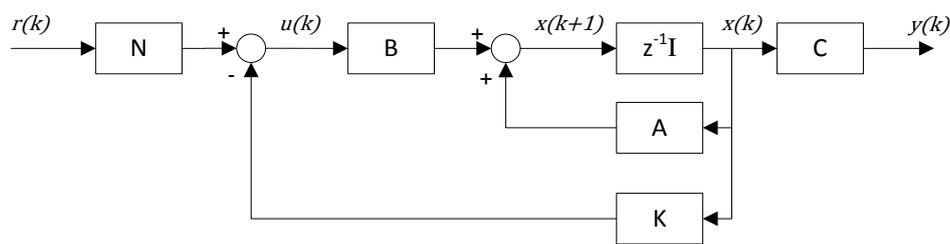


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controlo por RLVE

Juntando (2) e (3) obtém-se a dinâmica em anel fechado do sistema instalação+controlador:

$$x(k + 1) = (A - BK)x(k) + BNr(k) \quad (4)$$

Os valores próprios de (4) são calculados através de $d_K(p) = \det(pI - (A - BK))$. Cruzando esta definição com o polinómio característico em tempo discreto,

$$P(z) = z^2 - 2e^{-D\omega_n T_a} \cos(\omega_n T_a \sqrt{1 - D^2})z + e^{-2D\omega_n T_a} \quad (5)$$

em que D é o factor de amortecimento, ω_n a frequência natural e T_a o intervalo de amostragem, é possível especificar o comportamento desejado para o sistema em anel fechado e assim calcular o ganho K correspondente.

O ganho N é calculado através de (6). Este é o ganho necessário para que o sistema de $r(k) \rightarrow y(k)$ possua ganho estático unitário.

$$N = \frac{1}{C(I - A + BK)^{-1}B} \quad (6)$$

A RLVE é basicamente uma estrutura de controlo proporcional. Logo qualquer variação do ganho estático do sistema irá reflectir-se directamente na resposta do controlador, porque esta abordagem é baseada numa descrição precisa do sistema, isto é, a representação paramétrica do sistema tem de ter aproximadamente o mesmo comportamento do sistema

real. Para evitar este comportamento é equacionado o acoplamento de um integrador, de acordo com o esquema da Figura 3.4, que faz com que o erro em regime permanente tenda para zero.

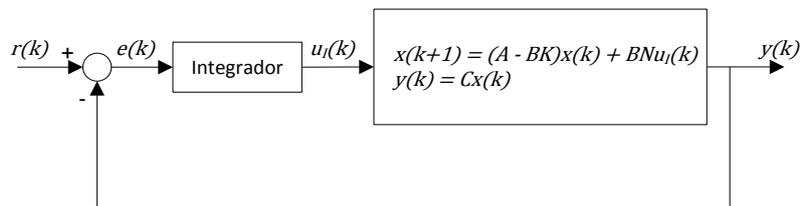


Figura 3.4 – Diagrama de blocos do controlo por RLVE com efeito integral

A forma como o efeito integral é incorporado simplifica o projecto da estrutura multi-controlador pois evita o projecto de um componente integral para cada controlador individual.

3.2.2 Observadores de Estado

Toda a formulação de controlo descrita anteriormente é dependente das variáveis de estado $x(k)$ do sistema, pressupondo que estas estão acessíveis, o que pode não acontecer. Estas podem não ser variáveis físicas ou serem de acesso impossível (e.g. temperatura no interior de uma fornalha).

Uma das formas de colmatar esta dificuldade é através da incorporação de observadores de estado. O observador de estado é colocado em paralelo com a instalação, adquirindo os sinais necessários para a estimação das variáveis de estado, como se pode observar no diagrama da Figura 3.5.

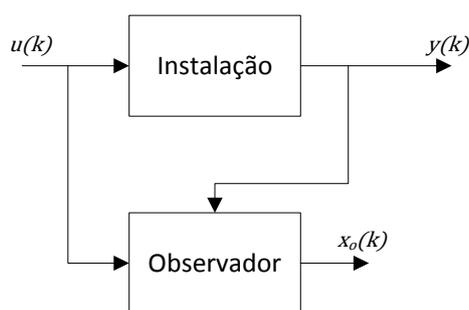


Figura 3.5 – Diagrama de blocos do observador

Existem vários tipos de observadores, mas neste projecto foram usados apenas dois: observador de Luenberger e filtro de Kalman. Foram testados estes dois observadores de forma a se ter uma comparação entre duas abordagens distintas. Estes serão descritos nas secções seguintes.

Para que seja possível determinar o vector de estado de um sistema, a partir dos seus sinais de entrada e saída, o sistema tem de ser observável. Um sistema é completamente observável se para uma qualquer sequência de vectores de estado e de controlo, o estado actual pode ser determinado num intervalo finito de tempo, usando apenas as saídas do sistema. Esta propriedade pode ser testada através da matriz de observabilidade.

$$M_o = \begin{bmatrix} C \\ - \\ CA \\ - \\ CA^2 \\ - \\ \vdots \\ - \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$$

Esta matriz terá de possuir a característica completa, isto é, igual a n , para que o sistema seja observável.

3.2.2.1 Observador de Luenberger

Esta aproximação ao vector de estado implica o conhecimento exacto do modelo em espaço de estados da instalação, o que nem sempre é possível. Este grau de incerteza associado à modelação leva a uma diferença de comportamento dinâmico entre o modelo e a instalação.

Neste esquema a saída actual da instalação é comparada com a saída estimada, sendo este erro utilizado para a correcção da estimativa de estado (7) através da sua multiplicação por o vector de ganhos do observador, L .

$$x_o(k+1) = Ax_o(k) + Bu(k) + L(y(k) - y_o(k)) \quad (7)$$

A dinâmica do observador de estado é a seguinte:

$$x_o(k+1) = (A - LC)x_o(k) + Bu(k) + Ly(k)$$

Cujos valores próprios são calculados através de $d_L(p) = \det(pI - (A - LC))$.

Usando um método de selecção de pólos, o vector L é calculado através da fórmula de Ackermann.

$$L = p(A)M_o^{-1}[0 \dots 0 \ 1]^T$$

Onde a matriz $d_L(A) = A^n + d_1A^{n-1} + \dots + d_{n-1}A + d_nI$ é determinada a partir do polinómio desejado para o observador.

O erro de estimação deve convergir para o valor real do estado com uma constante de tempo inferior à da instalação, pelo que as raízes do polinómio do observador são escolhidas para serem 5 a 10 vezes mais rápidas que os valores próprios da instalação.

3.2.2.2 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman [17] possibilita a estimação recursiva do vector de estados $x(k)$ de um sistema dinâmico e linear, representado em espaço de estados,

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k)$$

em que $w \in \mathfrak{R}^n$ e $v \in \mathfrak{R}^{n_s}$ são variáveis aleatórias independentes e representam o nível de ruído do processo, associado a incerteza inerente à modelação, e o nível de ruído das leituras realizadas, respectivamente. As variáveis restantes têm o significado descrito anteriormente.

O processo de estimação estende-se por duas fases: predição e correcção.

- Predição

$$x_p(k+1) = Ax_o(k) + Bu(k) \quad (8)$$

$$P_p(k+1) = A.P(k).A^T + W(k) \quad (9)$$

Nesta etapa do processo, a primeira estimação do estado é obtida através da equação de estado (8). É também estimada uma matriz de co-variância do erro (9) que reflecte o grau de incerteza da estimativa do estado e que servirá como uma penalização para o passo seguinte.

- Correcção

$$K(k) = P(k).C^T.[C.P(k).C^T + V(k)]^{-1} \quad (10)$$

$$x_o(k+1) = x_p(k+1) + K(k)[y(k) - C.x_o(k)]$$

$$P(k) = (I - K(k).C).P_p(k+1)$$

Nesta fase, é calculada a matriz K , denominada de ganho de Kalman (10). O estado obtido na fase de predição é corrigido através de uma ponderação, com o ganho calculado anteriormente, sobre o erro entre a saída lida do sistema, $y(k)$ e a saída prevista, $C.x_o(k)$. A matriz de covariância do erro é também corrigida tendo em conta o ganho de Kalman.

Para se perceber melhor o cálculo e o uso deste ganho apresenta-se o seguinte facto:

Quando o parâmetro $V(k)$ diminui, o ganho de Kalman aumenta, penalizando mais o erro entre a saída lida e a saída estimada, porque se a variância sobre a saída diminui, a leitura é cada vez mais precisa. Por outro lado, a diminuição da co-variância $P(k)$ leva a uma menor ponderação do erro, pois esta implica um ajuste mais adequado sobre a estimativa.

3.3 A Estrutura do Multi-Estimador

O multi-estimador é constituído por um conjunto de blocos de estimação semelhantes ao da Figura 3.6. Cada bloco corresponde ao comportamento dinâmico da instalação, para condições de funcionamento seleccionadas.

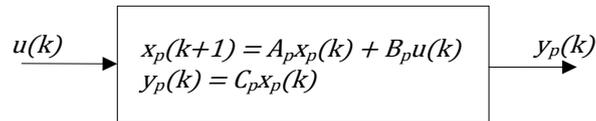


Figura 3.6 – Bloco estimador

Em cada instante de tempo é calculado o valor da saída estimada, para cada ponto de funcionamento. Este cálculo é realizado com base na descrição em espaço de estados (A_q, B_q, C_q) de cada modelo do processo.

A característica principal do multi-estimador é a Propriedade da Correspondência (*Matching Property*), enunciada em [2]. Esta define que pelo menos um dos modelos do processo M_p deve corresponder ao comportamento dinâmico do processo, fazendo com que pelo menos um y_p seja próximo da saída actual y , minimizando assim um dos erros à saída do sistema multi-estimador.

3.4 O Processo PCT 37-100

O processo escolhido para teste das técnicas de controlo supervisionado foi o processo térmico PCT 37-100, da Feedback. Nesta secção é realizada uma breve descrição do processo e são apresentados os passos dados para a determinação de modelos lineares em espaço de estados.

3.4.1 Descrição do Sistema

O sistema de aquecimento/ventilação PCT 37-100 (Figura 3.7) é um processo à escala laboratorial utilizado como plataforma de teste para controladores e posterior avaliação do seu desempenho.

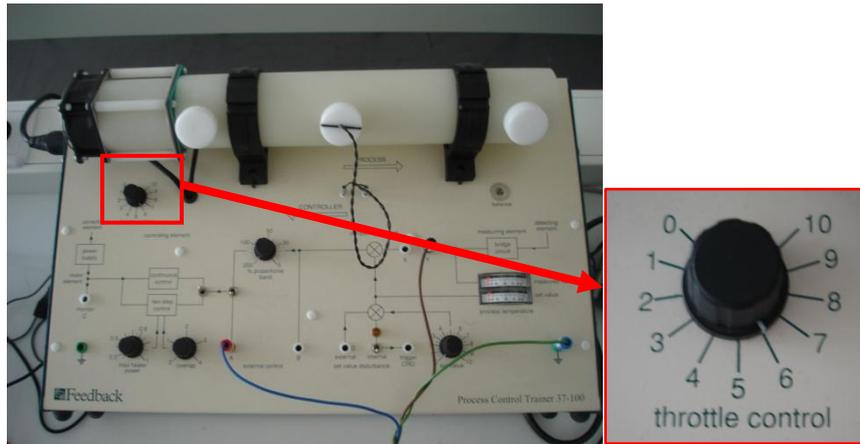


Figura 3.7 – Processo térmico PCT 37-100 - Controlador da velocidade de rotação

Na Figura 3.8 pode observar-se uma representação esquemática do processo.

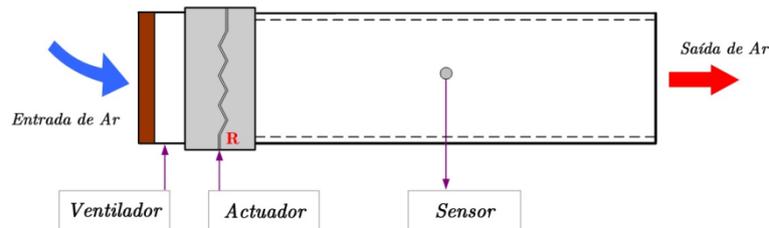


Figura 3.8 – Representação do PCT 37-100

O sistema é composto por um ventilador, um elemento de aquecimento e uma tubagem de transporte de ar. O ventilador aspira o ar ambiente e fá-lo circular através do processo. O aquecimento é produzido por meio de uma resistênci eléctrica. Tanto a velocidade de rotação do ventilador como a potência aplicada à resistênci podem ser manipuladas por meio de sinais eléctricos externos. A velocidade de rotação do ventilador pode ser variada através do selector destacado na Figura 3.7, cuja escala vai de 0 até 10. No tubo existe um sensor de temperatura que pode ser colocada numa de três posições: início, meio ou fim do tubo.

3.4.2 Funcionamento do Sistema

Com o processo numa velocidade de rotação baixa (regulador em 2) e com o sensor de temperatura colocado a meio do tubo, aplicou-se uma variação em degrau na potência de aquecimento (aos 20 segundos). Seguidamente mudou-se a velocidade de rotação para um valor médio (regulador em 5, aos 40 segundos). O resultado deste ensaio está ilustrado na Figura 3.9. Tanto a temperatura como o sinal de potência estão traduzidos em Volts.

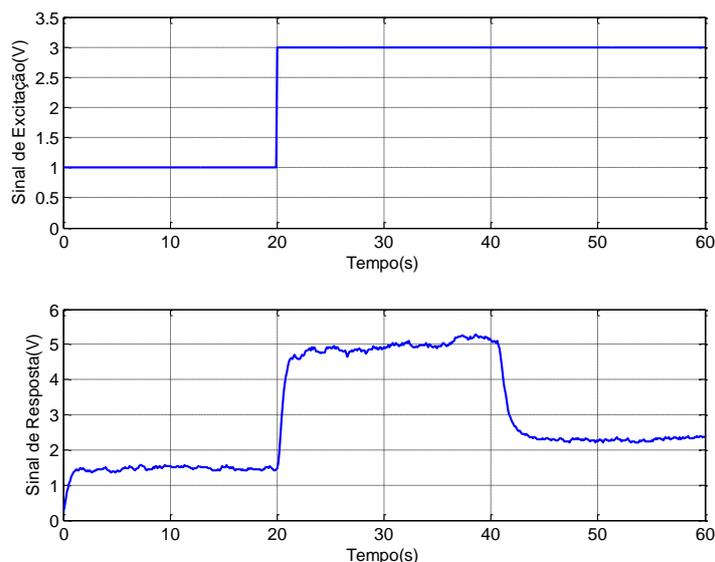


Figura 3.9 – Estudo do PCT 37-100

Após a reacção ao degrau pode observar-se uma ligeira tendência desvio (*drift*) da temperatura no interior do tubo. Este fenómeno deve-se ao deslocamento de ar ao longo do tubo que faz com que as paredes do tubo aqueçam com o passar do tempo. Aumentando a velocidade de rotação a temperatura desce, o que leva a concluir que a temperatura do ar à saída depende tanto da potência de aquecimento como da velocidade do ventilador.

Na Figura 3.10 tem-se a resposta do processo a um sinal de excitação em rampa, com pequeno declive (variação lenta), desde 0 até 5 V, a uma velocidade de rotação média.

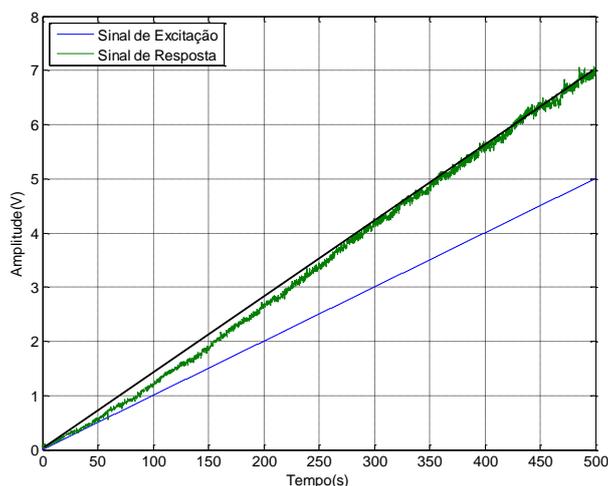


Figura 3.10 – Estudo da linearidade do PCT 37-100

Este ensaio demonstra que, mesmo quando a velocidade do ventilador está fixa, o sistema apresenta uma característica não linear, pois o ganho do sistema varia com a potência aplicada.

Na Figura 3.11 pode observar-se o andamento do ganho estático com o regime de operação para o ensaio da Figura 3.10.

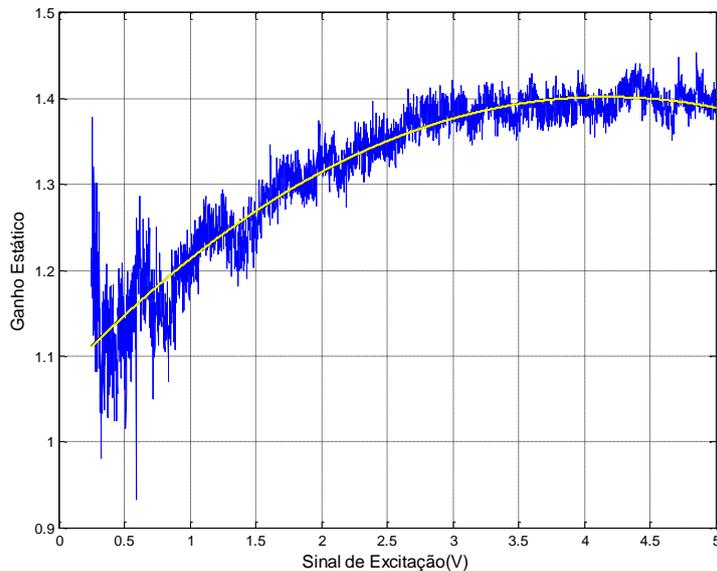


Figura 3.11 – Estudo do ganho estático do PCT 37-100

3.4.3 Modelação do Processo

Para o processo utilizado, verifica-se que a determinação de modelos em três pontos de funcionamento distintos é suficiente para representar o comportamento dinâmico, de forma adequadamente aproximada, em toda a gama de funcionamento. Os pontos de funcionamento seleccionados são:

- Velocidade de rotação baixa (VB) - 0
- Velocidade de rotação média (VM) - 5
- Velocidade de rotação alta (VA) – 10

Com o sensor de temperatura colocado na posição intermédia do tubo, o processo foi excitado em cada ponto de funcionamento, com uma série de degraus e a sua resposta a estes foi capturada, com a finalidade de extrair um modelo através dos dados de entrada/saída. O ensaio tem aproximadamente 7000 amostras, obtidas com um intervalo de amostragem de 25 ms. Dos dados obtidos, metade serve para estimação de um modelo paramétrico, sendo os restantes utilizados para validação do mesmo.

Devido às características inerentes do processo, os dados retirados foram pré-processados: foram eliminados os dados relativos ao regime transitório; foi subtraído o valor médio, de forma a centrar os dados à volta de zero; também foi introduzido um termo para correcção da tendência de desvio (*drift*) existente, resultante do aquecimento do tubo ao longo do ensaio. As funções para a correcção da tendência de desvio para cada ponto de funcionamento foram:

$$p_{VB}(t) = 2,071 \times 10^{-4}t + 6,140$$

$$p_{VM}(t) = 1,690 \times 10^{-4}t + 2,598$$

$$p_{VA}(t) = 7,179 \times 10^{-5}t + 0,986$$

Observe-se a Figura 3.12 que corresponde aos dados em bruto retirados do processo, para o ponto de funcionamento VB. As primeiras amostras do primeiro degrau são claramente regime transitório do sinal. Pode também observar-se a tendência de desvio da temperatura neste primeiro degrau.

Neste pré-processamento não estão a ser escondidas nenhuma características do processo, os dados são corrigidos para se obter um modelo realmente linear. Se o processo de modelação tentasse encaixar estas não linearidades, o modelo poderia levar a resultados não muito exactos. Na Figura 3.13 apresentam-se os dados de estimação para os três pontos de funcionamento.

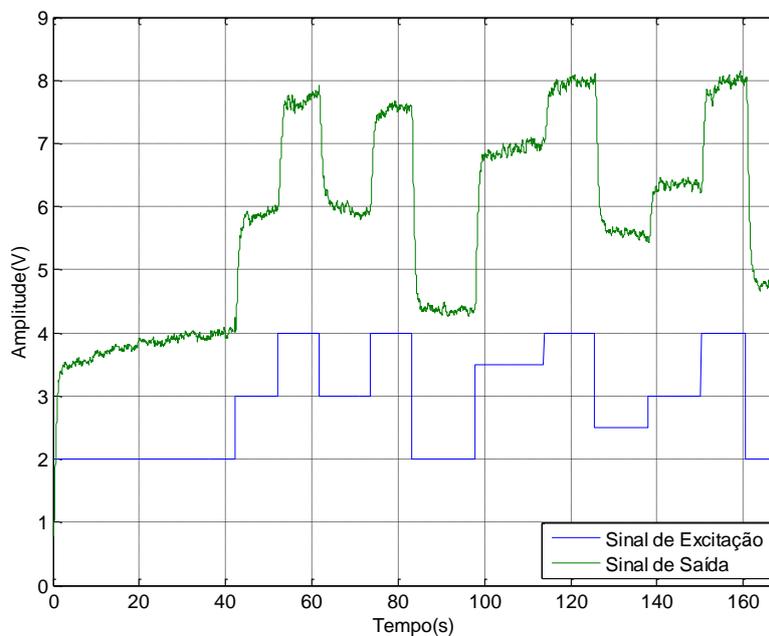


Figura 3.12 – Dados para modelação do ponto VB

Os dados corrigidos encontram-se representados na Figura 3.13.

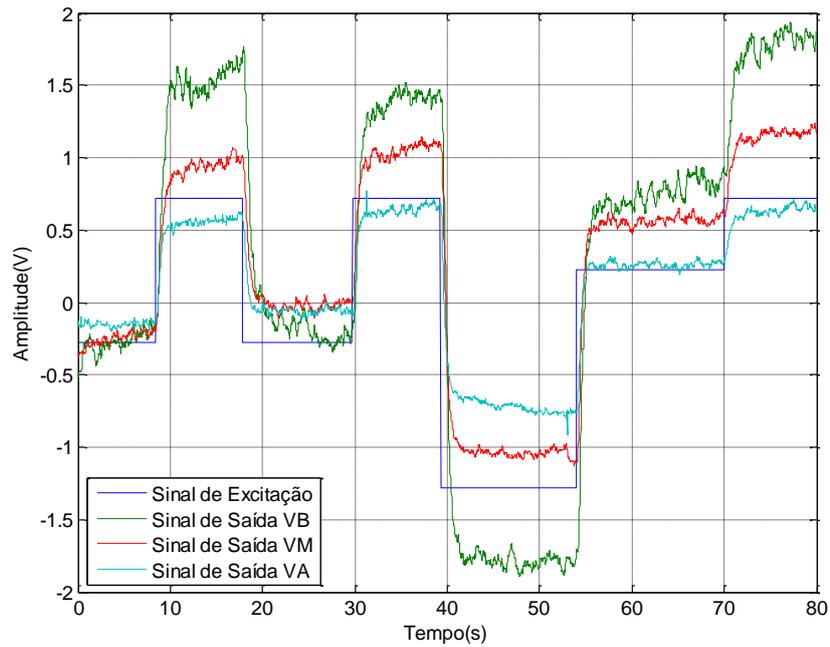


Figura 3.13 – Dados de estimação para VB, VM e VA

A modelação foi realizada com recurso à ferramenta *ident()*, uma ferramenta de identificação e modelação de sistemas, presente no software MatLab. Foram obtidos três modelos de segunda ordem, representados em espaço de estados.

- Modelo VB

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0,972 & 0,023 \\ -0,040 & 0,899 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} -7,5 \times 10^{-4} \\ 0,017 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = [19,338 \quad 0,123] x(k)$$

- Modelo VM

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0,956 & 0,024 \\ -0,028 & 0,894 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} -1,9 \times 10^{-4} \\ 0,023 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = [11,469 \quad 0,050] x(k)$$

- Modelo VA

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0,937 & 0,020 \\ 4 \times 10^{-4} & 0,847 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 3,8203 \times 10^{-5} \\ 0,052 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = [6,7227 \quad -0,086016] x(k)$$

Os três modelos obtidos são estáveis, completamente controláveis e observáveis. A utilização de modelos de segunda ordem deve-se à simplicidade de implementação e à boa aproximação que proporcionam, relativamente ao comportamento experimental.

Para testar a exactidão dos modelos, estes foram testados com os dados de validação. Os resultados estão representados na Figura 3.14.

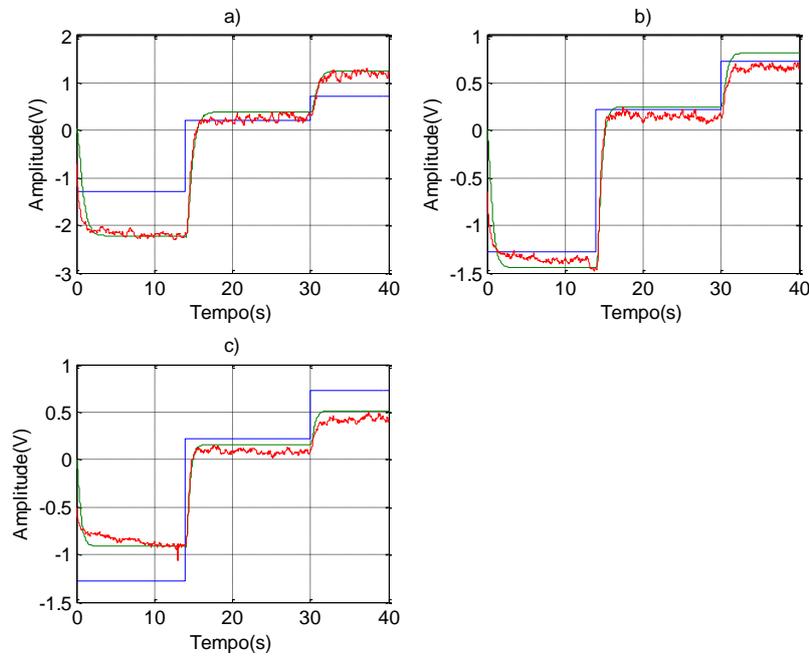


Figura 3.14 – Modelos vs Dados de validação (Referência (azul), Saída do modelo (verde), Saída do processo (vermelho)): a) VB b) VM c) VA

A interface de identificação *ident()* calcula uma percentagem de ajuste do modelo aos dados de validação. Esta percentagem é dada por

$$Fit(\%) = \left(1 - \frac{|y - \hat{y}|}{|y - \bar{y}|}\right) \times 100$$

A variável y corresponde à saída do processo, \hat{y} é saída estimada através do modelo e \bar{y} é o valor médio da saída do processo. Neste caso, tem-se para cada modelo:

- Modelo VB – 92 %
- Modelo VM – 86%
- Modelo VA – 85 %

Baseado nestas percentagens e Figura 3.14 pode afirmar-se que os modelos captam razoavelmente bem a dinâmica do processo, para cada ponto de funcionamento.

Na Figura 3.15 e na Figura 3.16 estão representadas a resposta em frequência e a resposta ao degrau de cada um dos modelos anteriores.

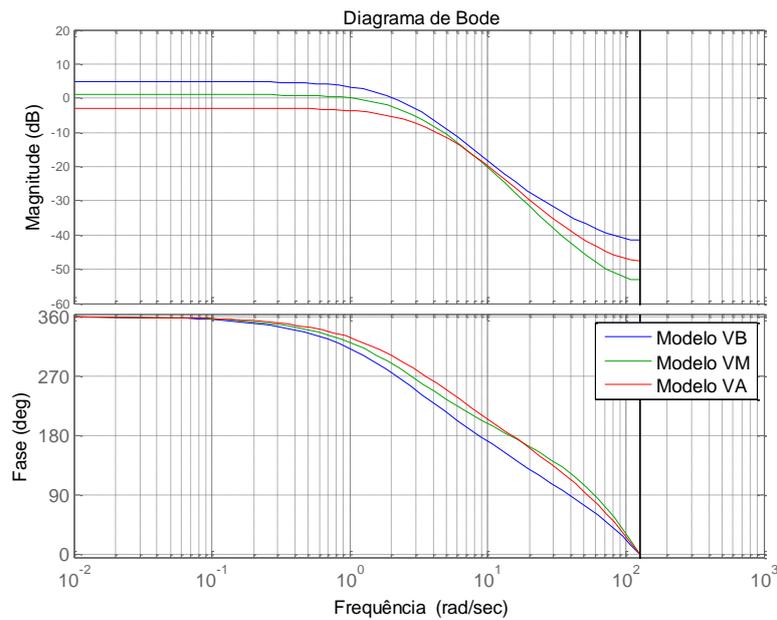


Figura 3.15 – Resposta em frequência para cada ponto de funcionamento

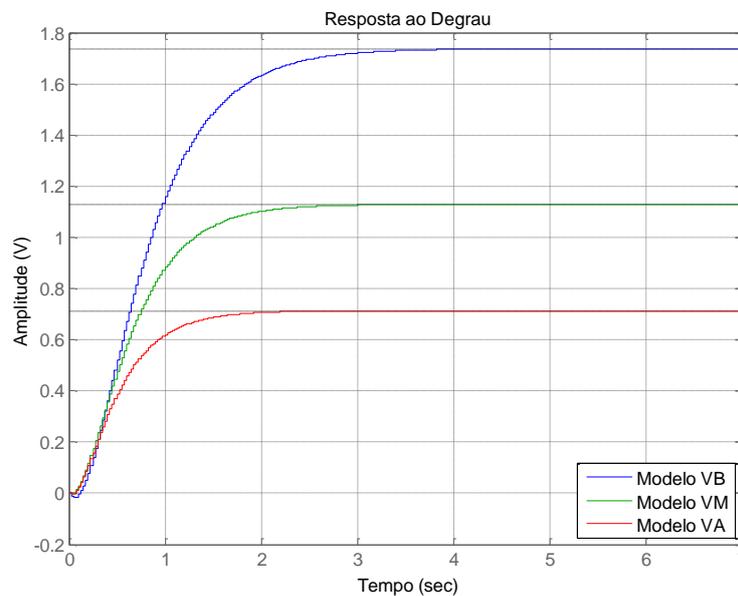


Figura 3.16 – Resposta ao degrau para cada ponto de funcionamento

Como se pode observar pela Figura 3.15, em termos de ganho estático existe uma clara separação entre pontos de funcionamento. Para cada ponto, VB, VM e VA este toma o valor de 4.8, 1.05 e -2.93 dB respectivamente.

Analisando a resposta ao degrau de cada modelo, ilustrada na Figura 3.16, tem-se a confirmação da diferença de ganho estático entre pontos de funcionamento. Também a

velocidade de resposta dos sistemas é distinta. Verifica-se que o tempo de estabelecimento do modelo VA é sensivelmente metade do modelo VB.

Pode concluir-se então que se consegue distinguir claramente três pontos de funcionamento.

3.5 Projecto de Controladores por Retroacção Linear de Variáveis de Estado (RLVE)

Para o projecto de controladores foi utilizada a técnica de posicionamento de pólos. Pretende-se que, em anel fechado, o polinómio característico do sistema em tempo discreto seja dado por (5). Os valores de D e ω_n são obtidos com base em especificações de sobre-elevação e tempo de estabelecimento do sistema.

$$S(\%) = 100 \times \frac{-D\pi}{e^{\sqrt{1-D^2}}} \qquad t_e(a\%) = \frac{|\ln(a/100)|}{D\omega_n}$$

Foram sintetizados três controladores por RLVE, um para cada ponto de funcionamento, através da técnica de projecto de posicionamento de pólos.

Para assegurar um ritmo de amostragem uniforme, o sistema de supervisão utiliza intervalo de amostragem $T_a = 50 \text{ ms}$. Os modelos extraídos do processo para cada ponto de funcionamento, com $T_a = 25 \text{ ms}$, foram convertidos para o novo intervalo de amostragem através do método de discretização *Zero-Order Hold*. Este será o tempo de amostragem utilizado daqui para a frente em todas as simulações e testes no processo. Os novos modelos são:

- Modelo VB

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \begin{bmatrix} 0,944 & 0,044 \\ -0,075 & 0,807 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} -1,1 \times 10^{-3} \\ 0,033 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) &= [19,338 \quad 0,123] x(k) \end{aligned}$$

- Modelo VM

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \begin{bmatrix} 0,914 & 0,044 \\ -0,051 & 0,798 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1,6 \times 10^{-4} \\ 0,043 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) &= [11,469 \quad 0,050] x(k) \end{aligned}$$

- Modelo VA

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \begin{bmatrix} 0,878 & 0,036 \\ 7,2 \times 10^{-4} & 0,718 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1,1 \times 10^{-3} \\ 0,096 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) &= [6,7227 \quad -0,086016] x(k) \end{aligned}$$

Para cada um dos controladores usa-se como especificações de projecto: $S(\%) = 3$, $t_e(5\%) = 1$ s e erro estático nulo.

Estas especificações conduzem ao seguinte conjunto de parâmetros para os controladores, a que correspondem as respostas ao degrau apresentadas na Figura 3.17 (resultados obtidos em simulação):

- Controlador VB: $K_{VB} = [13,813 \quad 1,798]$ e $N_{VB} = 1,425$
- Controlador VM: $K_{VM} = [7,763 \quad 0,104]$ e $N_{VM} = 1,574$
- Controlador VA: $K_{VA} = [3,818 \quad -1,189]$ e $N_{VA} = 1,425$

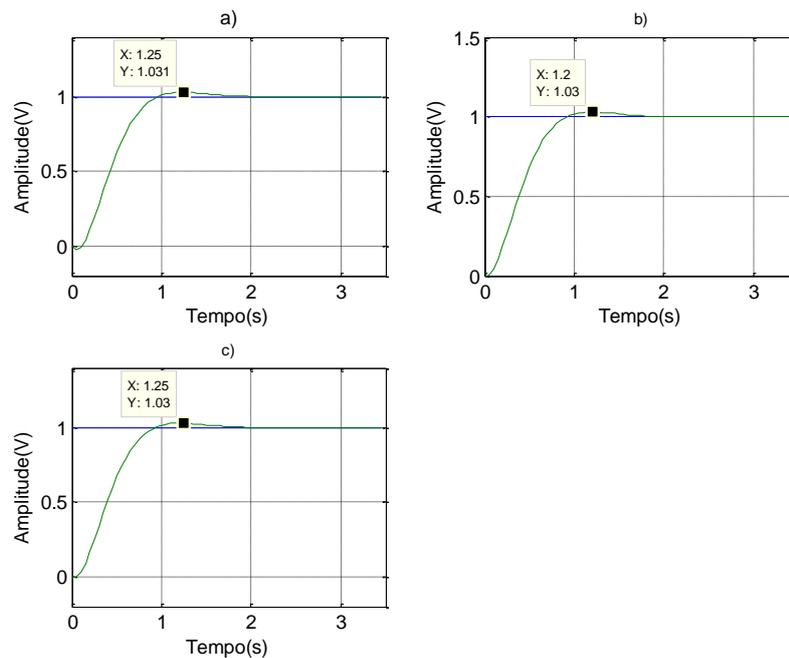


Figura 3.17 – Resposta ao degrau de cada controlador (Referência (azul), Resposta (verde)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Os três controladores cumprem as especificações pretendidas, pelo que as suas respostas ao degrau são muito semelhantes. O valor máximo do sinal de resposta encontra-se sinalizado e, como se pode observar, a sobre-elevação cumpre o objectivo proposto. O tempo de estabelecimento, numa margem de 5 % da referência, é inferior a um segundo de simulação.

Na Figura 3.18 encontra-se representado o desempenho de cada controlador, quando utilizado em condições de funcionamento diferentes das para que foi projectado. Cada um dos gráficos apresenta o comportamento dos controladores VB, VM e VA, num dos pontos de funcionamento usados para projecto de controlo.

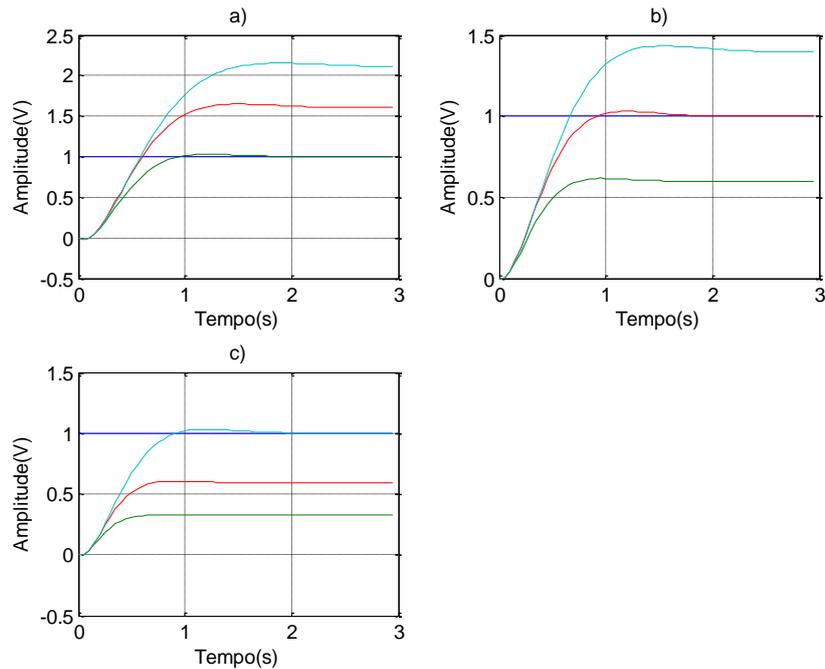


Figura 3.18 – Controlo cruzado (Referência (azul), Saída VB (verde), Saída VM (vermelho), Saída VA (cyan))
a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Todos os controladores originam sempre sistemas estáveis, em anel fechado. No entanto, cada controlador apenas assegura erro estático nulo quando a instalação tem a dinâmica para a qual foi projectado. Verifica-se o mesmo comportamento relativamente ao tempo de estabelecimento, em todas as condições testadas.

Devido à estrutura de controlo utilizada (Figura 3.3), verifica-se que, quando se altera o ganho estático da instalação, mesmo o controlador projectado para cada ponto de funcionamento deixa de cumprir as especificações propostas, nomeadamente o erro estático. Por este motivo é necessário alterar a estrutura de controlo, introduzindo-se um controlador integral no anel exterior de controlo, tal como ilustrado na Figura 3.4. A nova estrutura de controlo pode ser observada na Figura 3.19, em que em cada instante de tempo apenas um controlador está activo.

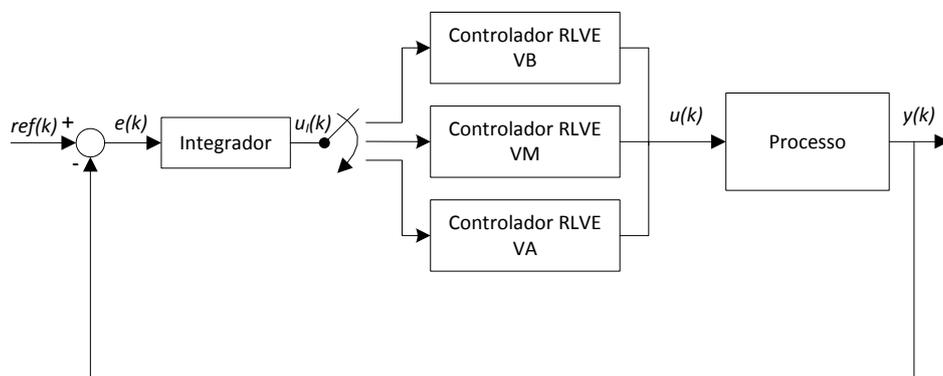


Figura 3.19 - Estrutura multi-controlador com efeito integral no anel exterior de controlo

A escolha da estrutura de controlo proposta, em vez da integração do efeito integral no projecto de cada um dos controladores por RLVE deve-se à sua simplicidade de implementação.

O integrador foi implementado de acordo com a relação entrada/saída:

$$I(z) = \frac{U_I(z)}{E(z)} = \frac{K_I}{1 - z^{-1}}$$

Utilizando a transformada inversa obtém-se a equação às diferenças:

$$u_I(k) = u_I(k - 1) + K_I e(k)$$

Através de alguns testes em ambiente de simulação, encontrou-se o valor $K_I = 0,06$ para parâmetro do controlador integral.

Simulando a estrutura de controlo com o efeito integral acoplado, para cada um dos pontos de funcionamento considerados, e comparando com os resultados anteriores, obtém-se o comportamento representado na Figura 3.20.

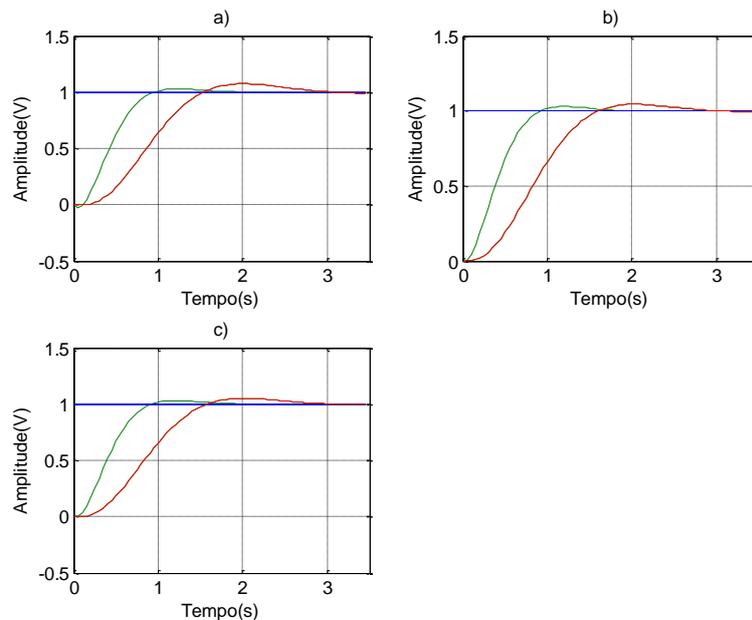


Figura 3.20 – Comparação da resposta dos controladores com e sem efeito integral (Referência (azul), Resposta com efeito integral (Vermelho), Resposta sem efeito integral (Verde)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Verifica-se que o comportamento é semelhante, nos três pontos de funcionamento considerados. A resposta fica mais lenta e apresenta mais um pouco de sobre-elevação. O estudo da adição do efeito integral, e as suas consequências para o anel de controlo será feito mais à frente.

Na Figura 3.21 tem-se o comportamento do controlador VB, VM, VA em cada ponto de funcionamento, respectivamente.

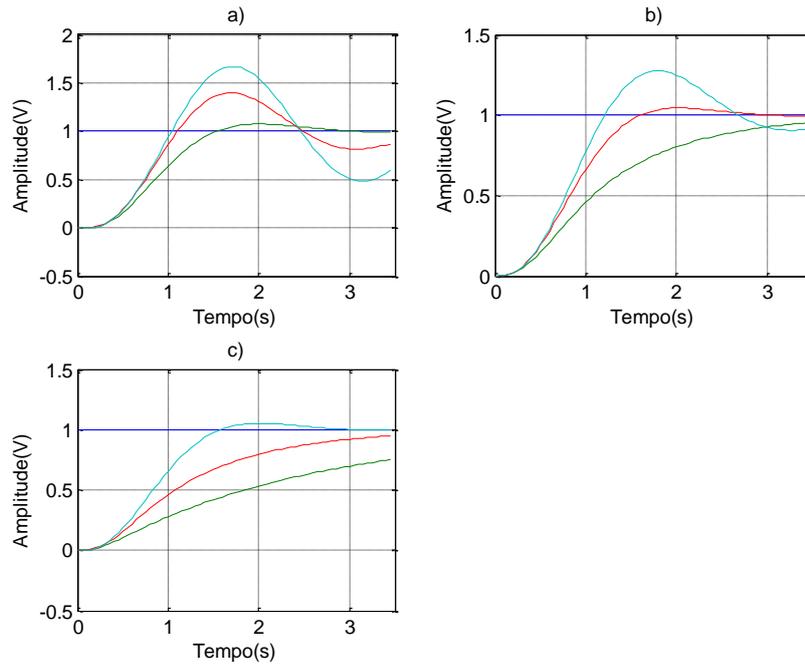


Figura 3.21 - Controlo cruzado com efeito integral (Referência (azul), Saída VB (verde), Saída VM (vermelho), Saída VA (cyan)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Cada controlador só controla eficientemente o ponto de funcionamento para qual foi projectado. Devido ao efeito integral, desde que o sistema em anel fechado seja estável, o erro estático tenderá sempre para zero em regime permanente.

3.5.1 Estudo da Adição do Efeito Integral

A relação entrada/saída do bloco instalação+controlador RLVE pode ser aproximada por uma função de transferência genérica de segunda ordem (11), pois os três controladores foram projectados com as mesmas especificações (devido à sua localização no plano complexo, os zeros não interferem de forma relevante no comportamento do sistema em anel fechado).

$$F(z) = \frac{Y(z)}{U_I(z)} = \frac{1 + a + b}{1 + az^{-1} + bz^{-2}} \quad (11)$$

O termo $1 + a + b$ é usado para garantir o ganho estático unitário e a partir de agora terá a notação de K_0 . Utilizando a transformada inversa obtém-se a seguinte equação às diferenças:

$$y(k) = -ay(k-1) - by(k-2) + K_0 u_I(k) \quad (12)$$

O sistema global em anel fechado, com efeito integral, apresenta a função de transferência

$$F_{AF}(z) = \frac{I(z)F(z)}{1 + I(z)F(z)}$$

desenvolvendo tem-se

$$F_{AF}(z) = \frac{K_{AF}/(1 + K_{AF})}{1 + (a - 1)/(1 + K_{AF})z^{-1} + (b - a)/(1 + K_{AF})z^{-2} - b/(1 + K_{AF})z^{-3}}$$

em que $K_{AF} = K_I K_0$.

Os termos a e b são calculados através de (5) com as especificações utilizadas no projecto dos controladores. O termo K_0 é calculado a partir destes. Substituindo as variáveis por os respectivos valores tem-se:

$$F_{AF}(z) = \frac{0,002}{1 - 2,7z^{-1} + 2,44z^{-2} - 0,74z^{-3}} \quad (13)$$

$$F(z) = \frac{0,035}{1 - 1,71z^{-1} + 0,74z^{-2}} \quad (14)$$

em que (13) é a função de transferência em anel fechado com efeito integral e (14) é a função de transferência em anel fechado sem efeito integral.

Na Figura 3.22 tem-se a resposta em frequência do sistema em anel fechado, com e sem efeito integral.

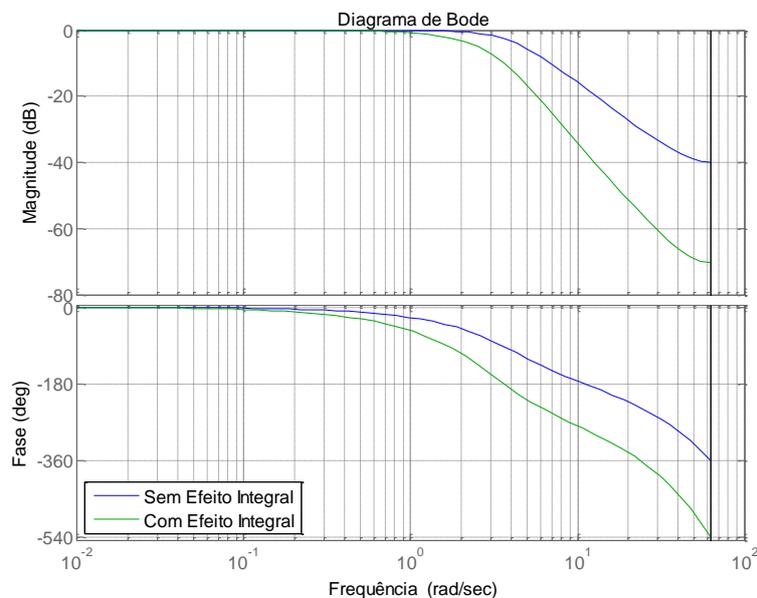


Figura 3.22 – Resposta em frequência com e sem efeito integral

O ganho estático mantém-se praticamente igual nas duas situações. No entanto, o sistema com efeito integral incorporado apresenta pólos dominantes de frequência inferior ao do

projecto original. Daí a resposta mais lenta dos controladores, tal como se representa na Figura 3.20.

3.5.2 Implementação do Mecanismo Anti-Windup

Dependendo da forma como varia o sinal de referência, o sinal de controlo pode entrar em saturação, demorando algum tempo a sair desse estado. Para prevenir este comportamento foi implementada uma estratégia de *anti-windup*.

O ganho escalar N associado ao esquema de controlo RLVE foi acoplado com o ganho integral K_I para suavizar a resposta à entrada do bloco processo+controlador RLVE.

$$u_I(k) = u_I(k - 1) + K_I N e(k)$$

Tirando partido da implementação em tempo discreto é realizado o seguinte procedimento:

1. Cálculo da acção de controlo a injectar no sistema, $u(k) = -K \cdot x(k) + u_I(k)$
2. Saturação da acção de controlo, $u_{sat}(k) = \text{saturação}(u(k))$
3. Actualização da parcela associada ao sinal de saída do integrador, $u_I(k) = u_{sat}(k) + K_I x(k)$. Caso a acção de controlo exceda os limites, a saída do integrador permanece constante, prevenindo assim o *windup*. Caso esteja dentro dos limites esta mantém-se igual.
4. Injecção da acção de controlo no sistema, $u(k) = -K \cdot x(k) + u_I(k)$.

3.5.3 Teste no Processo PCT 37-100

Com uma base de simulação sólida, o próximo passo é testar os controladores no PCT 37-100.

Os controladores por RLVE são baseados em modelos de estado que não estão directamente acessíveis no processo. Logo tem de ser usado um observador de estado. Serão comparadas duas estruturas possíveis para o observador: o observador de Luenberger e o filtro de Kalman.

Foram testadas as duas abordagens sobre o processo PCT 37-100 e chegou-se aos resultados ilustrados na Figura 3.23, onde se representa a saída do processo, assim como a sua estimativa. Ambos foram implementados segundo as formulações propostas anteriormente.

Como se pode constatar, o observador que tem os melhores resultados é o filtro de Kalman. Este resultado é o esperado pois uma das premissas do observador de Luenberger é um modelo de estado exacto, não tendo em conta a incerteza associada ao processo de modelação nem a existência de ruído. Como o filtro de Kalman contempla tanto a incerteza associada do modelo como alguma incerteza associada ao ruído do processo, obtêm-se melhores resultados. Por este motivo o filtro de Kalman é usado para implementar o observador de estado para todos os testes de controlo do processo.

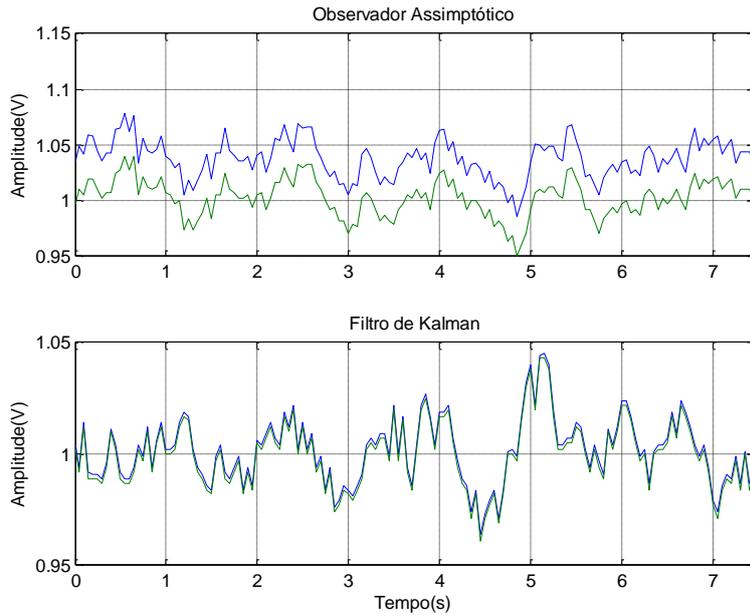


Figura 3.23 – Comparação entre Filtro de Kalman e Observador de Luenberger (Saída Estimada (Azul), Saída do Processo (Verde))

Estando tudo definido ao nível de controladores e observadores, resta apenas o teste no PCT 37-100. Na Figura 3.24 tem-se a resposta do controlador VB, VM e VA no processo comparada com a resposta em simulação, respectivamente.

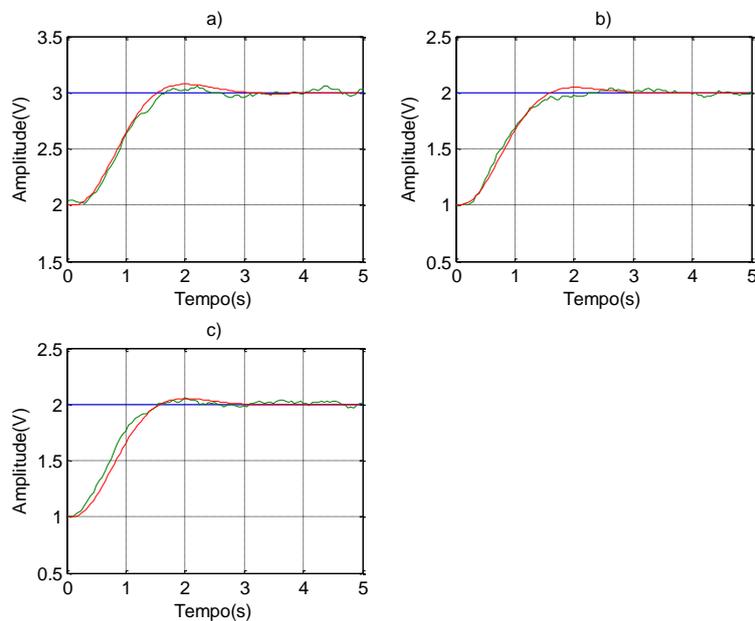


Figura 3.24 – Resposta dos controladores RLVE no PCT 37-100 (Referência (azul), Resposta do processo (verde), Resposta simulada (vermelho)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Todos os controladores têm um comportamento semelhante ao obtido em simulação, tendo em conta a presença de algum ruído inerente ao processo.

3.6 Controlo Supervisionado do PCT 37-100

Com os pontos de funcionamento definidos, a primeira abordagem para o controlo supervisionado é através do recurso a estimadores [2], isto é, representações paramétricas para cada ponto de funcionamento nominal. Neste caso irão ser usados os modelos em espaço de estado obtidos no capítulo anterior, bem como os correspondentes controladores por RLVE com a adição de efeito integral. A interface de teste implementada para o teste no PCT 37-100 pode ser observada no Apêndice A.

O diagrama conceptual do *Sistema de Supervisão* pode ser observado na Figura 3.25. Este é constituído pelos componentes *Multi-Estimador* e *Sistema de Decisão*.

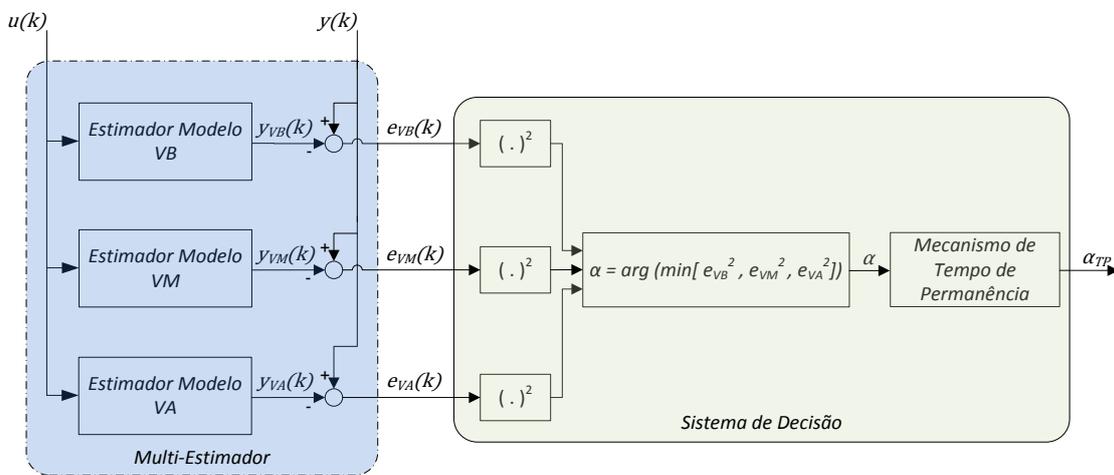


Figura 3.25 – Arquitectura da supervisão baseada em estimadores

O processo de supervisão desenrola-se da seguinte forma:

1. Em cada instante, é estimada a saída para cada ponto de funcionamento $y_p(k)$, através de (2), operação ilustrada pelo do bloco *Estimador Modelo*.
2. Com esta informação sobre cada ponto, é calculado o erro quadrático ($e_p^2(k)$) em relação à saída actual do sistema, $y(k)$. Como será óbvio, o ponto de funcionamento que tiver o menor erro é o que representa melhor o estado actual da instalação.
3. Esta pré-decisão é depois filtrada através de um mecanismo de tempo de permanência, para evitar alguma instabilidade associada a comutação de controlador.

É de salientar que em cada instante de tempo o supervisor não tem conhecimento dos erros quadráticos passados. A decisão de supervisor é sempre baseada nos sinais mais recentes.

O mecanismo de tempo de permanência foi adicionado com o intuito de melhorar o *Sistema de Decisão* e será descrito e analisado mais a frente.

3.6.1 Resultados em Simulação

Com os controladores construídos no capítulo anterior e com um sistema de supervisão, com a estrutura representada na Figura 3.25, mas não incluindo o mecanismo de tempo de permanência, foram obtidos os resultados que ilustrados nesta secção.

Para simular o ponto de funcionamento activo foram utilizados os modelos em espaço de estados obtidos anteriormente.

Os resultados presentes nesta secção têm por objectivo realizar uma validação prévia do sistema de supervisão, antes de se avançar para testes com o processo PCT 37-100. Para simular mais fielmente a instalação foi adicionado ruído aleatório à saída, com uma distribuição normal.

3.6.1.1 Estudo da Comutação

As figuras seguintes ilustram o efeito da comutação entre controladores no sinal de saída, o andamento dos índices de comutação e a identificação do controlador activo ao longo do tempo. No gráfico Controlador Activo, os algarismos 1, 2 e 3 correspondem aos controladores VB, VM e VA, respectivamente.

Na Figura 3.26 e na Figura 3.27 tem-se a comutação entre o controlador VB e os outros controladores candidatos. A instalação até os 5 segundos encontra-se no ponto de funcionamento VB e o sistema de supervisão, após um período de indecisão, escolhe o controlador candidato correcto, VB. A indecisão inicial atrasa um pouco a resposta do processo. Aos 5 segundos é mudado o ponto de funcionamento, o que é reflectido imediatamente nos erros quadráticos. O erro associado ao modelo que melhor traduz o estado actual da instalação tende para zero, como seria de esperar. O supervisor escolhe então o controlador associado ao índice de comutação menor. Na Figura 3.26 é VM e na Figura 3.27 é VA.

Observa-se um comportamento semelhante para todas as outras comutações entre controladores. Na Figura 3.28 e na Figura 3.29 tem-se a comutação entre o controlador VM e os outros controladores candidatos e na Figura 3.30 e na Figura 3.31 a comutação para o controlador VA. Na comutação do controlador VA para VB observa-se uma grande sobre-elevação do sinal de saída, pois VB e VA são sistemas com uma grande diferença de ganho estático. Em simulação o ponto de funcionamento é mudado instantaneamente, de uma amostra para outra. No processo real existirá um atraso que poderá suavizar esta elevação do sinal de saída.

Como conclusão, em todos os ensaios o sistema de supervisão indica o controlador correcto. Existe um período inicial de indecisão que está ligado ao regime transitório dos erros quadráticos, que será estudado mais a frente. É de notar também a sobre-elevação que está associada à comutação.

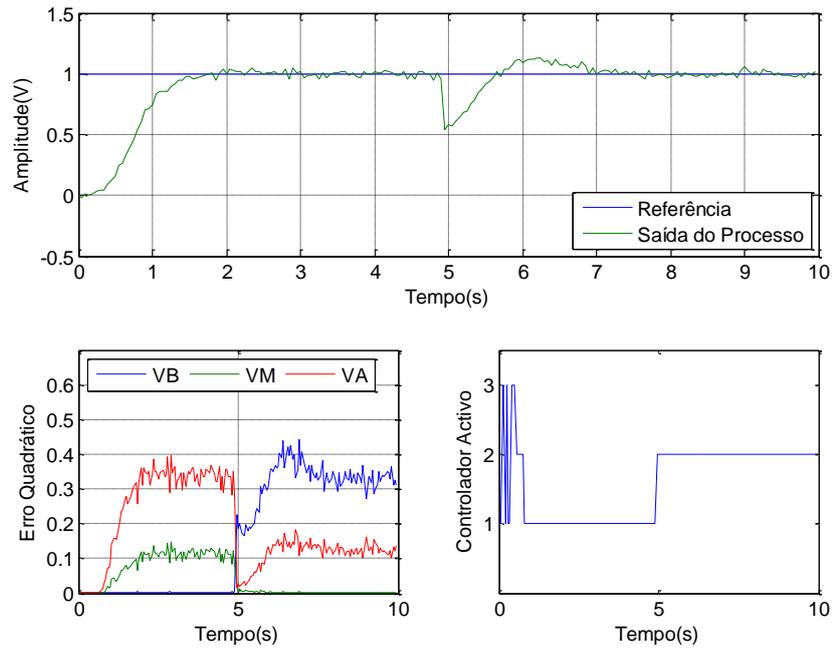


Figura 3.26 – Comutação entre VB e VM – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

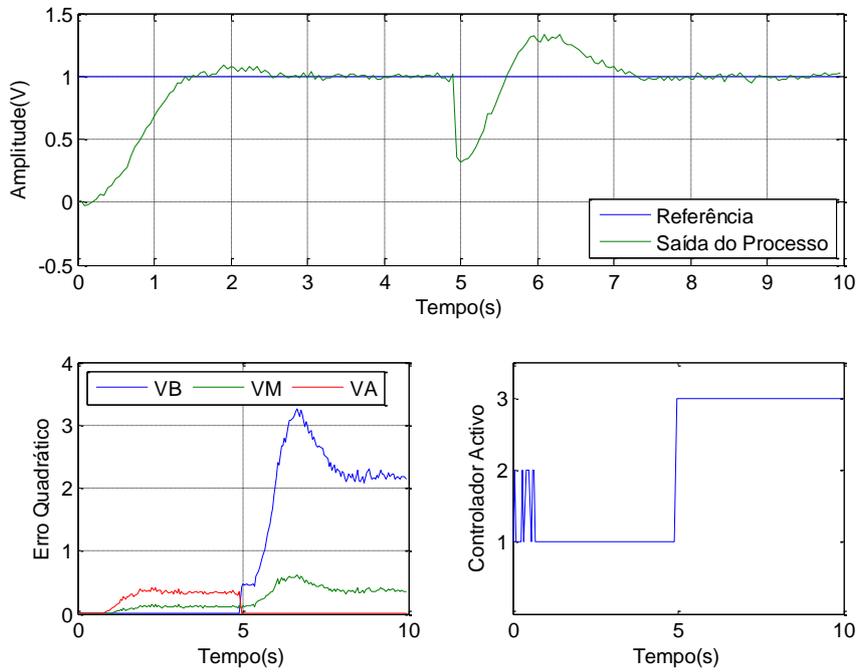


Figura 3.27 – Comutação entre VB e VA – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

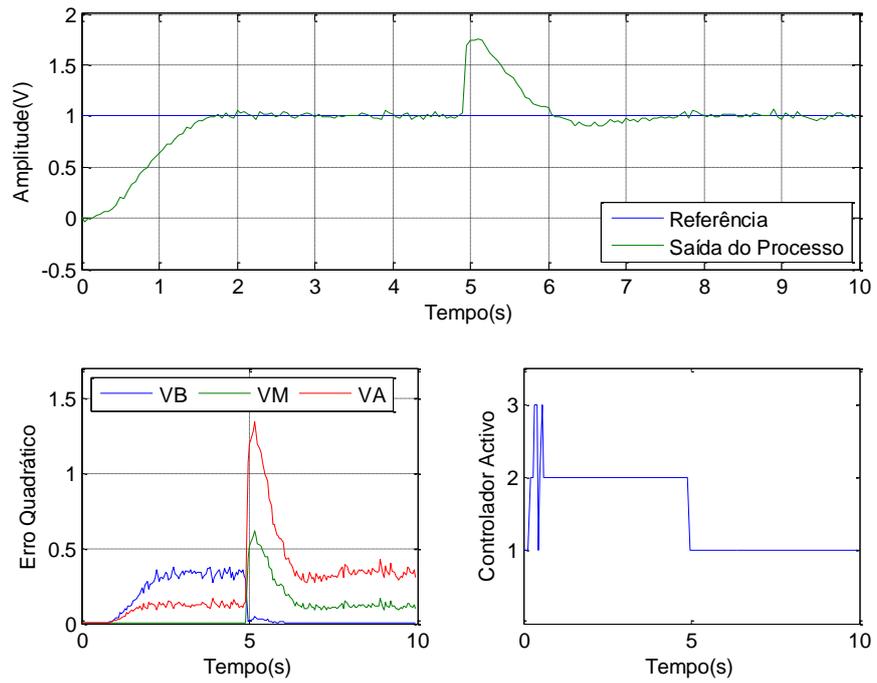


Figura 3.28 – Comutação entre VM e VB – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

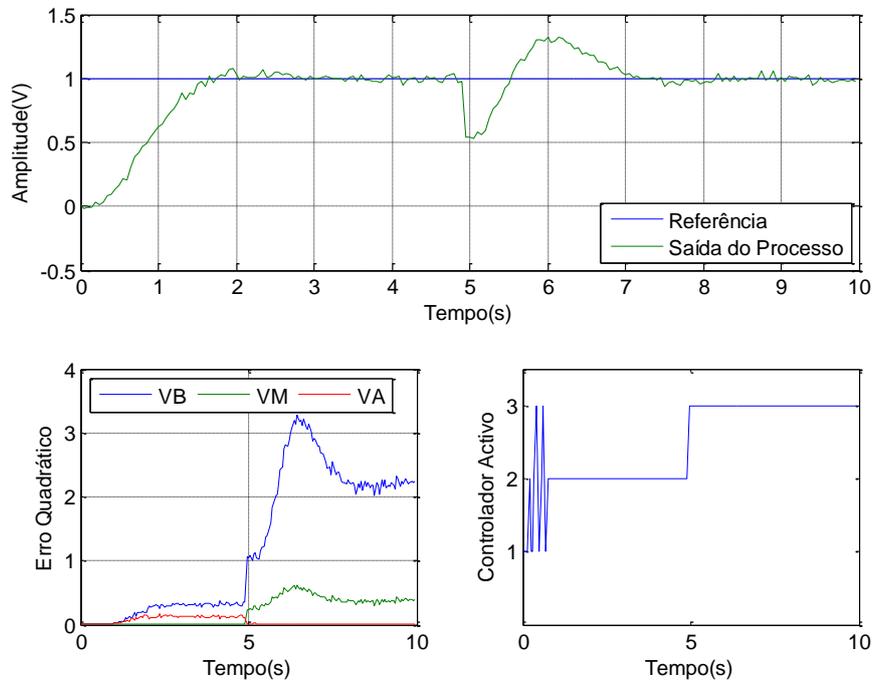


Figura 3.29 – Comutação entre VM e VA – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

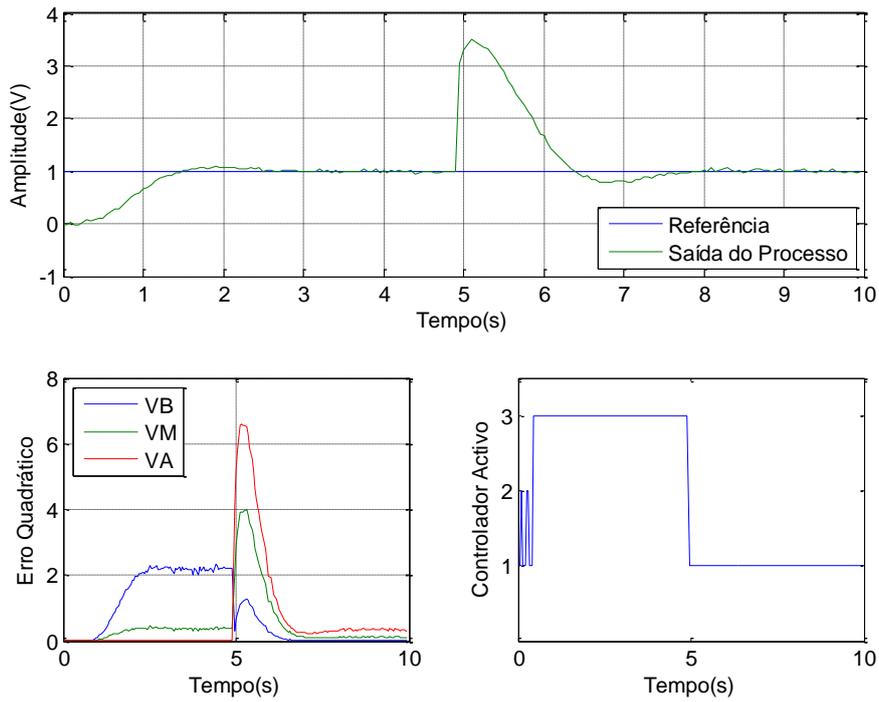


Figura 3.30 – Comutação entre VA e VB – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

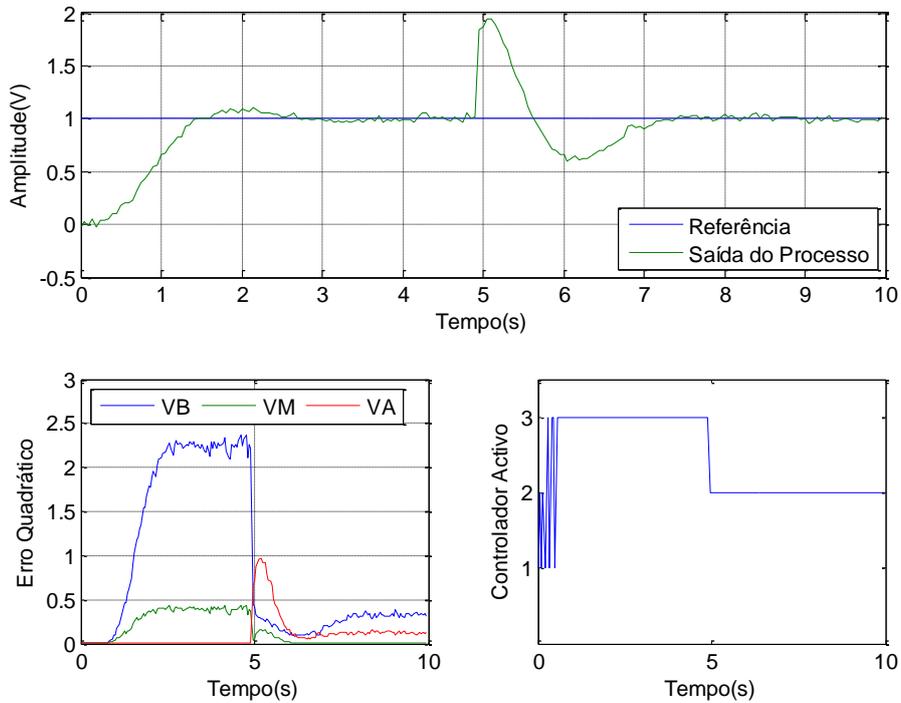


Figura 3.31 – Comutação entre VA e VM – Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

3.6.1.2 Sistema Supervisionado Final

Neste ensaio a “instalação” começou no ponto de funcionamento VB, aos 5 segundos mudou-se para o ponto VM e depois, após 10 segundos, para o ponto VA.

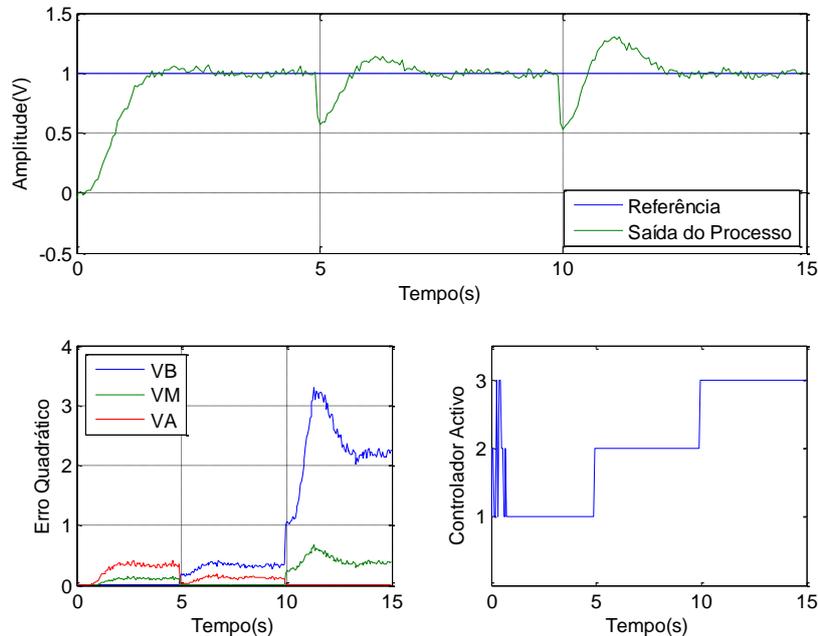


Figura 3.32 – Sistema supervisionado final - Comutação VB→VM→VA - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

Como se pode observar, após um pequeno período de rejeição da perturbação associada ao regime transitório dos erros quadráticos, a saída da instalação tende para a referência. Como o ponto de funcionamento é mudado “instantaneamente” de uma amostra para outra, a “instalação” reage de forma brusca.

Analisando o andamento do erro quadrático da saída da instalação em relação à saída estimada para cada ponto de funcionamento, pode-se observar que a seguir a cada instante de comutação o erro do ponto de funcionamento activo tende para zero, como seria de esperar.

Analisando a escolha do controlador ao longo do tempo, observa-se que após um período de indecisão, devido ao regime transitório dos sinais associados, a escolha tende para o controlador certo. Esta indecisão pode ter efeitos indesejáveis no processo real, podendo no limite levar a instabilidade, inutilizando o sistema de supervisão.

No processo real existirá algum desajuste entre os modelos e o comportamento no processo, além de que os modelos foram retirados de pontos de funcionamento específicos, logo não se sabe à partida qual é o comportamento do sistema de supervisão nos pontos intermédios que não foram previamente modelados. Justifica-se assim o estudo de um mecanismo que possa prevenir este efeito. Neste caso irá ser implementado um mecanismo de tempo de permanência (*dwell time*), tal como sugerido em [2]. O estudo e consequente teste serão realizados na secção seguinte.

3.6.2 Resultados no Processo PCT 37-100

3.6.2.1 Estudo do Mecanismo de Tempo de Permanência

Para atingir a estabilidade, quer-se que pelo menos um dos índices de comutação, neste caso o erro entre a saída e modelo associado a cada ponto de funcionamento, tenda para zero.

Como o processo de estimação é baseado em modelos de estado, o elemento que comanda a dinâmica e a consequente estabilidade é a matriz da dinâmica. Esta ser estável é suficiente para garantir a estabilidade de cada ponto de funcionamento, numa perspectiva de um sistema invariante no tempo. Mas o sistema global em estudo é variante no tempo, logo existe uma comutação entre matrizes da dinâmica.

É sabido que a comutação entre matrizes da dinâmica estáveis pode levar a um sistema instável [21]. Para prevenir este comportamento é preciso uma lógica de comutação que previna “demasiada” comutação. É aqui que entra o mecanismo de tempo de permanência. Existem várias formas de o implementar [2], sendo que, neste trabalho, se optou pela implementação seguinte:

- Quando existe uma mudança de ponto de funcionamento e uma consequente mudança de controlador, esta escolha *permanece* durante um intervalo de tempo mínimo T_p , de forma a fixar o controlador durante o regime transitório dos sinais associados.

Este processo está ilustrado na Figura 3.33.

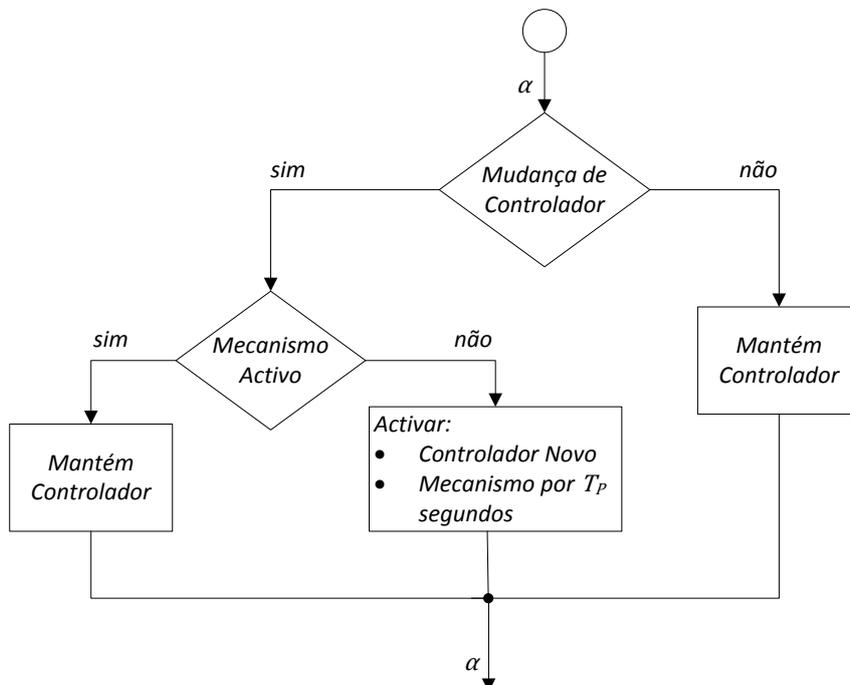


Figura 3.33 – Fluxograma do funcionamento do mecanismo de tempo de permanência

Para demonstrar a necessidade de um mecanismo de tempo de permanência foi realizado o seguinte ensaio no processo real, sem a utilização deste mecanismo: partindo do ponto VB, foi-se aumentando a velocidade de rotação, a fim de testar o comportamento do sistema de supervisão na comutação VB → VM. A vizinhança do ponto VM é atingida por volta dos 10 segundos, altura em que o supervisor comuta de controlador, provocando alguma sobre-elevação (Figura 3.34 – Saída do Processo). Esta mudança causa uma distorção temporária dos índices de comutação (Figura 3.35 - Erro Quadrático), o que leva a um comportamento oscilatório destes. Esta indecisão entre controladores (Figura 3.35 - Controlador Activo) tem um efeito oscilatório na saída do processo e na acção de controlo (Figura 3.34).

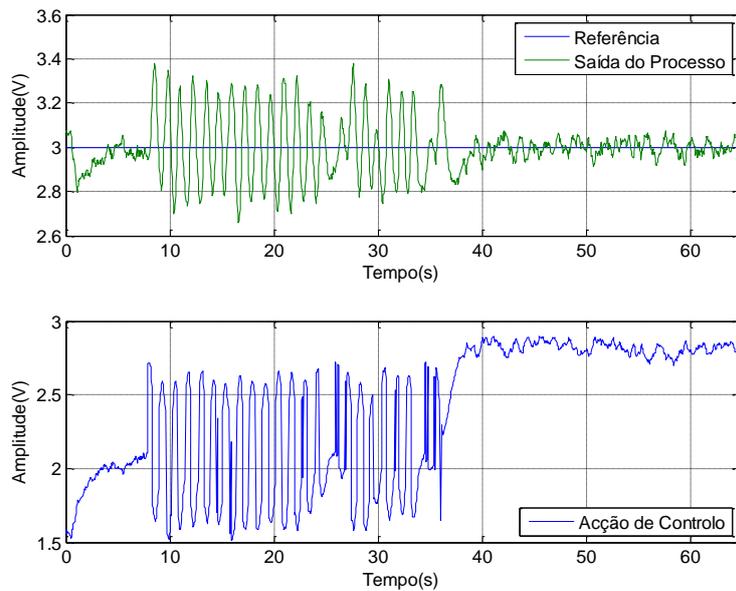


Figura 3.34 – Efeito da comutação rápida na resposta do processo e na acção de controlo

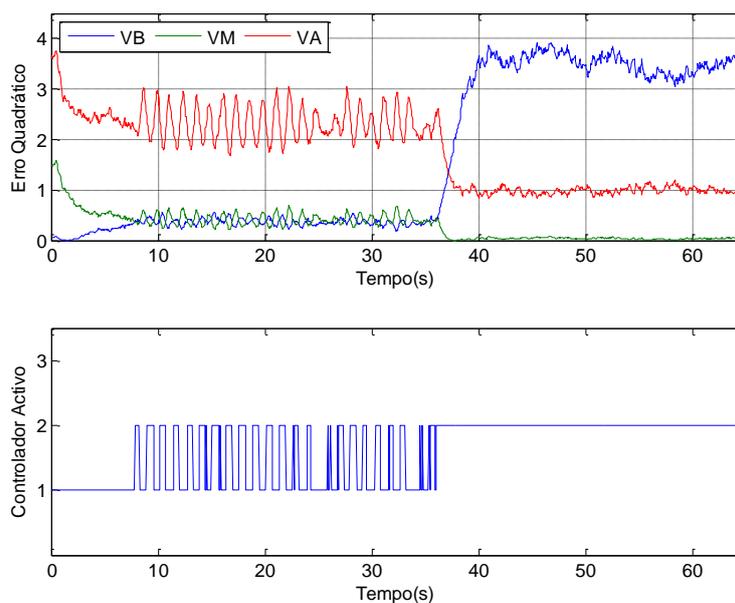


Figura 3.35 – Efeito da comutação rápida nos índices de comutação e na escolha do controlador

Se, na sequência da comutação, a decisão relativa ao controlador escolhido permanecesse durante um período de tempo suficiente este comportamento poderia ser evitado. Justifica-se então a adição do mecanismo de tempo de permanência. Após alguns testes chegou-se a um tempo de permanência do controlador $T_p = 3$ s, sendo este um intervalo da ordem do tempo de estabelecimento do sinal de saída do processo.

3.6.2.2 Sistema Supervisionado Final

Com o mecanismo de tempo de permanência implementado, foi testado o sistema de supervisão com a estrutura representada na Figura 3.25.

Foram realizados dois ensaios: $VB \rightarrow VM \rightarrow VA$ e $VA \rightarrow VM \rightarrow VB$. O caminho do ponto de funcionamento inicial até ao final foi realizado através de pequenos incrementos da velocidade de rotação do ventilador. Os transitórios iniciais, associados a cada ensaio, foram retirados. Devido às características inerentes ao processo, descritas anteriormente, este tem de ser pré sintonizado no ponto de funcionamento respectivo.

Na Figura 3.36 e na Figura 3.37 tem-se o resultado do ensaio $VB \rightarrow VM \rightarrow VA$. O processo começa no ponto VB. Por volta dos 15 segundos é injectado um degrau unitário para observar o efeito deste nos índices de comutação e também para verificar a resposta do processo. Os índices mantêm-se estáveis e a resposta ao degrau cumpre as especificações. Por volta dos 40 segundos o processo atinge o ponto de funcionamento VM, como se pode observar pelo andamento do erro quadrático (Figura 3.37). O sistema de supervisão comuta então para o controlador VM. É de notar a proximidade entre os índices de comutação VB e VM. Esta proximidade associada a comutação poderia levar aos efeitos instáveis observados anteriormente, mas o mecanismo de tempo de permanência evita-os, fixando o controlador durante o tempo suficiente para este se estabelecer. Por volta dos 80 segundos o processo atinge o ponto de funcionamento VA. O supervisor comuta então para o controlador VA. É de notar um pico transitório, resultante da comutação do controlador, que se reflecte no erro quadrático associado a VA, destacado na Figura 3.37, fazendo do erro quadrático VM o menor. Mas como o mecanismo de tempo de permanência está activo, a escolha de VA é fixada. O controlador VA é mantido até o final do ensaio, pois o ponto de funcionamento mantém-se inalterado.

Na Figura 3.38 e na Figura 3.39 tem-se o resultado do ensaio $VA \rightarrow VM \rightarrow VB$. Verifica-se o mesmo comportamento do ensaio anterior. O supervisor comutada de VA para VM por volta dos 15 segundos. A sobre-elevação em módulo é menor do que no ensaio anterior. Aos 35 segundos o processo atinge o ponto de funcionamento VB e o supervisor comuta para o respectivo controlador.

Como conclusão, o sistema de supervisão reage como esperado em ambos os ensaios, escolhendo o controlador correcto quando decide comutar. A adição do mecanismo de tempo de permanência conseguiu evitar o comportamento oscilatório observado anteriormente.

Primeiro Ensaio: VB→VM→VA

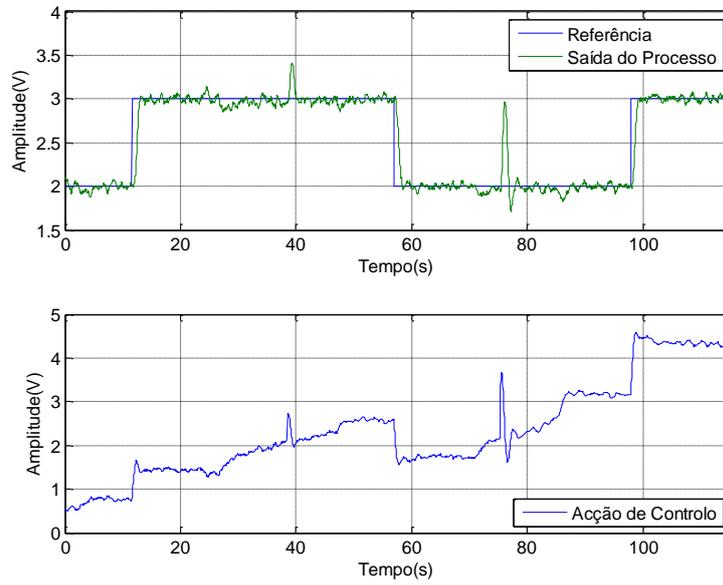


Figura 3.36 – Sistema supervisionado final – Comutação VB→VM→VA – Saída do processo e acção de controlo

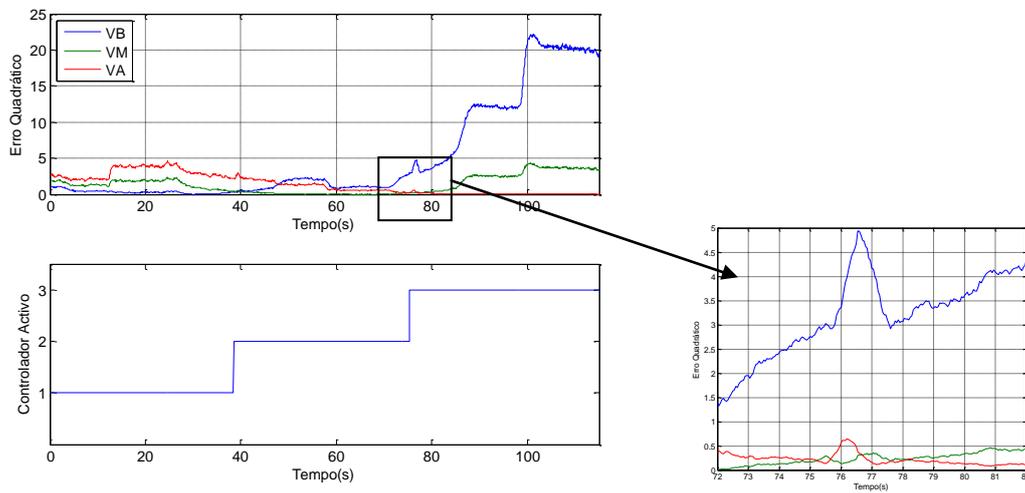


Figura 3.37 - Sistema supervisionado final – Comutação VB→VM→VA – Índices de comutação e controlador activo

Segundo Ensaio: VA→VM→VB

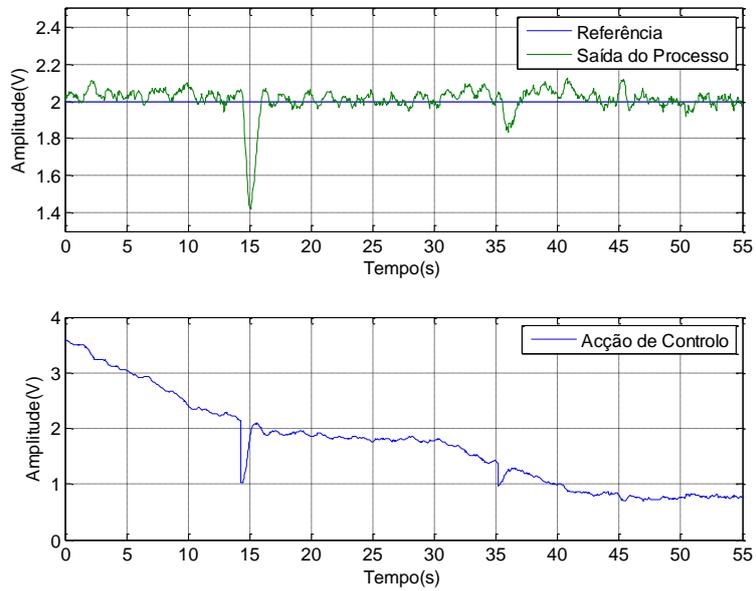


Figura 3.38 - Sistema supervisionado final - Comutação VA→VM→VB - Saída do processo e acção de controlo

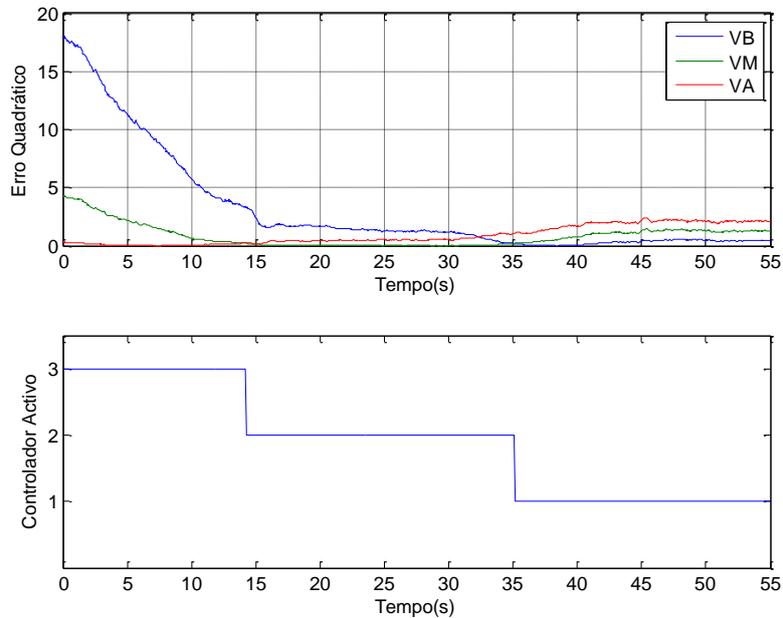


Figura 3.39 - Sistema supervisionado final - Comutação VA→VM→VB - Índices de comutação e controlador activo

3.6.2.3 Análise de Resultados

Como observado, com a supervisão baseada em estimadores foram obtidos bons resultados. Mas não se pode esquecer que a ideia base deste tipo de supervisão assenta no pressuposto que o modelo que melhor traduz o estado actual da instalação é o que teoricamente fornece o melhor controlador. Isto pode não se verificar quando o modelo não é exactamente igual ao estado actual do processo. Isto é, existe alguma incerteza associada ao modelo da instalação, derivada da modelação, que tem de ser tomada em conta.

Na implementação deste tipo de supervisão têm que ser desenvolvidos um conjunto de modelos da instalação, que são simulados em paralelo na supervisão, independentemente de se o projecto dos respectivos controladores necessita destas descrições paramétricas da instalação.

Isto pode ser uma tarefa fastidiosa e complicada de realizar em instalações em que não é propriamente fácil retirar um modelo de um forma tão simples como no sistema em estudo. E com o intuito de facilitar o projecto do sistema de supervisão que é apresentada no capítulo seguinte, a supervisão baseada em desempenho, como seguimento na linha de trabalho desta dissertação.

Capítulo 4 – Controlo Supervisionado Baseado em Desempenho através de Modelos Paramétricos

Resumo: Neste capítulo é estudado e implementado o segundo dos métodos de supervisão propostos: através de desempenho.

4.1 Introdução

Neste capítulo o conceito *unfalsified* é aplicado juntamente com o conceito de modelo de referência, numa estrutura multi-controlador comutada. O supervisor avalia, em cada instante de tempo, o potencial desempenho de cada controlador. A implementação do sistema de supervisão não requer o conhecimento prévio da dinâmica da instalação. No entanto, neste capítulo os controladores usados foram obtidos através de modelos paramétricos da instalação. Em mais nenhum sítio é usado qualquer conhecimento prévio da instalação.

4.2 Estrutura de Supervisão

Tomando como base [7], foi construída a estrutura de supervisão ilustrada na Figura 4.1. É de salientar a presença dos componentes *Monitorização de Desempenho* e *Sistema de Decisão*, introduzidos de forma genérica no capítulo dois.

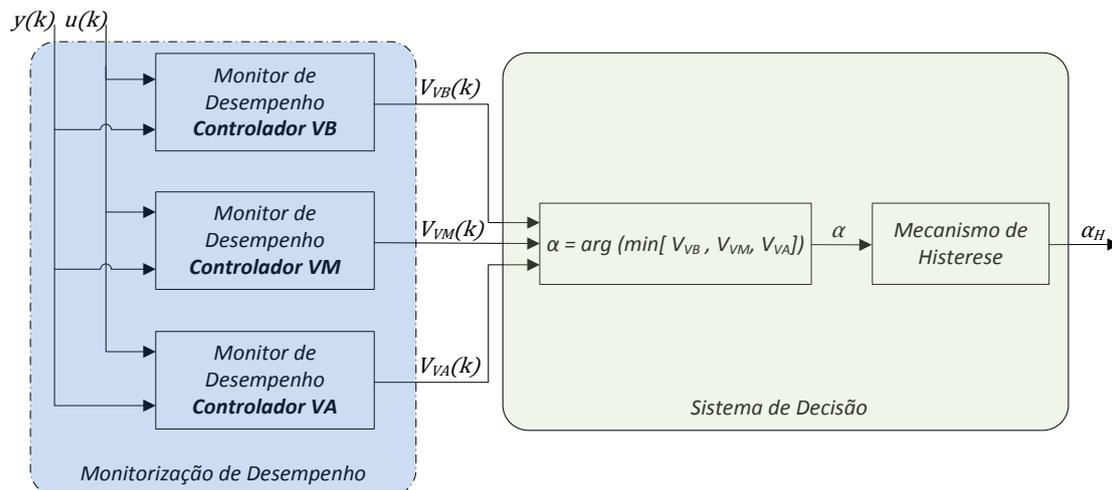


Figura 4.1 - Arquitectura da supervisão baseada em desempenho

Esta abordagem assenta nas seguintes regras:

1. A informação, directamente acessível no processo, está limitada aos valores passados dos sinais de entrada $u(k)$ e saída $y(k)$ do processo.
2. Está definido um conjunto de controladores Q de entre os quais, pelo menos um está em condições de cumprir as especificações propostas.
3. Todos os controladores $C := \{C_q : q \in Q\}$ possuem uma dinâmica inversa causal, isto significa que, sendo conhecidos os valores passados de $u(k)$ e $y(k)$, é possível determinar univocamente o valor de $r(k)$.
4. Está definida uma medida que permite avaliar o desempenho V de cada controlador para se poder definir um critério de comparação entre estes.

4.2.1 Monitorização de Desempenho

O módulo Monitorização de Desempenho calcula em cada instante de tempo o desempenho de cada controlador. A arquitectura do Monitor de Desempenho de cada controlador individual pode ser observada na Figura 4.2. Esta metodologia é semelhante à apresentada por Safonov e Paul em [7]. De notar que a única informação experimental necessária é o sinal de saída $y(k)$ e a acção de controlo actual $u(k)$.

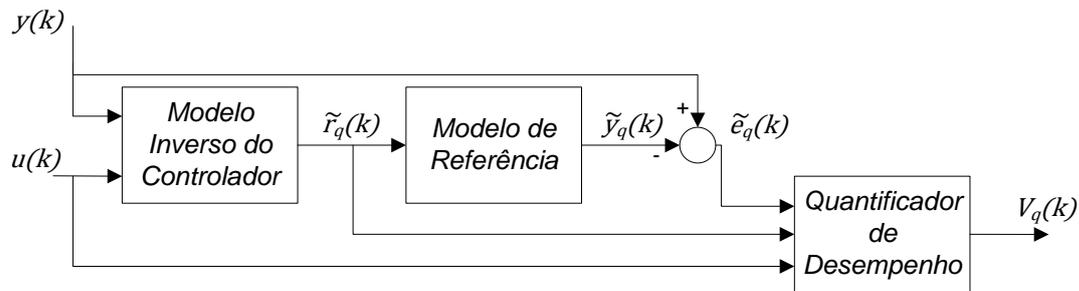


Figura 4.2 – Arquitectura do monitor de desempenho

Este bloco Monitor de Desempenho divide-se em três componentes: o **Modelo Inverso do Controlador**, o **Modelo de Referência** e o **Quantificador de Desempenho**.

Em cada instante de tempo, a avaliação do desempenho de cada controlador é realizada de acordo com o procedimento seguinte:

1. Usando os sinais de entrada e saída do processo, calcular o sinal de referência fictício $\tilde{r}(k) = \tilde{r}(C_q, u(\tau)|_{\tau \leq k}, y(\tau)|_{\tau \leq k})$ correspondente ao controlador C_q . Este é o sinal de referência para o qual, com o sinal de saída registado $y(k)$, o controlador produziria o sinal de comando $u(k)$.
2. Calcular o sinal de saída fictício $\tilde{y}(k)$, correspondente à saída do modelo de referência, quando o sinal de entrada é $\tilde{r}(k)$.
3. Calcular o sinal de erro fictício $\tilde{e}(k) = \tilde{y}(k) - y(k)$
4. Calcular o índice de desempenho através da função $V(\tilde{r}, u, \tilde{e}, k)$.

O modelo de referência é o comportamento desejado para o sistema em anel fechado. Este comportamento é projectado com base nas especificações de controlo. O comportamento de referência é semelhante para todos os controladores do sistema de supervisão.

A noção de sinal fictício irá ser clara mais a frente. Seguidamente irá ser explicada a função de cada componente do Monitor de Desempenho.

4.2.1.1 Modelo Inverso do Controlador

Em sistemas de controlo automático, é fornecida uma referência ao controlador a partir da qual é calculada a acção de controlo. Como modelo inverso do controlador pretende-se a função inversa, ou seja, através da acção de controlo achar a referência correspondente.

No caso do controlo por RLVE tem-se para cada controlador C_q ,

$$\tilde{r}_q(k) = \frac{u(k) + K_q x_q(k)}{N_q}$$

Em que K_q e N_q são os ganhos associados a cada controlador e x_q é a variável de estado pertencente ao modelo de estado. Aqui não é necessário um observador porque a estimação de estado não está directamente ligado à saída do processo, é uma abstracção associada ao supervisor. O estado é actualizado directamente através de

$$x_q(k+1) = A_q x_q(k) + B_q u(k)$$

Esta é uma simples actualização de estado, com base na acção de controlo mais recente. De notar que o cálculo de $x_q(k)$ não é afectado pelo efeito integral adicionado. Os controladores a falsificar/validar são os controladores por RLVE sem efeito integral.

Os sinais de referência fictícios ocupam um lugar importante no conceito *unfalsified*. Estes são sinais hipotéticos que traduzem o comportamento dos sinais $y(k)$ e $u(k)$ caso C_q estivesse inserido no anel de controlo durante o período de tempo em que estes foram obtidos.

4.2.1.2 Modelo de Referência

No sistema de supervisão implementado, o modelo de referência resume as especificações pretendidas para o sistema de controlo. Um controlador é validado se der origem a um sistema em anel fechado que se comporte aproximadamente como o modelo de referência. O grau de aproximação é determinado pelo nível de desempenho associado a cada controlador.

Resumidamente, a dinâmica $r(t) \rightarrow y(t)$ deve comportar-se de acordo com um determinado modelo de referência.

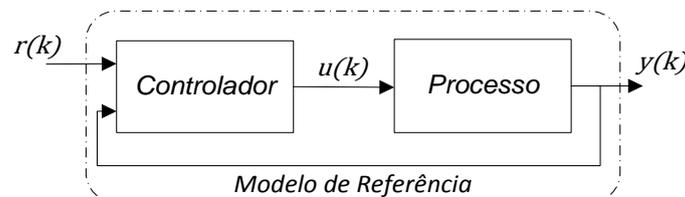


Figura 4.3 – Arquitectura do modelo de referência

A dinâmica do modelo de referência (Figura 4.3) é o comportamento desejado para o sistema controlador+processo.

Para o caso do sistema em estudo, em anel fechado este pode ser aproximado por uma função de transferência genérica de segunda ordem:

$$F(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{1 + a + b}{1 + az^{-1} + bz^{-2}}$$

Em que os parâmetros a e b serão definidos pelas especificações desejadas, traduzidas por (5).

Utilizando a transformada inversa na função de transferência anterior obtém-se a seguinte equação às diferenças:

$$y(k) = -ay(k - 1) - by(k - 2) + (1 + a + b)r(k)$$

O objectivo é que o modelo de referência se comporte segundo as especificações usadas para no dimensionamento dos controladores, que são sobre-elevação de 3% e tempo de estabelecimento a 5% de 1 segundo. Com estas condições, a equação anterior fica

$$y(k) = 1,706y(k - 1) - 0,741y(k - 2) + 0,035r(k) \quad (15)$$

Na figura seguinte tem-se a resposta ao degrau das três estruturas controlador+processo (4) e a do sistema descrita pela equação anterior.

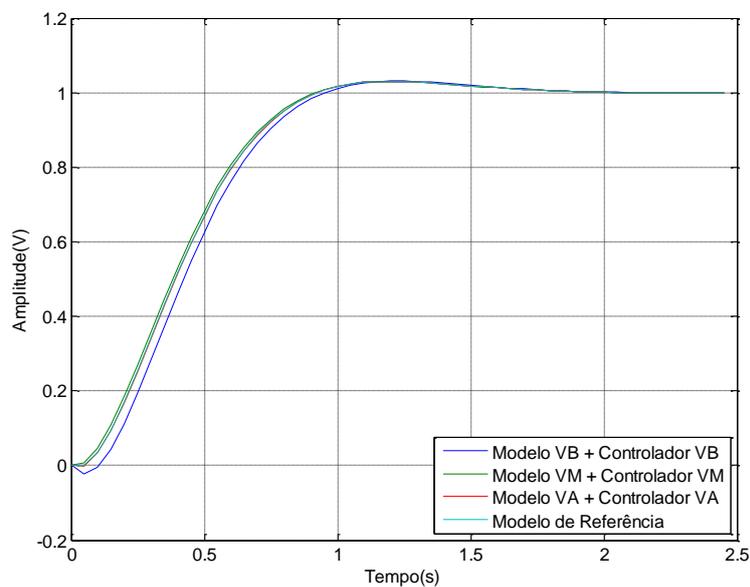


Figura 4.4 – Comparação entre as respostas dos pontos de funcionamento em anel fechado e do modelo de referência

As diferenças são mínimas, existindo apenas um pequeno desvio no início da resposta. A expressão (15) será usada para simular o comportamento do sistema em anel fechado, inserida no componente **Modelo de Referência**.

4.2.1.3 Quantificador de Desempenho

Estando definidos os sinais necessários para o cálculo do desempenho, é agora preciso definir um critério ou uma função de desempenho. O sistema desenvolvido usa o critério de desempenho definido por Safonov [7], que se encontra associado ao conceito de modelo de referência.

Para cada controlador o desempenho é medido, no domínio temporal, pela expressão

$$V(\tilde{r}, u, \tilde{e}, t) = \begin{cases} \frac{\|\tilde{e}(\tau)\|_t + \lambda\|u(\tau)\|_t}{\|\tilde{r}(\tau)\|_t} & \text{se } \|\tilde{r}(\tau)\|_t \neq 0 \\ \infty & \text{se } \|\tilde{r}(\tau)\|_t = 0 \text{ e } \|\tilde{e}(\tau)\|_t + \lambda\|u(\tau)\|_t \neq 0 \\ 0 & \text{se } \|\tilde{e}(\tau)\|_t + \lambda\|u(\tau)\|_t = 0 \end{cases}$$

Onde $\lambda \geq 0$ é um parâmetro de projecto, a ser escolhido e a norma $\|x(\tau)\|$ é definida por:

$$\|x(\tau)\|_t = \sqrt{\sum_0^t \rho^\tau x^T(\tau)x(\tau)}$$

O parâmetro ρ é usado como um factor de esquecimento exponencial. Em sistemas que são variantes no tempo o seu uso é essencial. Na Figura 4.5 apresenta-se o seu comportamento.

Considerando um horizonte de 50 amostras, é apresentado o nível de esquecimento, que consiste na importância a dar a cada amostra, numa escala de 0 a 1, para quatro valores possíveis de ρ .

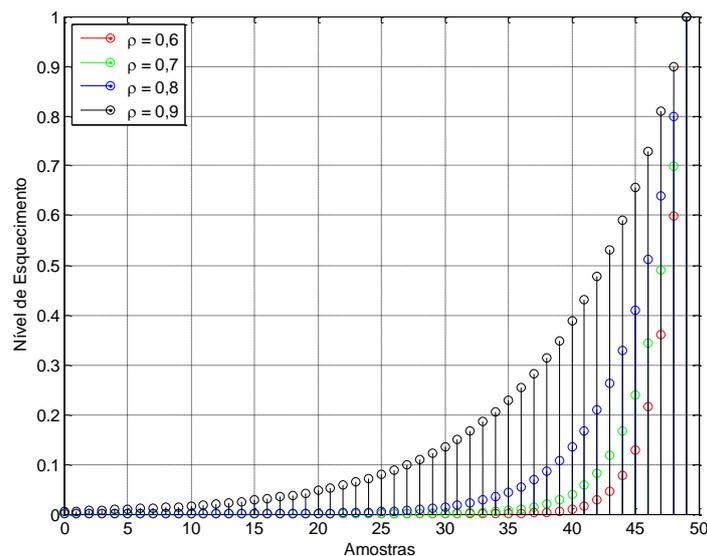


Figura 4.5 – Nível de esquecimento para diferentes ρ

A escolha do valor de ρ resulta de um compromisso. Se for usado um valor muito baixo, as amostras actuais terão um peso muito alto em contraste com as passadas. Um ρ muito alto terá em conta dados que já não serão relevantes para o estado actual da instalação. Um estudo mais detalhado, aplicado ao sistema em estudo, será feito mais à frente.

4.2.2 Sistema de Decisão

Apenas controladores validados (*unfalsified*) são candidatos a entrar no anel de controlo. Assume-se que, em cada instante de tempo, pelo menos um controlador do universo de controladores está validado, mesmo que com fraco desempenho. O controlador que tiver o menor valor para V_q , o que corresponde ao melhor desempenho, será o escolhido. O mecanismo de selecção implementado tem de evitar o problema da comutação rápida. O mecanismo de tempo de permanência implementado anteriormente pode ser usado, no entanto quando se usam esquemas *unfalsified*, existem duas outras abordagens:

- Quando um controlador C_q é escolhido, este mantém-se mesmo que não seja o melhor. A comutação ocorre quando o índice de desempenho V_q associado sobe acima de um limiar. A partir deste instante é escolhido o controlador com o menor índice de desempenho.
- Outra abordagem é definir um mecanismo de histerese, baseado num offset de comutação. Neste caso quando um controlador C_q está a ser usado, não existe comutação enquanto nenhum índice de desempenho de outro controlador estiver abaixo de $V_q - \gamma$, sendo o parâmetro γ definido como a margem de refutação. Esta é a abordagem usada no trabalho desta dissertação.

A decisão tomada por este sistema tem a notação de α , como convencionado nas figuras ao longo da dissertação.

4.3 Resultados em Simulação

4.3.1 Estudo dos Índices de Desempenho

Considerando um sistema invariante no tempo foram estudados índices de desempenho V_q para cada ponto de funcionamento controlado por cada um dos controladores por RLVE, segundo o esquema de supervisão da Figura 4.1.

Na Figura 4.6 tem-se o comportamento dos índices de desempenho V_q para cada controlador em cada ponto de funcionamento, controlado por cada um dos controladores. Os parâmetros usados foram: $\lambda = 0,05$ e $\rho = 1$, ou seja, sem esquecimento, o que faz sentido já que a instalação se mantém constante ao longo do tempo.

Considerou-se um período de dois segundos para armazenamento de dados (referências, erros e saídas fictícios). Por isso é que os índices estão a zero durante este intervalo de tempo. Este intervalo foi usado para o supervisor conter uma quantidade relevante de dados aquando a primeira estimativa de cada V_q .

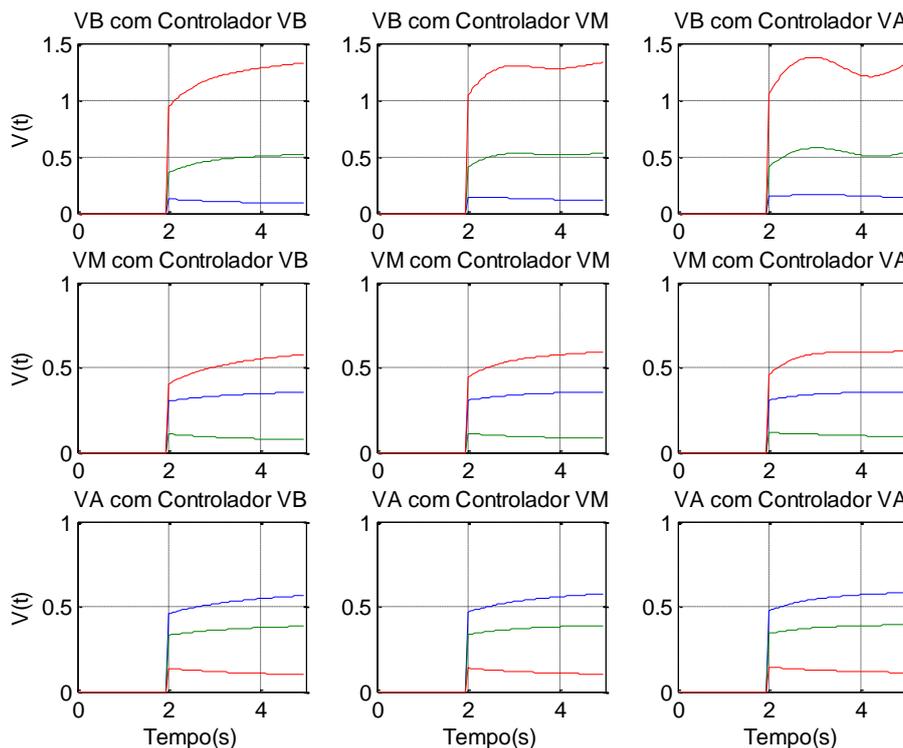


Figura 4.6 – Andamento dos índices de desempenho (VB (Azul), VM (Verde), VA (Vermelho))

Em todos os ensaios o índice V_q do controlador candidato correspondente ao ponto de funcionamento activo é o menor e existe uma clara separação entre índices.

Por exemplo, na primeira linha de gráficos da Figura 4.6 a instalação está a funcionar no ponto de funcionamento VB e nas três situações em que está a ser controlado pelo controlador VB, VM e VA respectivamente, o índice de desempenho menor é sempre o do controlador VB. O mesmo comportamento verifica-se para todas as situações. A conclusão a que se pode chegar é que para um sistema invariante do tempo, a escolha do sistema de supervisão é sempre a correcta.

4.3.2 Estudo dos Sinais Fictícios

Pretende-se mostrar o porquê do controlador com o menor índice V_q é aquele com melhor desempenho.

A Figura 4.7 ilustra o andamento dos sinais fictícios ao longo do tempo, para o ponto de funcionamento VA com o controlador VA, com um sinal de referência de 2 V. O mesmo comportamento é verificado para qualquer conjunção de ponto de funcionamento+controlador, no sentido em que o controlador correcto é sempre o que tem o menor índice de desempenho, como referenciado no capítulo anterior.

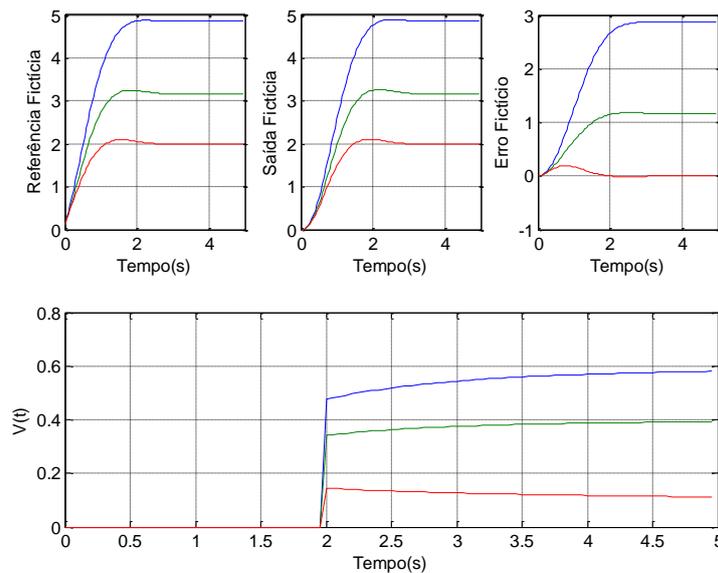


Figura 4.7 – Sinais fictícios e índices de desempenho para VA com controlador VA (VB (Azul), VM (Verde), VA (Vermelho))

A referência fictícia associada ao controlador VA tende para a referência real. Esta é injectada no modelo de referência que responde exactamente como o processo, fazendo o erro fictício tender para zero. Isto faz com que o numerador do critério de desempenho associado ao controlador candidato correcto, seja o menor dos três controladores, o que implica o índice de desempenho mais baixo.

O sinal de saída fictício \tilde{y}_q é a saída do modelo de referência correspondente à referência fictícia \tilde{r}_q e à acção de controlo u . O sinal y corresponde a saída actual da instalação com o

controlador C_q no anel de controlo e com uma das referências fictícias como sinal de comando.

Logo o erro fictício \tilde{e}_q é o erro de controlo caso o controlador C_q estivesse no anel de controlo até ao instante de tempo actual. Conclui-se que o erro fictício é a principal medida de ajuste de cada controlador, sendo que o controlador candidato correcto (validado) tem o menor erro fictício.

4.3.3 Estudo do Factor de Esquecimento

O uso de um factor de esquecimento no cálculo das normas $\|x(\tau)\|$ para cada $V(t)$ é importante quando a dinâmica da instalação pode variar ao longo do tempo. Este é aplicado para que estado actual da instalação se reflecta o mais depressa possível nos índices de desempenho.

Na Figura 4.8 a), tem-se o andamento dos $V(t)$, sem factor de esquecimento ($\rho = 1$), para um sistema variante no tempo. Aos 5 segundos houve uma mudança de ponto de funcionamento de VB \rightarrow VM. Esta só se reflectiu nos índices passados 5 segundos. Durante todo o tempo de simulação o controlador VB manteve-se validado, mesmo não sendo o correcto para o ponto de funcionamento activo. Justifica-se assim a necessidade de um factor de esquecimento de forma a “apressar” a escolha do sistema de supervisão.

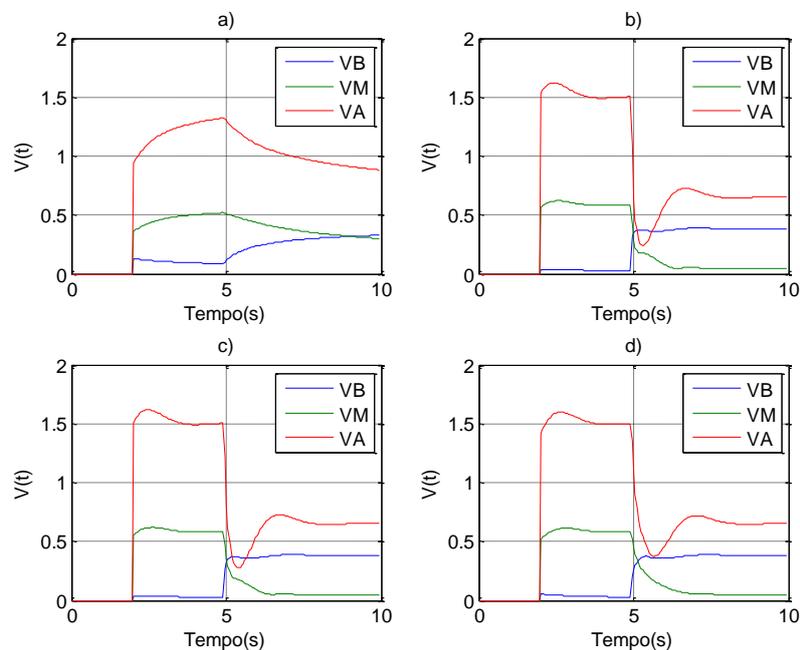


Figura 4.8 – Andamento dos índices de desempenho para a) $\rho = 1$ b) $\rho = 0.7$ c) $\rho = 0.8$ d) $\rho = 0.9$

O valor de ρ que produz melhores resultados é $\rho = 0,9$. No instante de mudança de ponto de funcionamento observa-se uma melhor separação entre índices de desempenho. Para os

outros valores de ρ , apesar de a mudança de ponto de funcionamento se reflectir imediatamente nos desempenhos, a separação entre índices é melhor para $\rho = 0,9$.

4.3.4 Estudo da Comutação

Com os controladores por RLVE projectados no capítulo anterior e com o esquema de supervisão da Figura 4.1 foram obtidos os resultados que estão ilustrados nesta secção. A estrutura de controlo usada pode ser observada na Figura 4.9. Este é igual à usada no capítulo anterior, na mesma com um controlador integral no anel exterior de controlo.

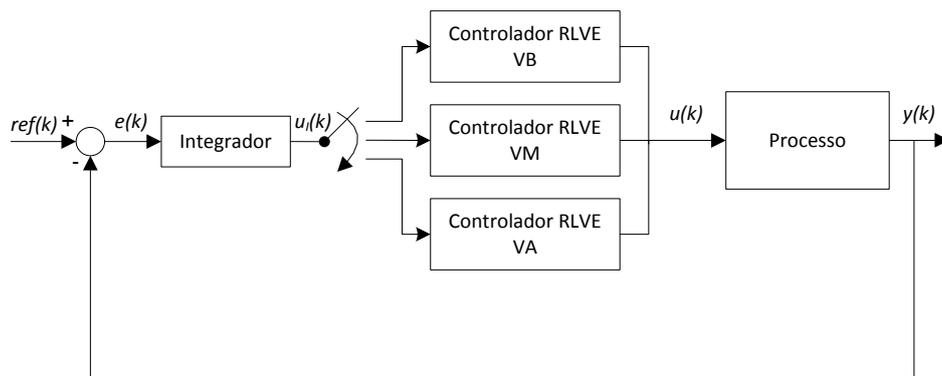


Figura 4.9 - Estrutura multi-controlador com efeito integral no anel exterior de controlo

Para simular o ponto de funcionamento activo foram utilizados os modelos obtidos em espaço de estados. Os resultados presentes nesta secção têm como objectivo pré-validar o sistema de supervisão, antes de se avançar para o teste no PCT 37-100.

As figuras seguintes ilustram o efeito da comutação no sinal de saída entre cada dois pontos de funcionamento. Nos gráficos horizontais podem ser observados os sinais associados ao sistema de supervisão, tais como o desempenho $V(t)$ de cada controlador e a decisão α . Os parâmetros usados foram: $\lambda = 0,05$, $\rho = 0,9$ e $\gamma = 0,2$. No gráfico Controlador Activo, os algarismos 1,2 e 3 correspondem aos controladores VB, VM e VA, respectivamente. Em todas as figuras o ponto de funcionamento foi mudado aos 5 segundos de simulação.

Na Figura 4.10 e na Figura 4.11 tem-se a comutação do controlador VB para os outros controladores candidatos. O processo começa no ponto VB e aos 5 segundos é mudado o ponto de funcionamento para VM na Figura 4.10 e para VA na Figura 4.11. A mudança de ponto de funcionamento é rapidamente detectada pelo supervisor, que valida imediatamente para o controlador candidato correspondente ao ponto de funcionamento activo, falsificando os restantes. Existe uma ligeira sobre-elevação, maior na comutação de VB \rightarrow VA, pois são dois pontos com uma grande diferença de ganho estático, como estudado anteriormente.

Observa-se um comportamento semelhante para todas as outras comutações entre controladores. Na Figura 4.12 e na Figura 4.13 tem-se a comutação entre o controlador VM e

os outros controladores candidatos e na Figura 4.14 e na Figura 4.15 a comutação para o controlador VA.

Na Figura 4.15 aquando a mudança de ponto de funcionamento de tal VA→VM o sistema de supervisão escolhe o controlador correcto, mas depois durante alguns segundos tem uma decisão errada. Isto acontece porque aquando a comutação de controlador, a acção de controlo entrou em saturação, fazendo com que o sistema entre numa zona não linear, não existindo assim modelo de controlo correspondente. Após algum tempo o supervisor volta a validar o controlador candidato indicado para o ponto de funcionamento. A saturação não pode ser evitada, pois esta resulta de limitações inerentes ao processo, mas pode ser minimizada através do mecanismo *anti-windup*. Este evita que a acção de controlo fique durante muito tempo no estado de saturação, protegendo tanto o anel de controlo como a estrutura de supervisão.

Como conclusão, em todas as simulações, após a mudança de ponto de funcionamento, o supervisor indica o controlador correcto. É de salientar mais uma vez a sobre-elevação associada ao instante de comutação. Esta acontece porque em simulação o ponto de funcionamento é mudado bruscamente. No processo real, a mudança de ponto de funcionamento não será tão rápida.

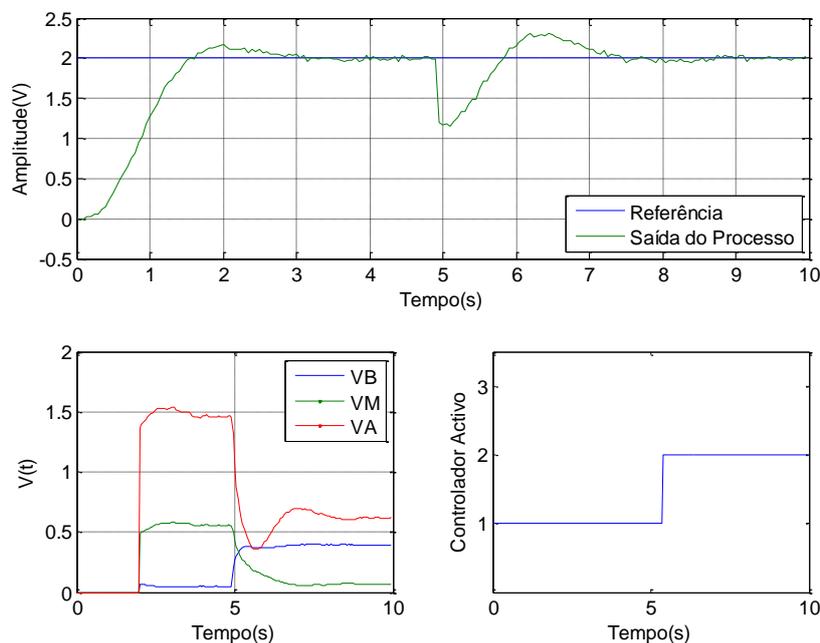


Figura 4.10 – Comutação entre VB e VM - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

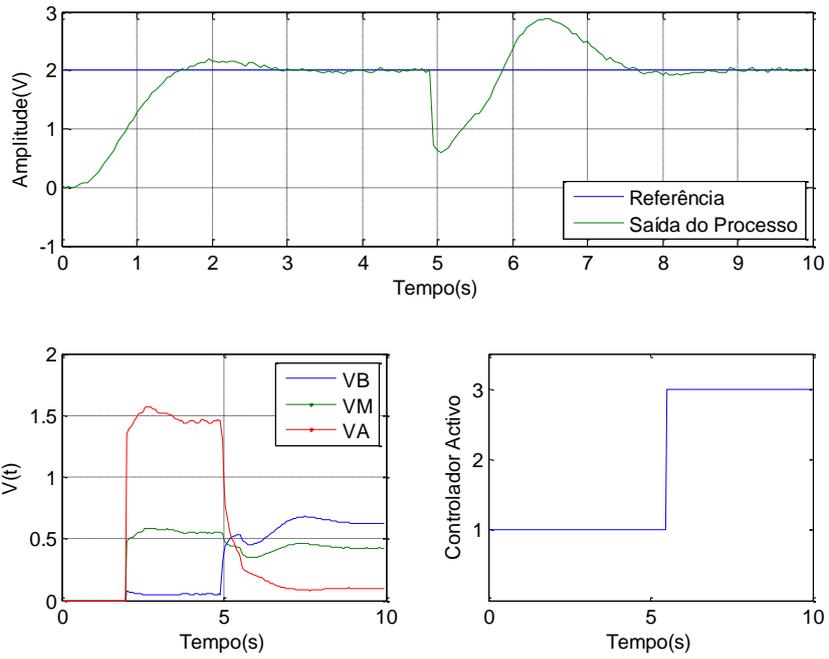


Figura 4.11 – Comutação entre VB e VA - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

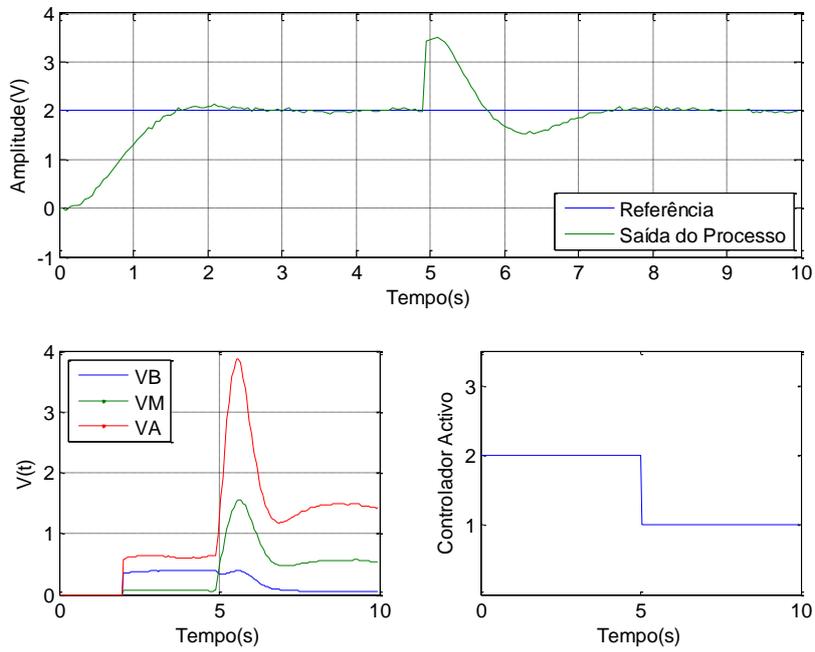


Figura 4.12 – Comutação entre VM e VB - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

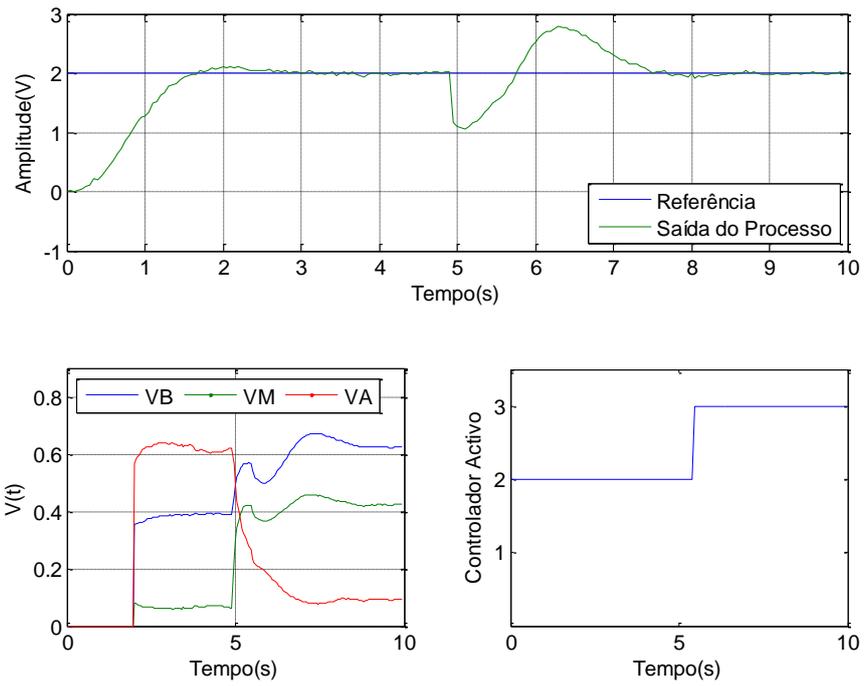


Figura 4.13 – Comutação entre VM e VA - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

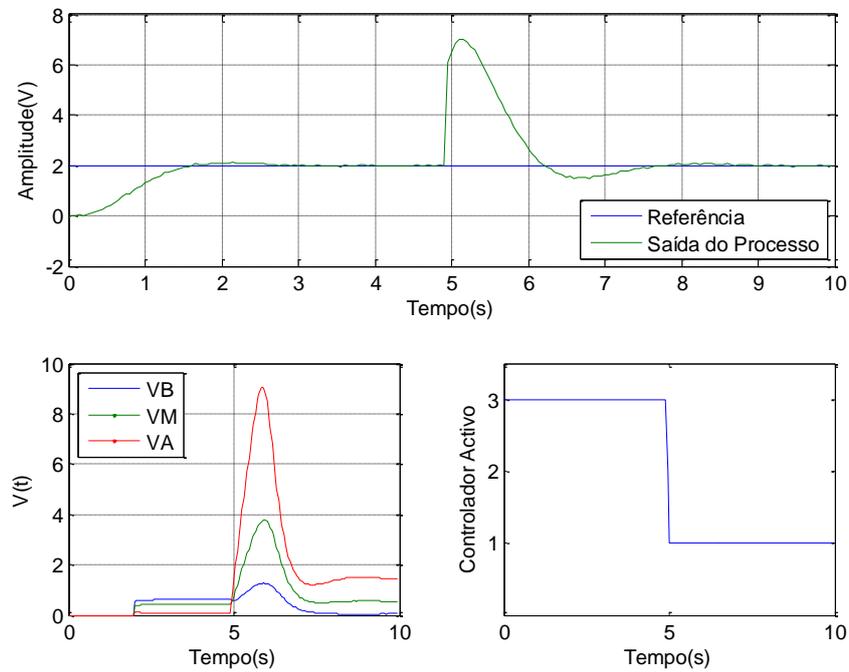


Figura 4.14 – Comutação entre VA e VB - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

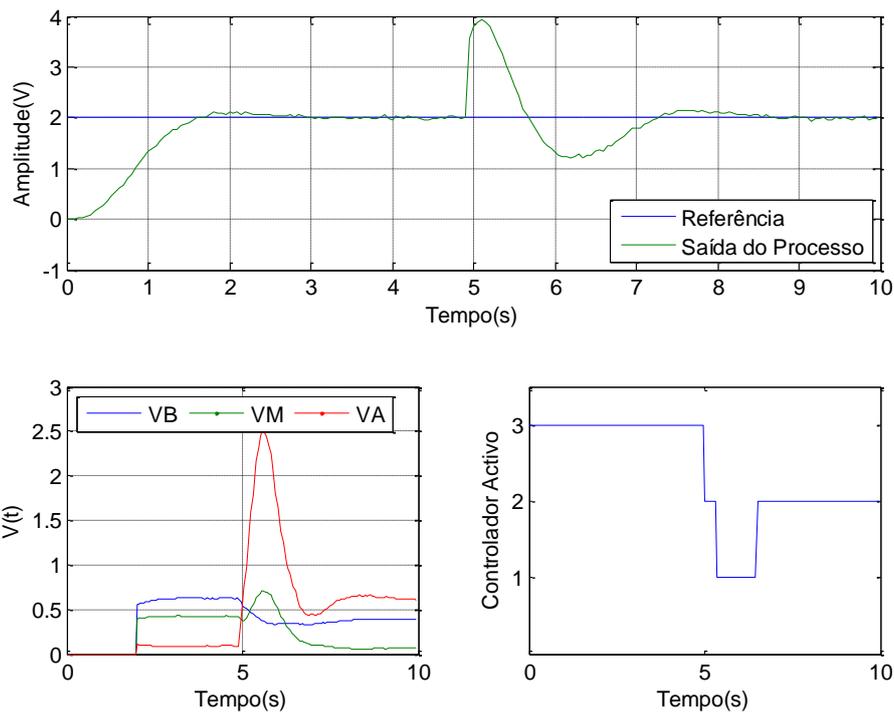


Figura 4.15 – Comutação entre VA e VM - Resposta do processo, índices de comutação e controlador activo

4.4 Resultados no Processo PCT 37-100

Tendo todos os componentes definidos ao nível da supervisão e do controlo, estes foram testados com o processo PCT 37-100. A interface de teste implementada para o teste no PCT 37-100 pode ser observada no Apêndice A.

4.4.1 Estudo do Mecanismo de Histerese

De forma a compreender a necessidade do mecanismo de histerese foi realizado um ensaio em que a margem de refutação é nula ($\gamma = 0$), ou seja, é sempre escolhido o controlador candidato C_q correspondente ao menor V_q , não existindo nenhum mecanismo de protecção nos instantes de comutação. Os resultados estão na Figura 4.16 e na Figura 4.17. Neste ensaio partiu-se do ponto de funcionamento VB e através de pequenos incrementos na velocidade de rotação, foi-se caminhando em direcção ao ponto VA. Por volta dos 20 segundos o supervisor comutou para o controlador VM, numa zona em que o desempenho do controlador VB e VM é semelhante.

Isto provoca uma rápida comutação entre os controladores que está associada à oscilação, também rápida, dos índices de desempenho. Esta comutação entre controladores provoca uma forte oscilação tanto na acção de controlo como na saída do processo.

Continuando a caminhar em direcção a VA, por volta dos 70 segundos volta a verificar-se o mesmo comportamento. Mas neste caso as oscilações têm uma amplitude maior porque a resposta do processo é mais rápida nesta velocidade de rotação. Justifica-se assim a necessidade do mecanismo de histerese.

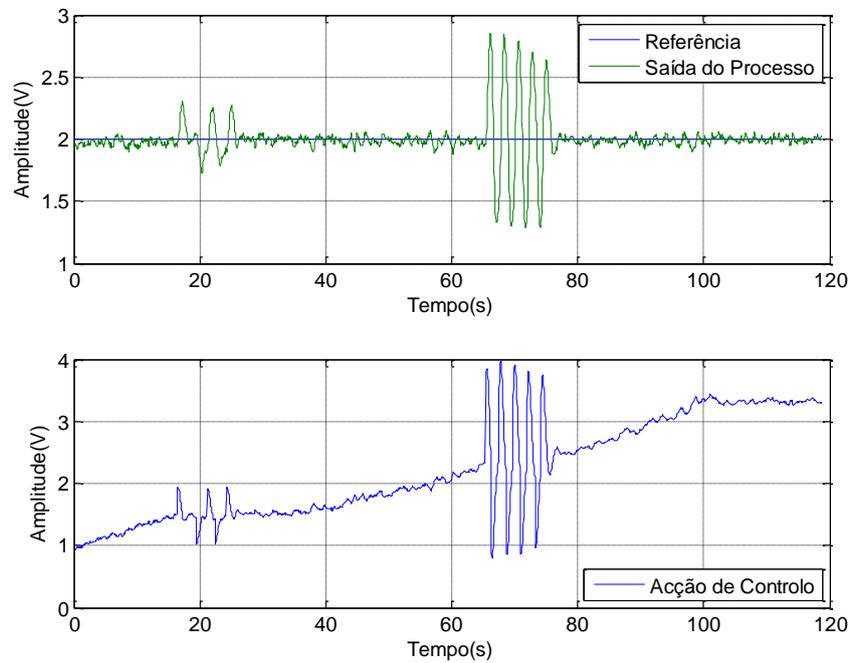


Figura 4.16 - Efeito da comutação rápida na saída do processo e na acção de controlo

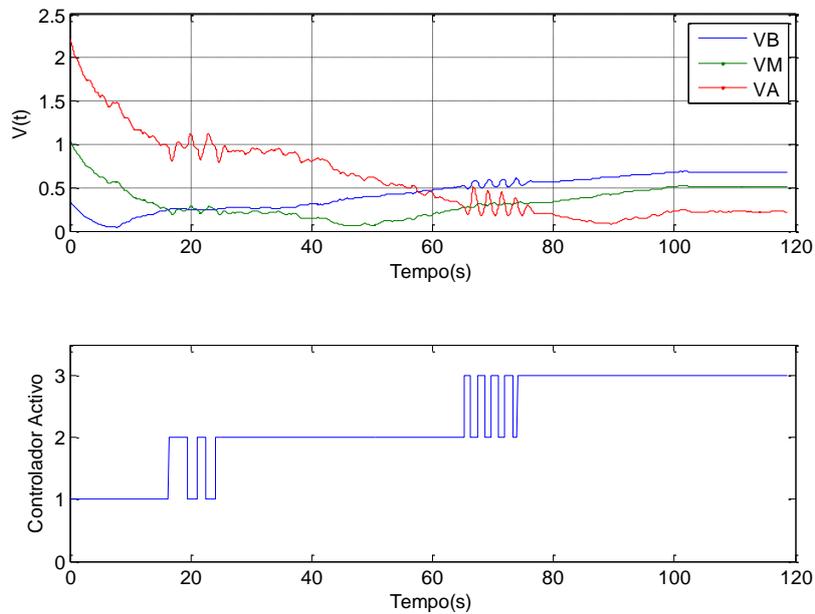


Figura 4.17 - Efeito da comutação rápida nos índices de desempenho e na escolha do controlador

4.4.2 Sistema Supervisionado Final

Com todos os componentes implementados passou-se para o teste do sistema completo de supervisão, no processo real. Após alguns testes verificou-se que $\gamma = 0,15$ é a margem de refutação mais indicada. Os outros parâmetros usados foram: $\lambda = 0,05$ e $\rho = 0,9$.

Foram realizados dois ensaios: VB→VM→VA (Figura 4.18 e Figura 4.19) e VA→VM→VB (Figura 4.20 e Figura 4.21).

No primeiro ensaio, VB→VM→VA, o processo começa no ponto de funcionamento VB e com pequenos incrementos na velocidade de rotação o processo foi avançando para VA. Ainda em VB é injectado um degrau unitário para observar a resposta dos índices de desempenho. Estes descem ligeiramente pois a acção de controlo aumenta (ver critério de desempenho).

Por volta dos 45 segundos a instalação atinge VM e o supervisor responde mudando para o controlador VB. Nota-se um pequeno salto no sinal de saída associado a comutação, mas não tão elevado como observado em simulação. De seguida é dado um degrau para observar o comportamento do sistema de supervisão. Este continua a validar o controlador VB e a falsificar os restantes. Por volta dos 90 segundos o processo atinge o ponto de funcionamento VA. Mais uma vez verifica-se um salto no sinal de saída, um pouco maior que o anterior, associado a comutação de controlador. Outro ensaio semelhante pode ser consultado em [28].

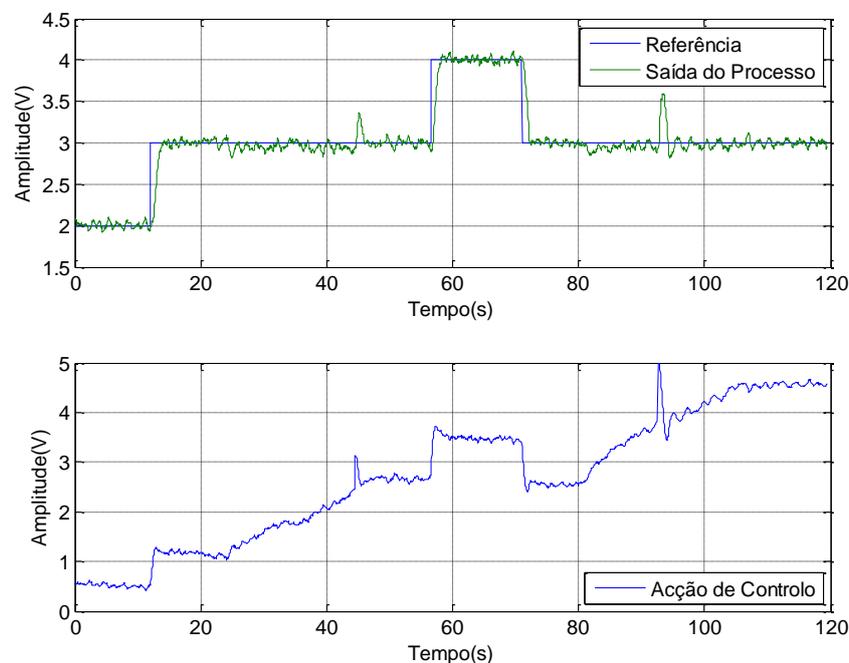


Figura 4.18 - Sistema supervisionado – Comutação VB→VM→VA – Saída do processo e acção de controlo

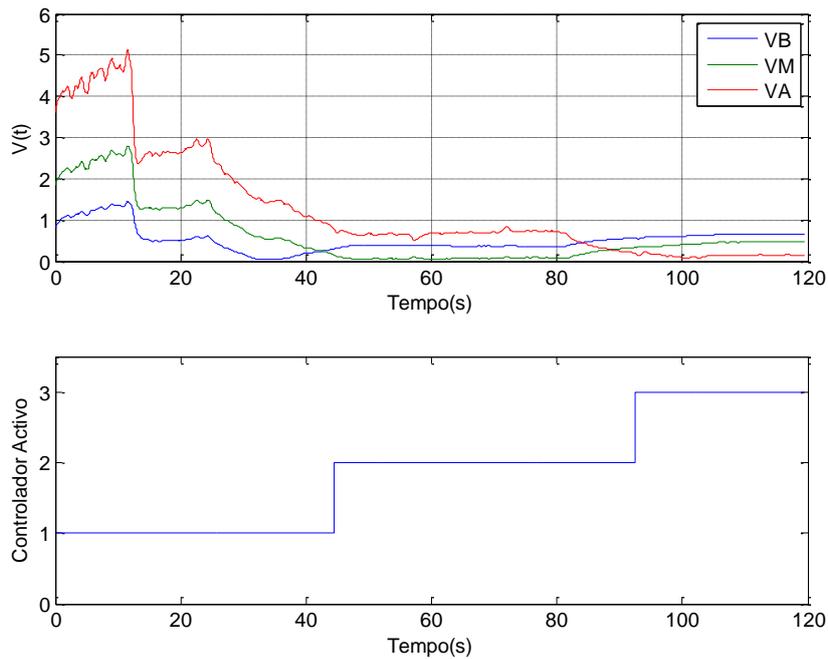


Figura 4.19 - Sistema supervisionado – Comutação VB→VM→VA – Índices de comutação e controlador activo

No segundo ensaio, VA→VM→VB, o processo começa no ponto de funcionamento VA e com pequenos incrementos na velocidade de rotação o processo foi avançando para VB. O processo atingiu VM por volta dos 20 segundos e VA aos 45 segundos e o sistema de supervisão reagiu como esperado, validando o controlador candidato correspondente ao ponto de funcionamento.

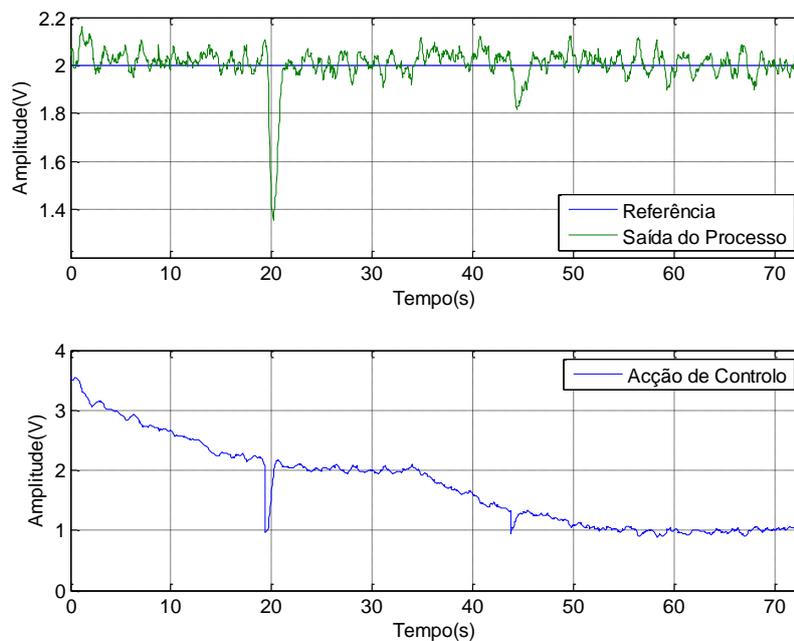


Figura 4.20 - Sistema supervisionado – Comutação VA→VM→VB – Índices de comutação e controlador activo

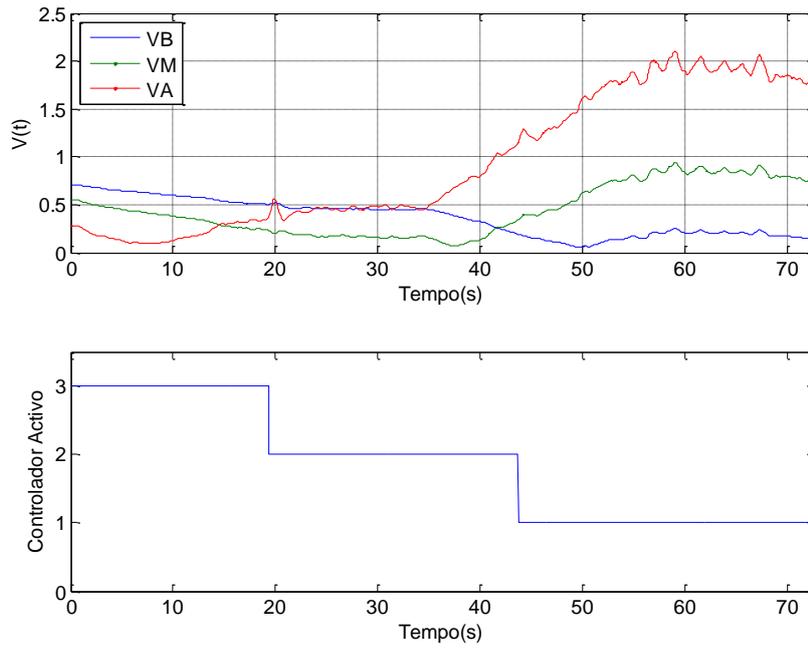


Figura 4.21 - Sistema supervisionado - Comutação VA→VM→VB - Índices de comutação e controlador activo

Capítulo 5 – Controlo Supervisionado Baseado em Desempenho através de Modelos em Frequência

Resumo: Neste capítulo pretende-se validar o conceito de supervisão baseada em desempenho. Como conjunto de controladores candidatos são usados os controladores projectados através dos modelos em frequência.

5.1 Introdução

No capítulo anterior foram usados modelos do processo para projecto dos diversos controladores utilizados. No entanto, uma característica fundamental dos métodos de supervisão baseados no desempenho dos controladores é de não requerem a existência de modelos matemáticos da instalação. Assim, neste capítulo desenvolve-se um sistema de controlo supervisionado em que os controladores são projectados a partir de modelos de resposta em frequência do processo PCT 37-100. A interface de teste implementada para o teste no PCT 37-100 pode ser observada no Apêndice A.

5.2 Modelação em Frequência do Processo PCT 37-100

O sistema é caracterizado através da sua resposta em frequência, obtida experimentalmente para cada um dos pontos de funcionamento definidos anteriormente. Os modelos paramétricos anteriores são comparados com os modelos não paramétricos desenvolvidos.

O processo é excitado por um sinal na gama [0V ; 5V] com um valor médio de 2,5 V. O sinal é composto por um conjunto discreto de frequências

$$u_s(t) = \sum_{n=1}^N \sin(2\pi f_n t)$$

onde cada f_n (Hz) (ver Apêndice B) corresponde a uma frequência de excitação do processo, diferente para cada n . A amplitude e o valor médio do sinal são ajustados de modo a que o sinal resultante $u(t) = Au_s(t) + B$, tome valores dentro da gama pretendida.

Os ensaios para determinação da resposta em frequência são realizados com com uma frequência de amostragem de 100 Hz. Para determinar a resposta em frequência são realizados ensaios de 720 segundos de duração o que, tendo em conta o conjunto de frequências utilizado, corresponde a três períodos completos do sinal de excitação. O sinal de excitação usado é apresentado na Figura 5.1.

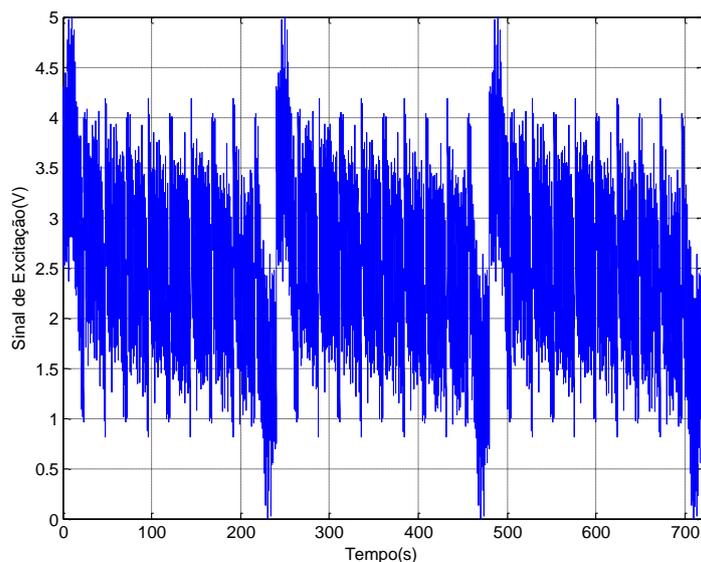


Figura 5.1 – Sinal de excitação

Para o sinal de excitação da Figura 5.1, o sinal de saída obtido para o ponto de funcionamento VB é o ilustrado na Figura 5.2.

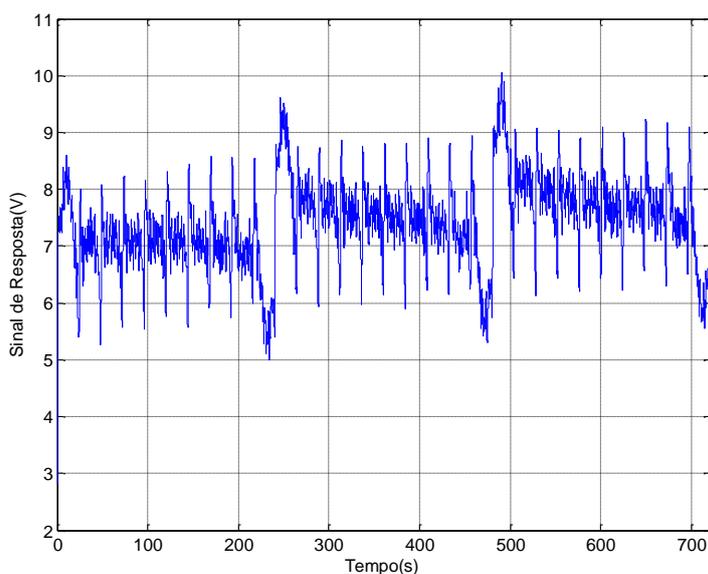


Figura 5.2 – Sinal de resposta para VB

Os primeiros 240 segundos de sinal não são usados para análise, de modo a reduzir os efeitos transitórios iniciais do ensaio. Apesar da remoção dos valores iniciais, é visível a existência de uma tendência no valor médio do sinal de saída. Para a remover em análise, é utilizada uma função polinomial, produzindo o sinal da Figura 5.3. Os coeficientes do polinómio são obtidos através de um algoritmo de regressão:

$$p_{VB}(t) = -3,460 \times 10^{-6}t^2 + 0,004t + 6,481$$

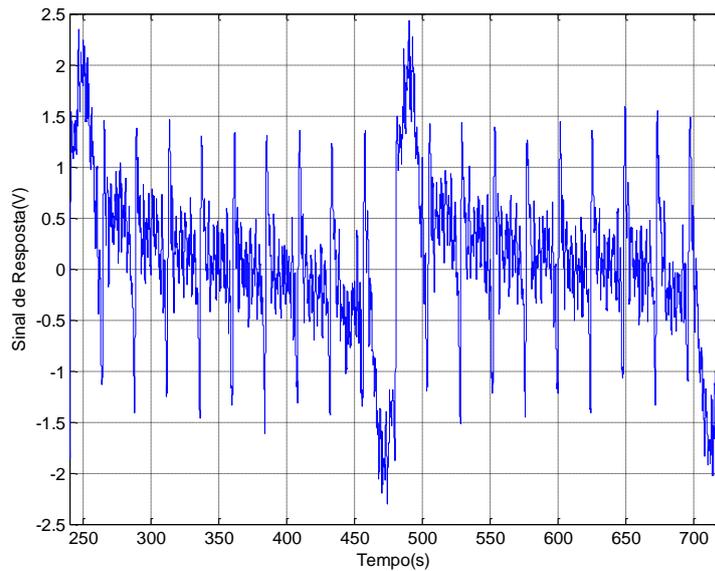


Figura 5.3 – Sinal de resposta para VB após processamento

De seguida, através de um algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*), determinam-se as transformadas de Fourier tanto do sinal de excitação, como da reacção da instalação. É de realçar que, dos valores resultantes, apenas os correspondentes às frequências f_n são considerados. Isto porque, uma vez que o sinal de excitação apenas contém as frequências f_n , quaisquer componentes de outras frequências que estejam presentes no sinal de saída, são associadas a ruído. Obtém-se assim a resposta em frequência do sistema

$$H(f) = \frac{Y(f)}{U(f)}$$

O resultado está na Figura 5.4.

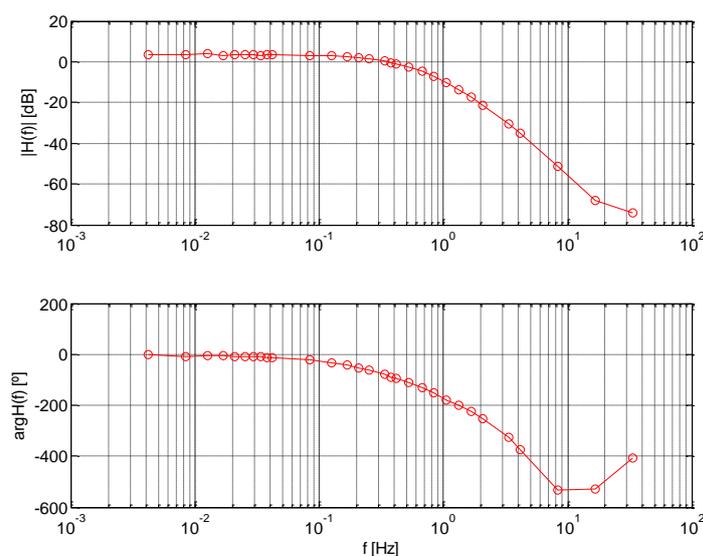


Figura 5.4 – Resposta em frequência para VB (escala de frequência em Hz)

O procedimento usado para VM e VA é semelhante ao realizado para VB. As funções polinomiais usadas foram:

$$p_{VM}(t) = 1,332 \times 10^{-7}t^2 + 4,606t + 4,005$$

$$p_{VA}(t) = -3,018 \times 10^{-7}t^2 + 6,236t + 1,921$$

A resposta em frequência para VM e VA está ilustrada na Figura 5.5 e Figura 5.6, respectivamente.

Comparando as respostas em frequência para os três pontos de funcionamento chega-se as seguintes conclusões:

- O ganho de baixa frequência diminui com o aumento da velocidade do ventilador.
- A largura de banda do sistema aumenta com a velocidade do ventilador.
- O ganho de alta frequência é aproximadamente independente da velocidade do ventilador.
- Em todos os pontos de funcionamento a fase diminui com a frequência, o que é característico de sistemas com atraso puro. Nos gráficos da resposta em frequência são descartados os últimos dois pontos dos diagramas de fase, pois os valores apresentados devem ser corrigidos por um factor múltiplo de 360°.
- O atraso de fase é maior para VB, diminuindo progressivamente para VM e VA.
- Devido à reduzida amplitude associada, os valores associados a frequências superiores a 10 Hz são pouco fiáveis.

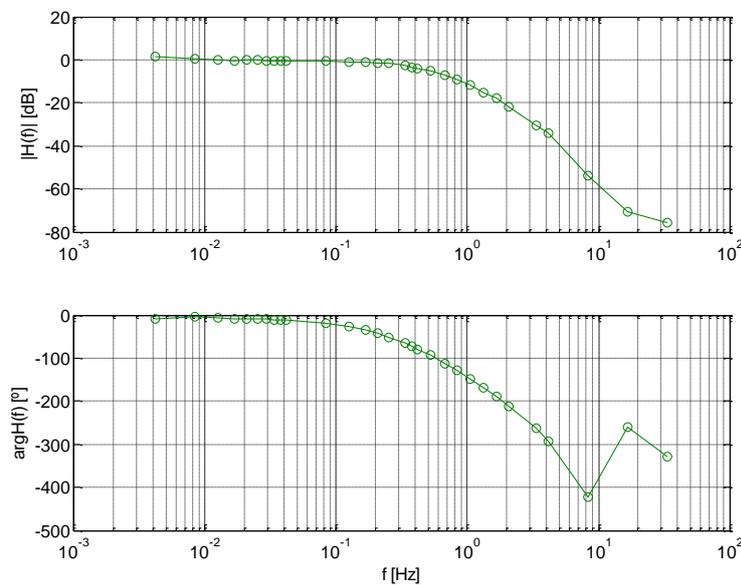


Figura 5.5 – Resposta em frequência para VM (escala de frequência em Hz)

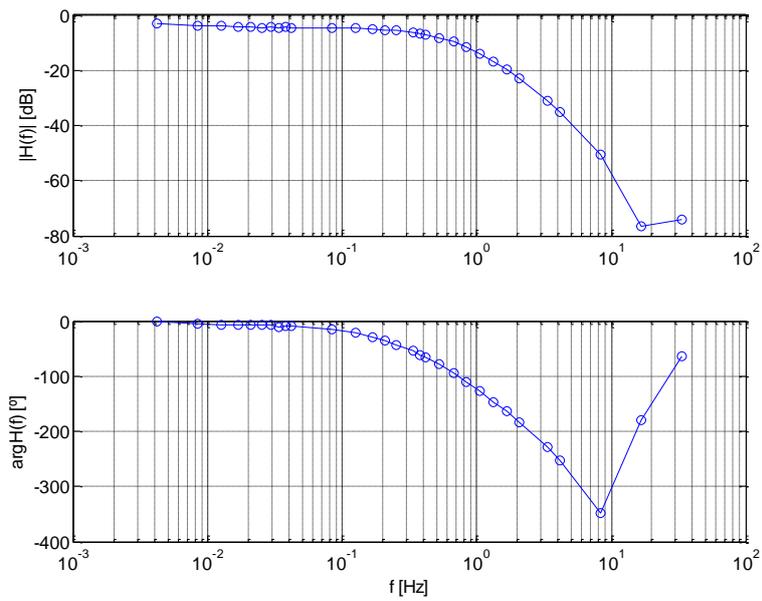


Figura 5.6 – Resposta em frequência para VA (escala de frequência em Hz)

Para efeitos de validação, as respostas em frequência obtidas experimentalmente são comparadas com as respostas em frequência dos modelos paramétricos em espaço de estados obtidos anteriormente, de forma completamente independente. O resultado está na Figura 5.7, Figura 5.8 e Figura 5.9, para VB, VM e VA respectivamente.

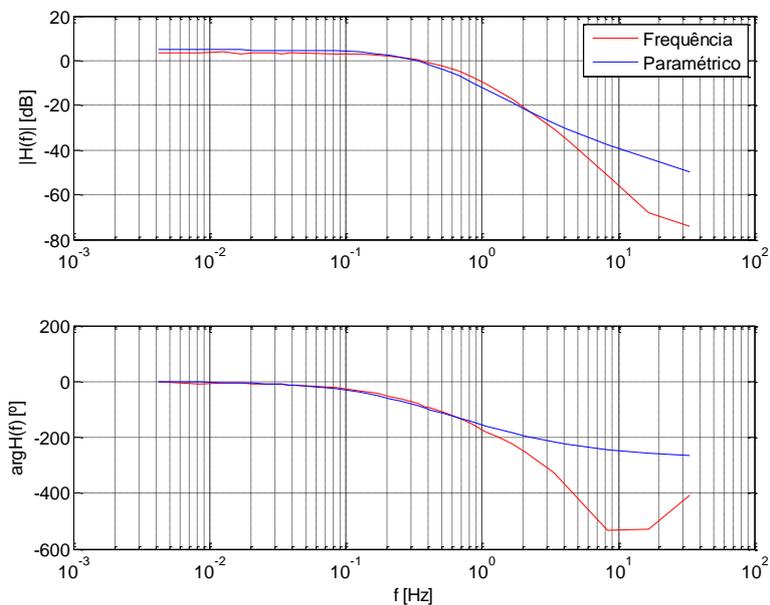


Figura 5.7 – Comparação da resposta em frequência entre o modelo paramétrico VB e o modelo em frequência VB (escala de frequência em Hz)

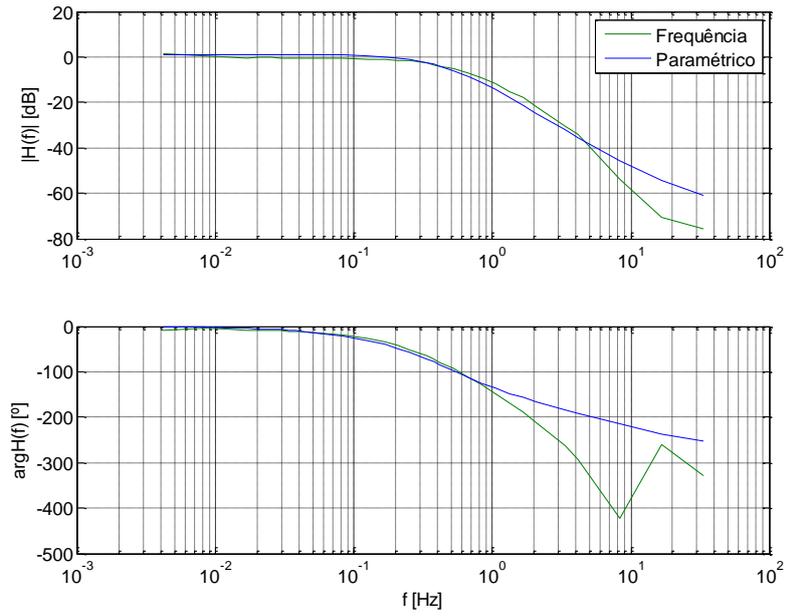


Figura 5.8 - Comparação da resposta em frequência entre o modelo paramétrico VM e o modelo em frequência VM (escala de frequência em Hz)

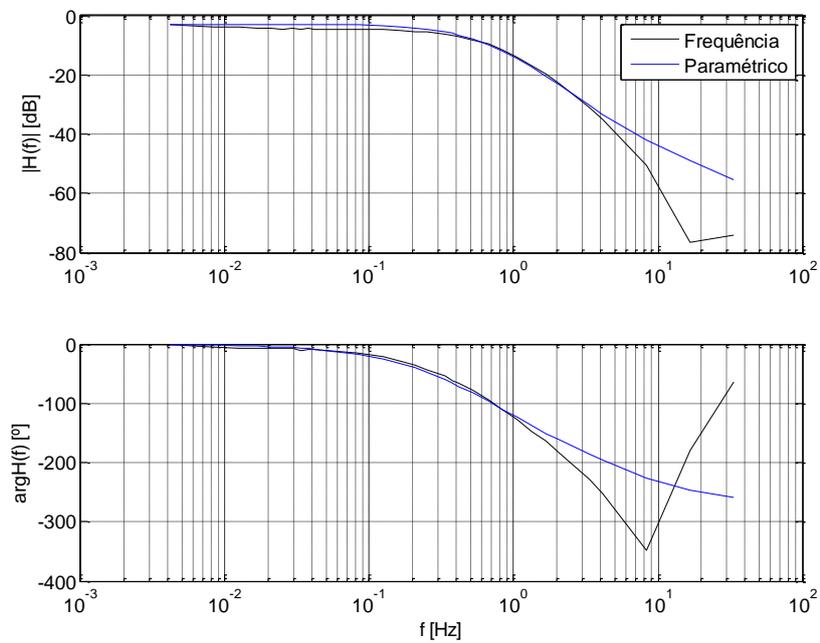


Figura 5.9 - Comparação da resposta em frequência entre o modelo paramétrico VA e o modelo em frequência VA (escala de frequência em Hz)

Existe uma boa correspondência entre os dois tipos de modelo na gama de frequências em que o ganho do sistema é superior a -30 dB, ou seja, na gama de frequências dos 3 aos 5 Hz. Para frequências mais elevadas existe uma discrepância significativa, a qual resulta fundamentalmente da reduzida ordem dos modelos paramétricos usados. Quanto à fase verifica-se uma boa aproximação entre os gráficos para frequências inferiores a 1 Hz. Para frequências mais elevadas, o facto de os modelos paramétricos não incorporarem um termo de atraso puro conduz a um afastamento progressivo entre os dois tipos de modelo.

5.3 Projecto de Controladores por Resposta em Frequência

5.3.1 Optimização através de PSO – Controlador Fraccional

Pretende-se projectar um controlador fraccional de modo a que, em anel fechado, o sistema aproxime o comportamento especificado. Considere-se um controlador causal, em tempo contínuo, cuja função de transferência (fraccional) corresponde a:

$$C_{frac}(s) = K_{frac} \frac{\left(1 + \frac{s}{z_1}\right)^{\alpha_{z_1}} \left(1 + \frac{s}{z_2}\right)^{\alpha_{z_2}}}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)^{\alpha_{p_1}} \left(1 + \frac{s}{p_2}\right)^{\alpha_{p_2}}}$$

Optou-se por esta estrutura fraccional de forma a aumentar os graus de liberdade sem aumentar o número de coeficientes da função de transferência do controlador. Estes coeficientes são determinados por meio de um processo de optimização, em que se procura que a resposta em frequência do sistema, em anel fechado, esteja próximo de um conjunto de características derivado das especificações de projecto. A optimização é realizada através de um algoritmo de enxame de partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*, ver Apêndice C).

São impostas algumas restrições quanto à estabilidade e causalidade do controlador, assim como nos pólos e zeros, que é limitado a valores inferiores a 20 rad/s. As restrições são:

- Controlador de fase mínima: $z_1, z_2, p_1, p_2 > 0$
- Condições associadas a causalidade: $(\alpha_{z_1} + \alpha_{z_2}) < (\alpha_{p_1} + \alpha_{p_2})$
- Condições associadas a estabilidade: Margem de Fase (MF) > 0°

A função J a minimizar é uma combinação de várias parcelas:

1. Limitação da gama de frequências de interesse

$$J_1 = \max(\max(z_1, z_2, p_1, p_2) - 20, 0)$$

Esta parcela minimiza a gama de frequências a 20 rad/s. Se a singularidade com o valor mais elevado seja menor que 20, a contribuição desta parcela é nula. Caso seja maior que 20 a contribuição será diferente de zero. Assim consegue limitar-se a gama de frequências de interesse.

2. Aproximação do modelo de referência

$$J_2 = \sum_{\omega_i < 20} \left| 1 - \frac{G_{cl}(\omega_i)}{G_{esp}(\omega_i)} \right|$$

Nesta parcela, $G_{cl}(\omega_i)$ é a função de transferência em anel fechado e $G_{esp}(\omega_i)$ é a resposta em frequência de uma função de transferência que corresponde ao comportamento desejado, que neste caso é sobre-elevação de 3% e tempo de subida a 5% de 1 segundo. A soma incide sobre o conjunto de frequências usadas para a modelação do processo (frequências superiores a 20 rad/s não são consideradas).

3. Seguimento de referência

$$J_3 = 2 \times \sum_{\omega_i < 0,3} |1 - G_{cl}(\omega_i)| + \frac{40}{G_{ol}(0)}$$

Nesta parcela, G_{ol} é o ganho em anel aberto. O quociente $\frac{40}{G_{ol}(0)}$ funciona como um peso adicional à restrição, reforçando o objectivo de seguimento em regime estacionário. O termo 40 é um factor de ponderação na optimização.

4. Limitação da largura de banda do controlador

$$J_4 = \sum_{\omega_i \in [1;5]} \left| \frac{H_{proc}(\omega_i) \times \omega_i}{1 + C_{frac}(\omega_i)H_{proc}(\omega_i)} \right|$$

Nesta parcela H_{proc} é a resposta em frequência do processo. A restrição J_4 pretende reduzir o conteúdo de alta frequência do sinal de controlo. Para esse efeito usa-se o factor de ponderação ω_i com a resposta em frequência $r(t) \rightarrow u(t)$.

Considerando as parcelas anteriores, a função a minimizar resulta da soma destas quatro com o termo resultante das restrições:

$$J = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_r, \text{ com a condição } J_r = \begin{cases} > 10^8 & \text{se restrição activa} \\ 0 & \text{se restrição inactiva} \end{cases}$$

A optimização do controlador fraccional conduz aos seguintes resultados, para cada ponto de funcionamento.

Resposta em Frequência VB

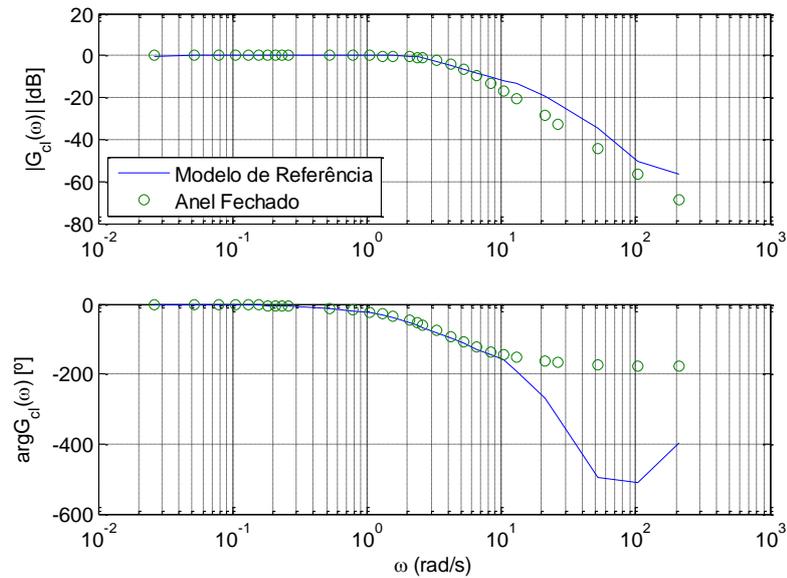


Figura 5.10 – Comparação entre anel fechado com controlador fraccional e modelo de referênci para o ponto de funcionamento VB

Função de Transferência Fraccional VB

$$C_{frac_{VB}}(s) = 43,7609 \frac{\left(1 + \frac{s}{1,8491}\right)^{2,2529} \left(1 + \frac{s}{2,9317}\right)^{1,6957}}{\left(1 + \frac{s}{0,0483}\right)^{1,3035} \left(1 + \frac{s}{4,1611}\right)^{2,6451}}$$

Resposta em Frequência VM

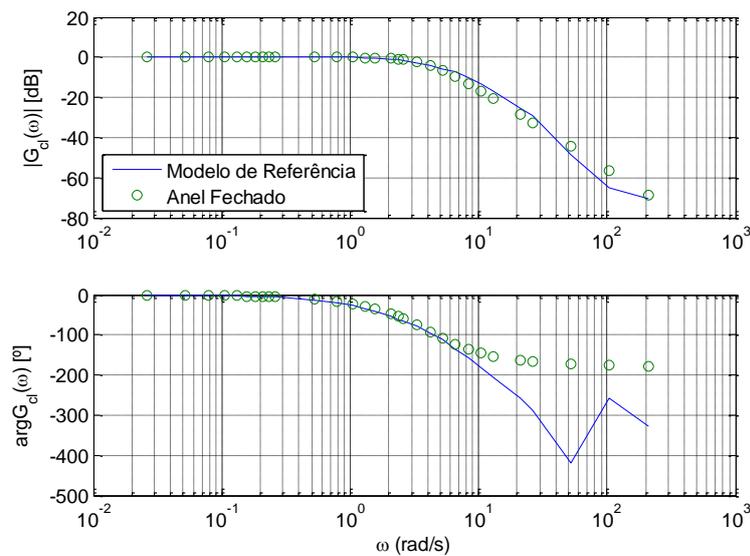


Figura 5.11 - Comparação entre anel fechado com controlador fraccional e modelo de referênci para o ponto de funcionamento VM

Função de Transferência Fraccional VM

$$C_{frac_{VM}}(s) = 100,6787 \frac{\left(1 + \frac{s}{0,2311}\right)^{0,0284} \left(1 + \frac{s}{1,267}\right)^{1,1716}}{\left(1 + \frac{s}{0,0566}\right)^{0,1763} \left(1 + \frac{s}{0,0285}\right)^{1,0237}}$$

Resposta em Frequência VA

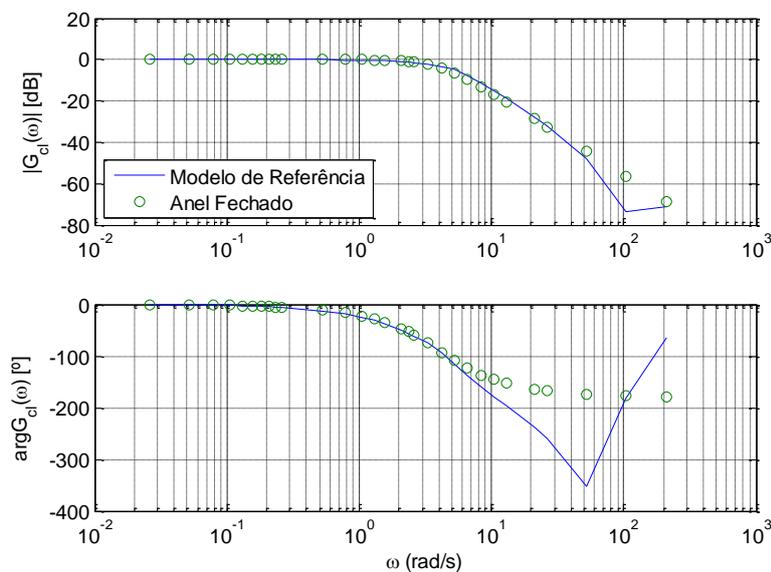


Figura 5.12 - Comparação entre anel fechado com controlador fraccional e modelo de referência para o ponto de funcionamento VA

Função de Transferência Fraccional VA

$$C_{frac_{VA}}(s) = 207,0537 \frac{\left(1 + \frac{s}{1,6802}\right)^{0,5823} \left(1 + \frac{s}{2,5569}\right)^{0,8170}}{\left(1 + \frac{s}{1,6255}\right)^{0,2848} \left(1 + \frac{s}{0,0273}\right)^{1,1144}}$$

É importante realçar que modelo de referência, que se utiliza como resultado das especificações de projecto, não tem em consideração a existência de atraso puro na dinâmica do projecto. As frequências para as quais o efeito do atraso se torna relevante estão fora da gama de interesse. Verifica-se assim que, dentro da gama de frequências de interesse, para qualquer uma das condições de funcionamento, existe uma boa correspondência entre o anel fechado e o modelo de referência. Detecta-se apenas alguma divergência no extremo superior este intervalo.

5.3.2 Implementação do Controlador Fraccional

A implementação do controlador fraccional é realizada por meio de uma função de transferência de ordem inteira que, dentro de uma gama de frequências, aproxima a resposta em frequência do controlador. Para os controladores projectados para este trabalho verifica-se que esta aproximação pode ser adequadamente conseguida com funções de transferência de segunda ordem.

$$C_{int}(s) = K_{int} \frac{\left(1 + \frac{s}{z_1}\right)\left(1 + \frac{s}{z_2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

Os coeficientes desta função de transferência também são obtidos por meio de um processo de optimização. Esta tem como restrição: $z_1, z_2, p_1, p_2 > 0$.

A função a minimizar é a seguinte em que J_r é idêntico usado anteriormente.

$$J = \sum_{\omega_i} \left| 1 - \frac{C_{int}(\omega_i)}{C_{frac}(\omega_i)} \right| + J_r$$

Para cada ponto de funcionamento a respectiva função de ordem inteira que a aproxima é:

$$C_{int_{vB}}(s) = 39,2399 \frac{\left(1 + \frac{s}{2,8935}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{0,04}\right)\left(1 + \frac{s}{8,0599}\right)}$$

$$C_{int_{vM}}(s) = 135,5786 \frac{\left(1 + \frac{s}{2,2949}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{0,0154}\right)\left(1 + \frac{s}{3,1868}\right)}$$

$$C_{int_{vA}}(s) = 260,8417 \frac{\left(1 + \frac{s}{3,0157}\right)\left(1 + \frac{s}{7,6347}\right)}{\left(1 + \frac{s}{0,0160}\right)\left(1 + \frac{s}{8,2222}\right)}$$

Nas figuras seguintes tem-se a comparação entre as duas ordens para cada controlador.

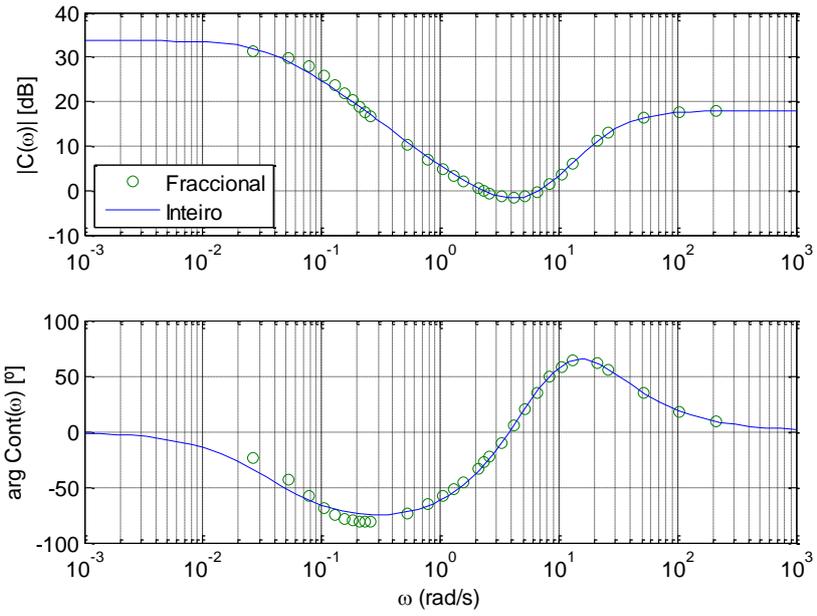


Figura 5.13 – Comparação entre controlador fraccional e inteiro VB

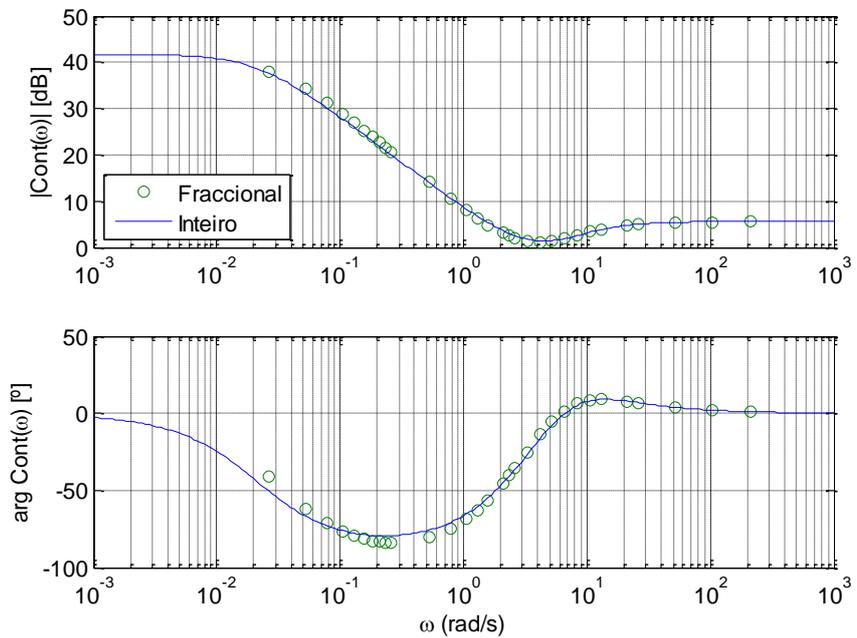


Figura 5.14 – Comparação entre controlador fraccional e inteiro VM

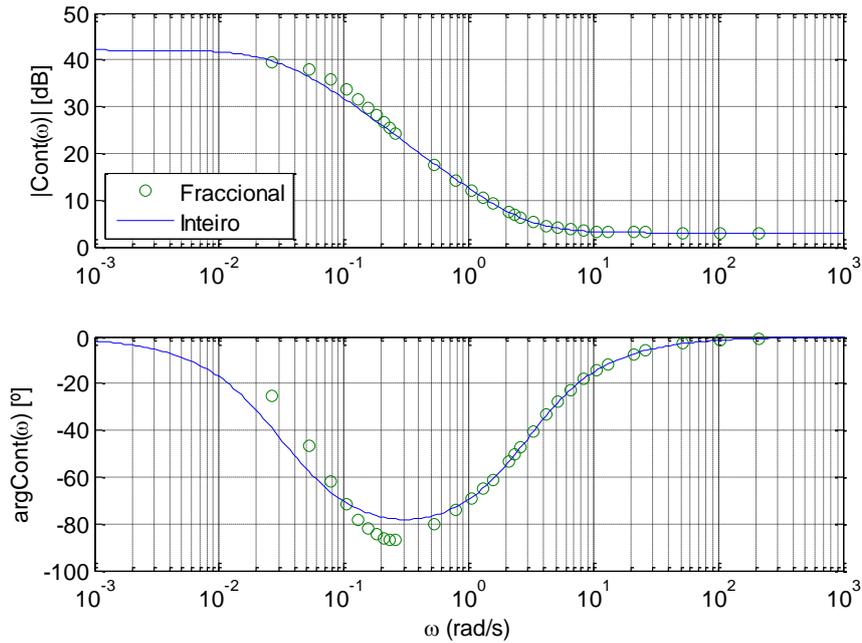


Figura 5.15 – Comparação entre controlador fraccional e inteiro VA

Para os três casos existe uma boa correspondência entre controlador de ordem fraccional e inteira. Detecta-se apenas alguma divergência ao nível da fase, que é maior para o ponto de funcionamento VA.

Como a implementação dos controladores será feita em tempo discreto, a função de transferência de cada controlador foi convertida para este domínio através do método de discretização de Tustin, com intervalo de amostragem de 50 ms. Para cada ponto de funcionamento tem-se:

$$C_{VB}(z) = \frac{1,443 - 2,496z^{-1} + 1,080z^{-2}}{1 - 1,663z^{-1} + 0,663z^{-2}}$$

$$C_{VM}(z) = \frac{1,308 - 2,332z^{-1} + 1,039z^{-2}}{1 - 1,852z^{-1} + 0,852z^{-2}}$$

$$C_{VA}(z) = \frac{1,583 - 2,436z^{-1} + 0,925z^{-2}}{1 - 1,658z^{-1} + 0,659z^{-2}}$$

Estas serão as expressões usadas na implementação dos controladores, numa secção mais a frente e também na simulação.

Como forma de avaliação prévia do projecto realizado, foi obtida a resposta ao degrau para cada controlador. Para simular cada ponto de funcionamento foram usados os modelos paramétricos em espaço de estados obtidos anteriormente. Os resultados estão na Figura 5.16.

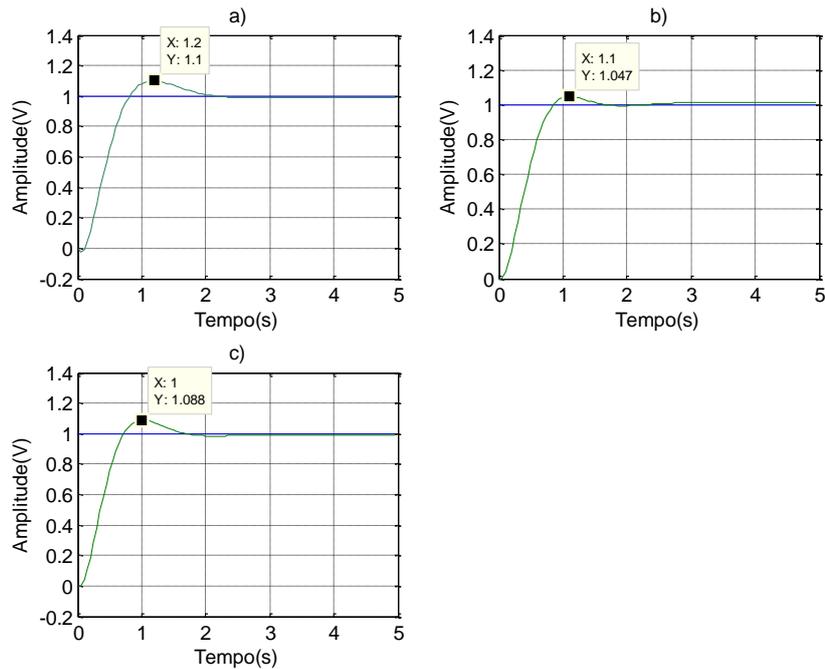


Figura 5.16 - Resposta ao degrau de cada controlador (Referência (azul), Resposta (verde)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

Verifica-se que as especificações propostas são violadas. Apesar de pequena, a sobre-elevação é ligeiramente maior que o desejado nos três casos, e o tempo de estabelecimento só é cumprido no ponto de funcionamento VM. Este é também o ponto de funcionamento que apresenta a menor sobre-elevação.

Estes resultados são, pelo menos parcialmente, devidos a:

- Existência de diferença entre a resposta em frequência do processo e a dos modelos usados em substituição da instalação (Figura 5.7, Figura 5.8 e Figura 5.9).
- A resposta em frequência especificada não é completamente cumprida, em especial na gama de frequência próximo de 20 rad/s (Figura 5.10, Figura 5.11 e Figura 5.12).

Na Figura 5.17 tem-se o comportamento do controlador VB, VM, VA em cada ponto de funcionamento, respectivamente. Como se constata, o controlador associado a um ponto de funcionamento também é capaz de controlar a instalação nos restantes pontos, em regime permanente. Já, durante a fase de transitório os vários controladores apresentam comportamento distinto. O controlador projectado para o ponto de funcionamento VB produz o comportamento mais oscilatório, enquanto o do ponto de funcionamento VA origina a resposta mais amortecida. De uma forma geral, o controlador sintonizado com o ponto de funcionamento é o que origina um comportamento mais próximo das especificações. Mais à frente este assunto voltará a ser discutido de acordo com a estrutura de supervisão a implementar.

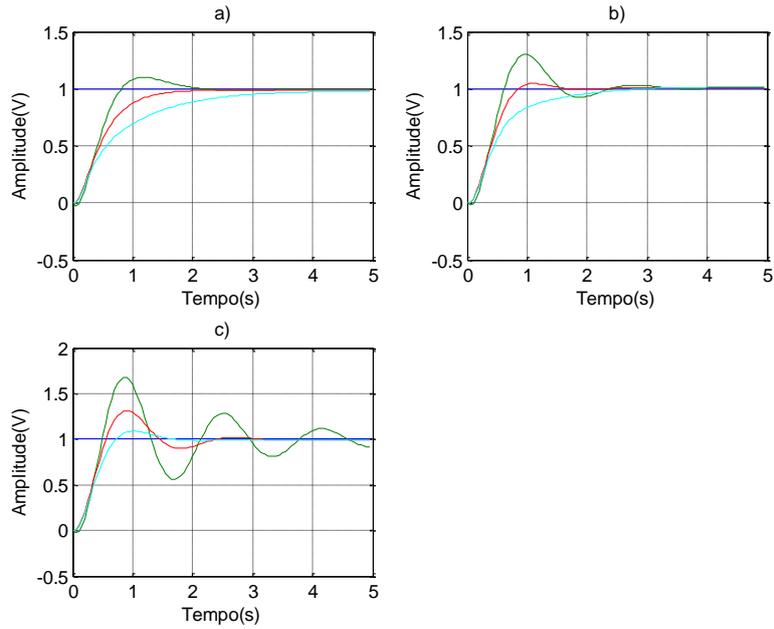


Figura 5.17- Controlo cruzado (Referência (Azul), Saída VB (Verde), Saída VM (Vermelho), Saída VA (Cyan));
a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

5.3.3 Teste no Processo PCT 37-100

Na Figura 5.18 tem-se a comparação entre o comportamento em simulação e no processo. A sobre-elevação é um pouco maior no processo, mas em regime permanente ambos acabam por ter o mesmo comportamento. O sinal de saída da instalação apresenta algum ruído associado.

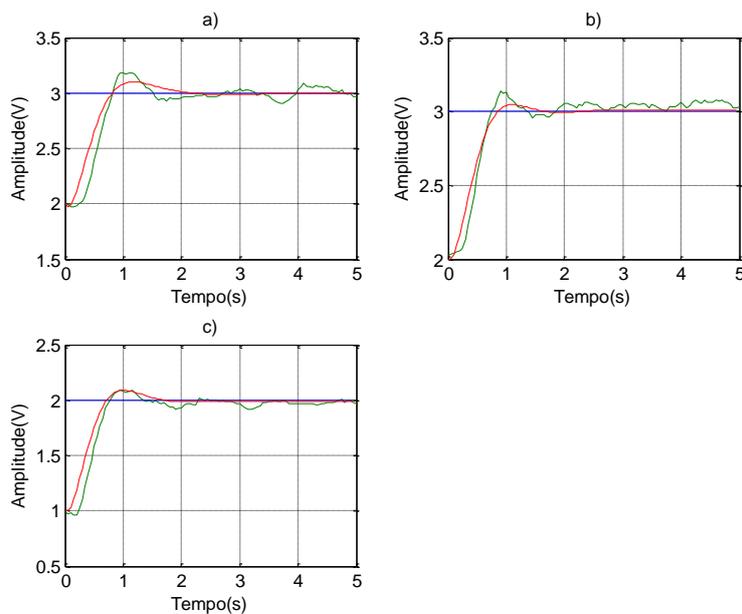


Figura 5.18 - Resposta dos controladores no PCT 37-100 (Referência (Azul), Resposta do Processo (Verde), Resposta Simulada (Vermelho)); a) Ponto VB b) Ponto VM c) Ponto VA

5.4 Controlo Supervisionado do PCT 37-100

O esquema de supervisão usado é o ilustrado na Figura 5.19.

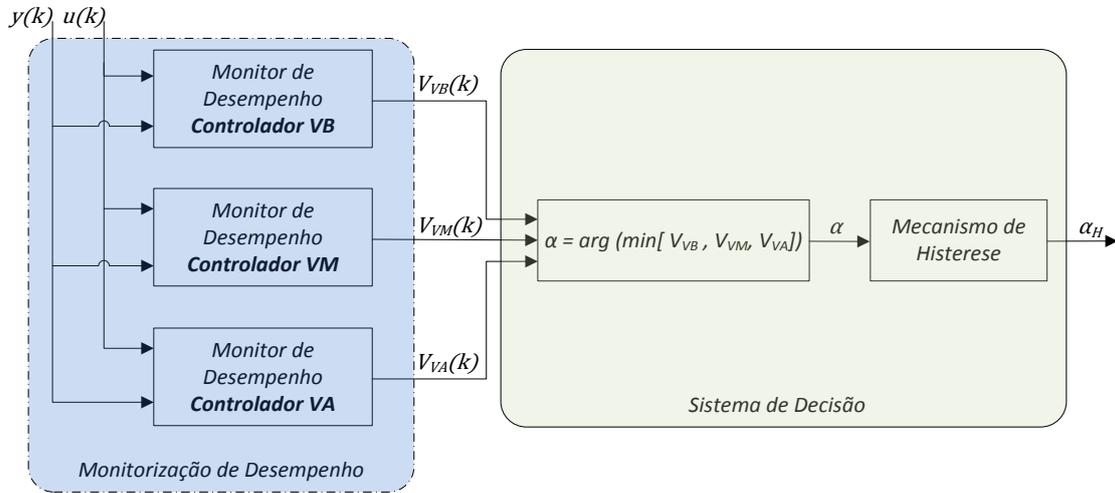


Figura 5.19 – Esquema de supervisão baseada em desempenho

Como se pode observar a maioria dos blocos são os mesmos que foram utilizados na estrutura de supervisão estudada no capítulo anterior. A estrutura de controlo é a ilustrada na Figura 5.20. O sistema de supervisão é o elemento que coordena a comutação entre controladores.

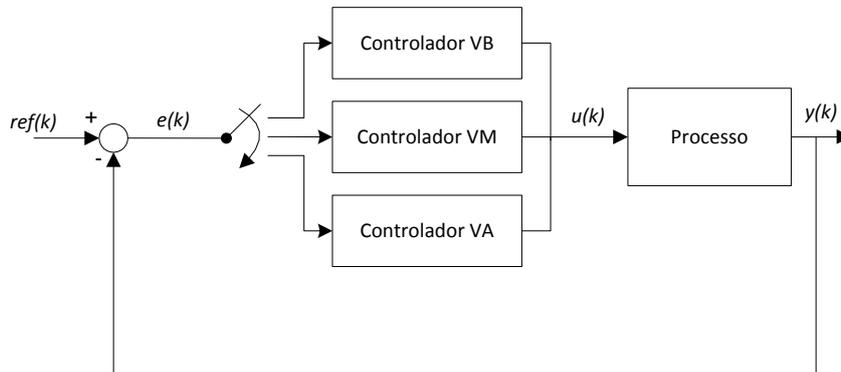


Figura 5.20 – Estrutura multi-controlador

Uma vez que a estrutura dos vários controladores usados é alterada, é necessário implementar uma versão correspondente do Modelo Inverso do Controlador. Para os controladores projectados por resposta em frequência, a função de transferência em tempo discreto associada a cada controlador pode ser representada genericamente por

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a_z + b_z z^{-1} + c_z z^{-2}}{a_p + b_p z^{-1} + c_p z^{-2}}$$

Efectuando a transformada inversa obtém-se a seguinte equação às diferenças para a acção de controlo.

$$u(k) = \frac{1}{a_p} [-b_p u(k-1) - c_p u(k-2) + a_z e(k) + b_z e(k-1) + c_z e(k-2)]$$

Uma vez que no modelo inverso do controlador se quer calcular a referência a partir dos valores y e u extraídos do processo a equação anterior fica então

$$\begin{aligned} \tilde{r}(k) = \frac{1}{a_z} [& a_p u(k) + b_p u(k-1) + c_p u(k-2) + a_z y(k) + b_z (y(k-1) - \tilde{r}(k-1)) \\ & + c_z (y(k-2) - \tilde{r}(k-2))] \end{aligned}$$

Em que a partir dos valores passados de y e u é possível calcular univocamente a referência correspondente.

5.4.1 Resultados em Simulação

Na Figura 5.21 tem-se o comportamento dos índices de desempenho V_q associado a cada controlador, em cada um dos pontos de funcionamento, quando o processo está a ser controlado por cada um dos vários controladores. Os parâmetros usados foram: $\lambda = 0,00$ e $\rho = 1$, ou seja, sem esquecimento de informação, o que faz sentido já que a instalação mantém-se constante ao longo do tempo. O sinal aplicado é constante ao longo do tempo e tem amplitude unitária. A penalização sobre a norma da acção de controlo, λ , é nula porque foi verificado que tal conduz a melhores resultados. Como, neste caso, os índices de desempenho têm valores muito baixos optou-se por uma representação gráfica em escala semi-logarítmica.

Nestes gráficos não está presente o tempo de armazenamento de dados tal como na Figura 4.6. Isto deriva de uma alteração na forma de cálculo dos índices de desempenho que passaram a ser calculados de forma recursiva. Esta alteração não tem implicações ao nível da estrutura de supervisão, e corresponde a uma optimização de desempenho em termos de implementação. Continua a ser necessário um tempo de espera de início do processo de falsificação de controladores, ou seja, os índices de desempenho começam a ser calculados desde o início do funcionamento do processo, mas só são tidos em conta passado um tempo de falsificação $T_f = 2$ s.

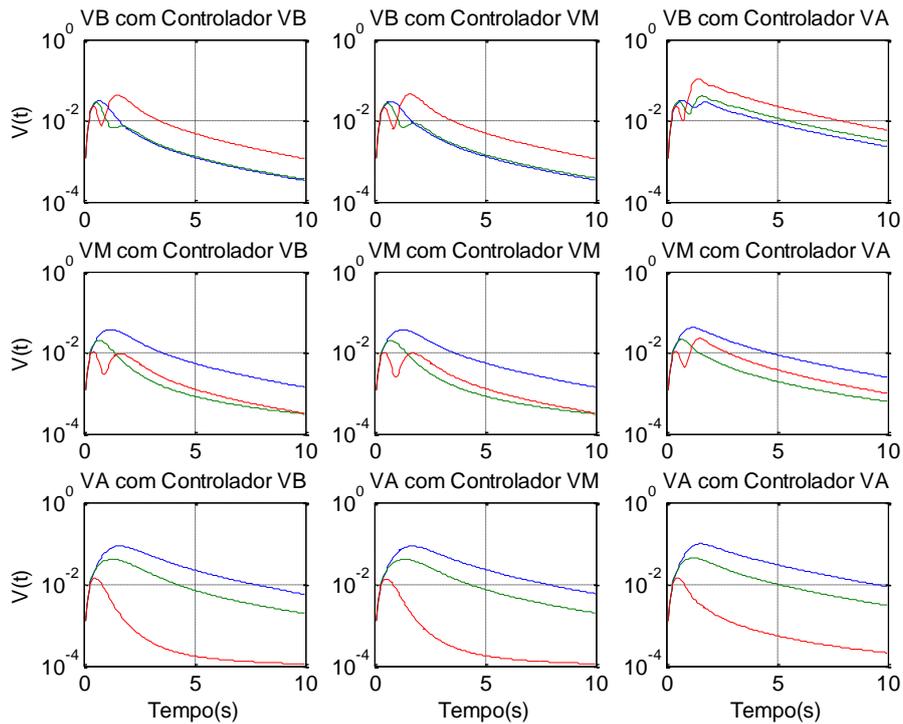


Figura 5.21 - Andamento dos índices de desempenho (VB (Azul), VM (Verde), VA (Vermelho))

Como se pode observar, o desempenho de cada controlador consegue distinguir-se nos primeiros cinco segundos de falsificação, mas quando o sinal se estabelece todos os índices tendem para valores muito pequenos. No ponto de funcionamento VB (primeira linha da Figura 5.21) o desempenho do controlador VB e VM é semelhante. Para o ponto de funcionamento VM (segunda linha da Figura 5.21), o desempenho do controlador VM é semelhante a VA. Apenas no ponto de funcionamento VA, o desempenho do controlador candidato correspondente se destaca (terceira linha da Figura 5.21), pois este ponto possui exigências de rapidez de resposta e de ganho estático superiores aos outros dois pontos, como visto anteriormente.

Na Figura 5.22 pode ser observado o andamento dos índices de desempenho para um sistema variante no tempo. Neste caso a comutação foi $VB \rightarrow VM \rightarrow VA$. A comutação de $VB \rightarrow VM$ ocorre aos 5 segundos e $VM \rightarrow VA$ aos 10 segundos. Os parâmetros usados foram: $\lambda = 0,00$ e $\rho = 0,9$. O sinal aplicado é constante ao longo do tempo e tem amplitude unitária. O controlador inicial é VB.

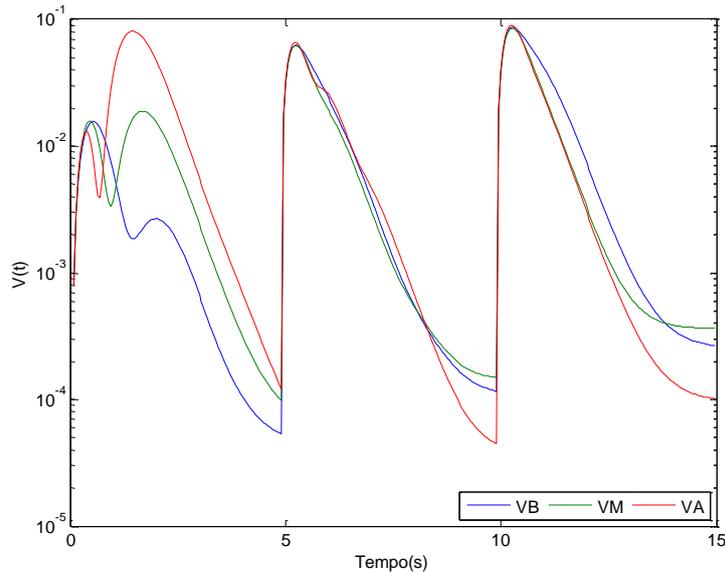


Figura 5.22 – Andamento dos índices de desempenho para um sistema variante no tempo

Como se pode constatar, a comutação entre pontos de funcionamento é detectada pelos índices de desempenho, produzindo uma subida do seu valor. Durante os primeiros 5 segundos o desempenho do controlador VB consegue distinguir-se dos restantes. Mas a seguir à mudança de ponto de funcionamento os três valores de desempenho estão muito próximos, o que dificulta o processo de decisão sobre qual o controlador terá verdadeiramente o melhor desempenho. Como, em regime permanente, os controladores tem respostas semelhantes, nenhum deles se consegue evidenciar, ao contrário do que acontecia no capítulo anterior.

Isto sucede porque, como foi observado anteriormente, a abordagem de controlo usado leva a que os todos os controladores, em regime permanente, tenham o mesmo comportamento. Uma vez que, no método de supervisão utilizado, o erro fictício é o principal factor de distinção entre controladores candidatos, controladores candidatos com comportamentos semelhantes conduzem a erros fictícios de valor muito próximo, dificultando o processo de falsificação. Para contornar esta condicionante, são propostas algumas modificações ao esquema de supervisão.

Alteração do sinal de referência

Como as diferenças de desempenho entre controladores só são relevantes quando o sistema não está em regime permanente, será usado como referência um sinal que varia continuamente no tempo, o que permite distinguir e evidenciar o desempenho de cada controlador. Optou-se por usar um sinal sinusoidal.

Modificação do bloco Modelo de Referência

Um dos graus de liberdade presentes na abordagem de supervisão usada é o modelo de referência. Os três controladores foram projectados segundo as especificações de sobre-elevação de 3 % e tempo de estabelecimento a 5% do sinal de referência de 1 segundo. Em princípio, o modelo de referência deve ser implementado de acordo com estas condições, embora tal não seja um requisito fundamental. De forma a diferenciar melhor o desempenho de cada controlador, pode usar-se um conjunto de especificações mais exigente. As especificações propostas são: sobre-elevação de 1% e tempo de estabelecimento a 5 % do sinal de referência de 1 segundo.

Introdução de um factor de esquecimento adaptativo

Uma vez que a resposta em regime permanente dos controladores candidatos é semelhante, quando a dinâmica da instalação varia no tempo, deve ter-se em conta a evolução do erro fictício de forma a dar mais ênfase à informação quando o erro fictício é elevado e penalizá-la quando este é baixo, além de que a informação mais antiga deve ter uma ponderação inferior à da informação recente.

Considere-se então uma função $P(k)$ que é o somatório dos erros fictícios associados a todos os controladores $1, \dots, n$, até ao instante k actual.

$$P(k) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^k |\tilde{e}_n(j)|^2 = \sum_{j=0}^k \sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(j)|^2$$

Esta pode ser decomposta em

$$P(k) = \sum_{j=0}^{k-1} \sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(j)|^2 + \sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(k)|^2$$

O que equivale a seguinte expressão

$$P(k) = P(k-1) + \sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(k)|^2$$

Em que o somatório dos erros fictícios no instante k é o somatório destes erros até ao instante $k-1$ mais o somatório dos erros actuais, para cada controlador candidato.

Introduzindo um factor de esquecimento adaptativo $\rho(k)$, que penaliza o somatório dos erros passados, tem-se a seguinte expressão

$$P(k) = P(k-1)\rho(k) + \sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(k)|^2$$

Idealmente, quer-se que a função $P(k)$ se mantenha constante ao longo do tempo, isto é, $P(k) = P(k-1)$. Logo o factor de esquecimento é actualizado segundo

$$\rho(k) = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n |\tilde{e}_n(k)|^2}{P(k-1)}$$

Este valor de ρ é depois saturado entre um valor mínimo (ρ_{min}) e 1.

Se a soma dos erros fictícios for elevada em relação ao instante anterior, $\rho(k)$ será igual à unidade, logo o cálculo terá em conta toda informação anterior. Se esta se mantiver constante, $\rho(k)$ será definido pelo minorante da saturação.

Com as alterações propostas anteriormente foram obtidos os resultados da Figura 5.23. Os parâmetros usados foram: $\lambda = 0,00$ e $\rho_{min} = 0,8$. O sinal aplicado como referência é uma sinusóide de amplitude 0,5 V e frequência de 0,3 Hz. O controlador inicial é VB.

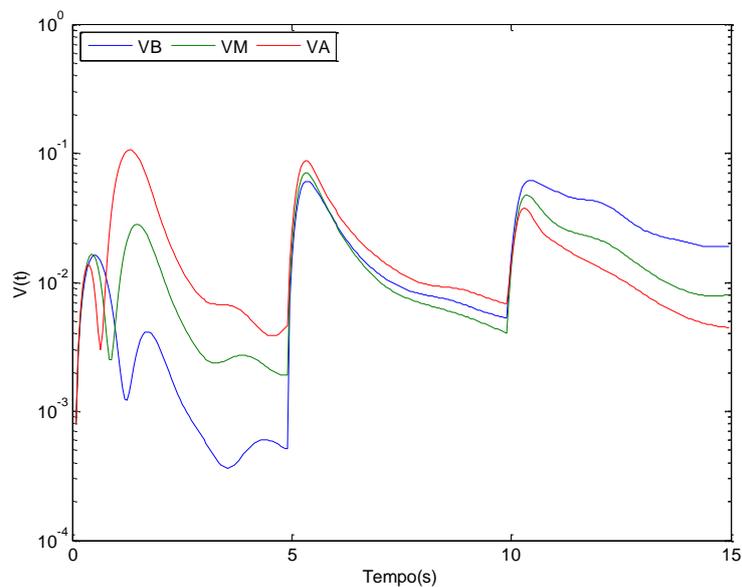


Figura 5.23 – Andamento dos Índices para um sistema variante no tempo com as alterações propostas

Comparando com a Figura 5.22 a diferença é significativa. Nota-se uma melhor separação dos índices de desempenho após a comutação de ponto de funcionamento e ao longo do tempo o que facilita o sistema de supervisão na falsificação/validação dos controladores candidatos.

5.4.2 Resultados no Processo PCT 37-100

Com toda a estrutura implementada passou-se para o teste no PCT 37-100. Foram realizados dois ensaios: de VA→VM→VB e VB→VM→VA. Os parâmetros usados em ambas as situações foram: $\lambda = 0$, $\rho_{min} = 0,75$ e $\gamma = 0,00005$. O sinal de referência usado foi uma sinusóide com amplitude 0,45 e frequência de 0,3 Hz. A este sinal adicionou-se um offset de 2.6 V de forma a evitar saturações do sinal de controlo.

O resultado do ensaio VA→VM→VB está ilustrado na Figura 5.24 e na Figura 5.25. Partindo do ponto VA, através de pequenos decrementos na velocidade do ventilador, evolui-se em direcção a VB, passando por VM. O processo atinge o ponto VM por volta dos 18 segundos. Neste instante o supervisor tomar a decisão de validar o controlador candidato VM, pois é o que apresenta melhor desempenho. Após um período de ajuste do sinal de saída, este segue dentro das especificações propostas. Continuando em direcção a VB, os índices de desempenho começam a revelar o controlador VB como o mais adequado. Esta adequação transforma-se em decisão do sistema de supervisão por volta dos 35 segundos. Neste instante o supervisor valida o controlador VB, que entra no anel de controlo, falsificando os restantes.

Também se realizou um ensaio em sentido inverso, fazendo evoluir o ponto de funcionamento no sentido VB→VM→VA. O resultado do ensaio está ilustrado na Figura 5.26 e na Figura 5.27. O processo começa em VB, e tendo como controlador activo o controlador correspondente ao ponto de funcionamento VB. Por volta dos 15 segundos o supervisor valida o controlador VM, pois é o que apresenta melhor desempenho. Continuando em direcção ao ponto de funcionamento com menor ganho estático, começa a descer o índice de desempenho do controlador projectado para este ponto de funcionamento. É de notar o erro entre a referência e a saída na proximidade do ponto VA. O controlador VM já não consegue cumprir os requisitos de controlo propostos. Por volta dos 60 segundos o processo atinge o ponto VA e o supervisor valida o controlador VA, entrando este em acção no anel de controlo.

Como conclusão, o sistema de supervisão reage como esperado em ambos os ensaios, escolhendo o controlador correcto quando decide comutar.

Primeiro Ensaio: VA→VM→VB

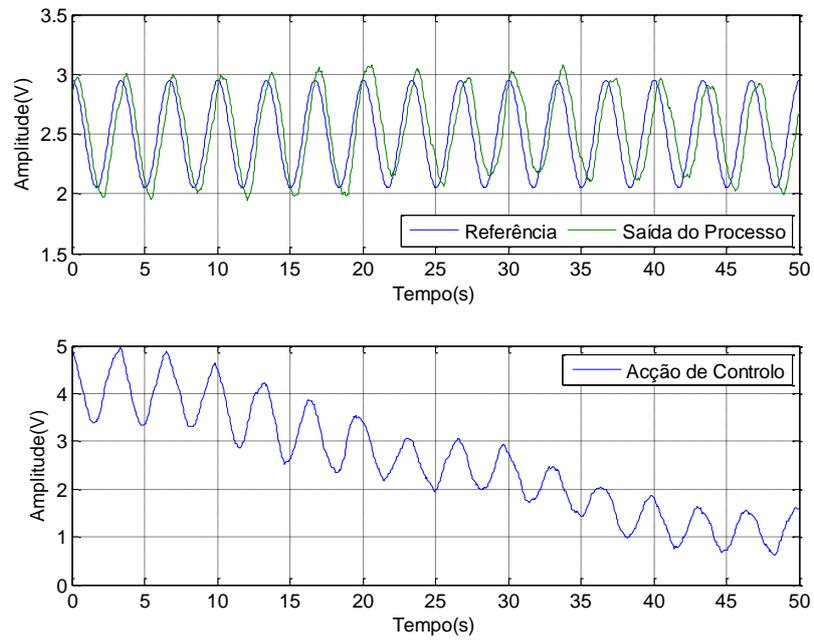


Figura 5.24 - Sistema supervisionado - Comutação VA→VM→VB - Saída do processo e acção de controlo

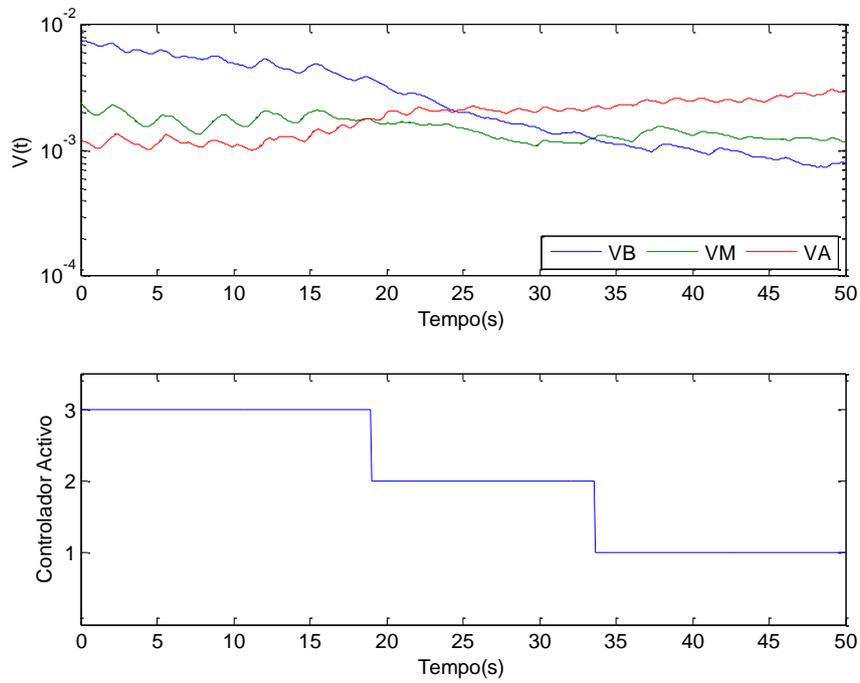


Figura 5.25 - Sistema supervisionado - Comutação VA→VM→VB - Índices de desempenho e controlador activo

Segundo Ensaio: VB→VM→VA

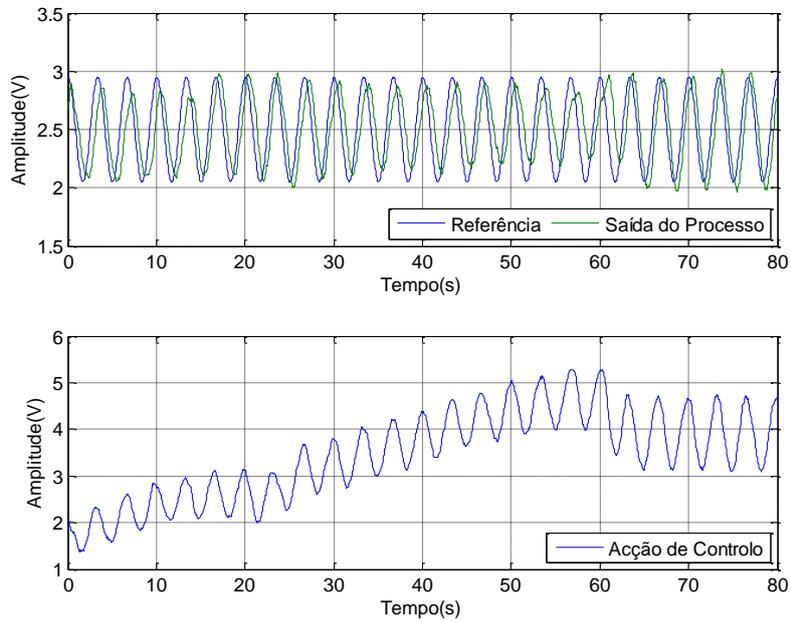


Figura 5.26 - Sistema supervisionado – Comutação VB→VM→VA – Saída do processo e acção de controlo

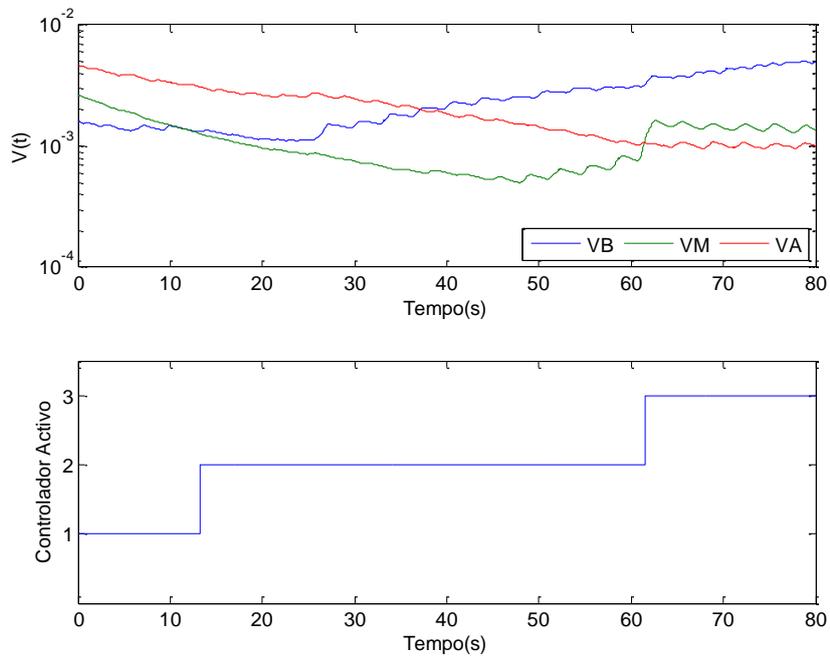


Figura 5.27 - Sistema supervisionado – Comutação VB→VM→VA – Índices de desempenho e controlador activo

Capítulo 6 – Conclusões

Resumo: Neste capítulo é realizada a conclusão final do estudo das técnicas de supervisão e uma perspectiva de trabalho futuro dentro do tema.

6.1 Conclusões Finais

Nesta dissertação foi realizado com sucesso o estudo e implementação de duas técnicas de supervisão. A avaliação do comportamento dos sistemas de supervisão resultantes foi realizada tanto em simulação, como com uma instalação real à escala laboratorial.

No capítulo 3 desenvolveu-se um conjunto de modelos paramétricos que representa, de forma aproximada, o comportamento dinâmico da instalação em toda a gama de condições de funcionamento considerada. Os modelos desenvolvidos que conseguiram captar a dinâmica do sistema para cada ponto de funcionamento, e deram origem a controladores capazes de estabilizar a instalação em toda a gama de funcionamento. Entre instantes de comutação, o desempenho dos controladores é satisfatório, quando avaliado do ponto de vista da sua resposta temporal. É de salientar que o objectivo desta dissertação não é a optimização no projecto dos controladores, mas sim o estudo de estruturas multi-controlador e o seu desempenho como um todo. O uso de um controlador integral fora do anel primário de controlo provou ser uma boa opção, pois além de garantir um reforço dos objectivos de controlo, simplificou o projecto global dos controladores.

Na abordagem de supervisão baseada em estimadores, centrada numa descrição paramétrica de cada ponto de funcionamento, foram obtidos bons resultados. Quando o sistema de supervisão comuta o controlador, a decisão tomada é geralmente a correcta. A adição do mecanismo de tempo de permanência é essencial para garantir a estabilidade e desempenho nos instantes de comutação.

Na supervisão baseada em desempenho, numa primeira fase em que se utilizaram controladores por RLVE, o critério usado revelou-se perfeitamente capaz de seleccionar o controlador adequado para as condições de funcionamento. Isto pode ser atribuído à significativa diferença no valor do ganho estático das estruturas de controlo associadas a cada ponto de funcionamento, pois quando o erro estático é elevado existe uma maior diferenciação entre o desempenho dos controladores, avaliado pelo erro fictício.

Ao utilizar o sistema multi-controlador com os controladores obtidos com base na resposta em frequência do sistema, foi necessário introduzir modificações ao algoritmo para assegurar uma correcta selecção do controlador utilizado. As alterações propostas revelaram-se adequadas, melhorando o processo de validação/falsificação de controladores candidatos. A adição do mecanismo de histerese aumentou a robustez do sistema de decisão durante os instantes de comutação, nas duas fases de implementação.

Comparando as duas técnicas, ambas provaram ser alternativas a ter em consideração no domínio do controlo supervisionado, mas a supervisão baseada em desempenho será a técnica com maior capacidade de evolução. Isto porque no seu modelo conceptual não é necessário existir uma modelação prévia da instalação, o que é uma vantagem para a sua implementação e escalabilidade a nível industrial.

Como conclusão final, em ambas as abordagens, o sistema de supervisão proposto funcionou como esperado, permitindo assim a validação destas técnicas num ambiente de teste real.

6.2 Perspectivas de Trabalho Futuro

O trabalho realizado ao longo desta dissertação pretende ser uma rampa de lançamento para as técnicas de controlo supervisionado, mais especificamente na supervisão baseada em desempenho. Pela flexibilidade que permite, no projecto dos controladores, o conceito *unfalsified* revelou proporcionar possibilidades muito interessantes.

Nesta dissertação, este conceito de desempenho de controladores foi aplicado a um sistema SISO. Seria interessante estudar a sua aplicação em sistemas MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*) de forma a generalizar esta abordagem.

Na forma de calcular o desempenho, também podem ser estudados outros critérios, para se ter um leque de funções de custo, aplicável a cada problema.

Embora não tenho sido um aspecto crítico nos resultados apresentados, seria também interessante o estudo de técnicas de suavização da transição entre controladores. Foram encontradas algumas na literatura [22, 23, 24]. A integração de abordagens de controlo difuso também será uma escolha a ter em conta.

O projecto foi realizado tendo em conta uma instalação variante no tempo. Nesta perspectiva, para o cálculo do desempenho de cada controlador, foi usado um factor de esquecimento, para que alguma alteração na instalação se reflecta o mais rapidamente possível no desempenho de cada controlador. O factor de esquecimento usado foi do tipo exponencial, mas é recomendável o estudo de outras abordagens de esquecimento, como por exemplo, algoritmos de janela deslizante.

Referências

- [1] Safonov, M.G., Tsao, T.-C.: The Unfalsified Control Concept and Learning. IEEE Trans Aut. Contr. 42, pp. 843--847 (1997)
- [2] Hespanha, J.P.: Tutorial on Supervisory Control, Technical report, Dept. of Electrical and Computer Eng., University of California, Santa Barbara (2001)
- [3] Stefanovic, M., Safonov, M.G.: Safe Adaptive Switching Control: Stability and Convergence. IEEE Trans. on Automat. Contr. 53 (2008)
- [4] Wang, R., Safonov, M.G.: Stability of Unfalsified Adaptive Control - 2005 American Control Conference, pp. 3162—3167 (2005)
- [5] Morse, A. S.: Supervisory control of families of linear set-point controllers—part 1: exact matching. IEEE Trans. on Automat. Contr. 41, 1413–1431 (1996)
- [6] Morse, A. S.: Supervisory control of families of linear set-point controllers—part 2: robustness. IEEE Trans. on Automat. Contr. 42, 1500–1515 (1997)
- [7] Paul, A., Safonov, M.G.: Model Reference Adaptive Control using Multiple Controllers and Switching - Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control (2003)
- [8] Schaft, A.V.D, Schumacher, H.: An Introduction to Hybrid Dynamical Systems, Number 251 in Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer-Verlag (2000)
- [9] Åström, K.J.: Adaptive Control around 1960, IEEE Contr. Syst. Mag. (1996)
- [10] Mårtenson, B.: The order of any stabilizing regulator is sufficient a priori information for adaptive stabilization, System and Control Letters (1985)
- [11] Kwakernaak, H., Sivan, R.: Linear Optimal Control Systems, Wiley Interscience, Nova Iorque (1972)
- [12] Basar, T., Bernhard, P.: \mathcal{H}_∞ - Optimal Control and Related Minimax Design Problems: A Dynamic Game Approach, Systems and Control: Foundations and Applications (1995)
- [13] Isidori, A.: Nonlinear Control Systems, Communications and Control Engineering Series, Springer-Verlag(1995)
- [14] Freeman, R.A., Kokotović, P.V.: Robust Nonlinear Control Design: State-Space and Lyapunov Techniques, Systems and Control: Foundations and Applications (1996)
- [15] Fu, M., Barmish, B.: Adaptive Stabilization of Linear Systems via Switching Control, IEEE Trans. On Automatic Control (1986)
- [16] Cusumano, S.J., Poolla, K.: Adaptive Control of Uncertain Systems: A New Approach, In Proceeding of the AACCC (1988)
- [17] Haykin, S.: Kalman Filtering and Neural Networks, John Wiley and Sons Inc. (2001)

- [18] Kennedy, J., Eberhart, R.: Particle Swarm Optimization - Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks (1995)
- [19] Coito, F.J., Ortigueira, M.D.: Fractional Controller Design Through PSO Based Approach. Control'2008 – 8th Portuguese Conference on Automatic Control, Vila-Real, Portugal (2008)
- [20] Jun, M., Safonov, M.G.: Automatic PID Tuning: An Application of Unfalsified Control - IEEE Symp. on CA CSD, Hawaii (1999)
- [21] Liberzon, D., Morse, A. S.: Basic Problems in Stability and Design of Switched Systems, IEEE Contr. Syst. Mag (1999)
- [22] Arehart, A.B, Wolovich, W.A.: Bumpless Switching Controllers - Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control (1996)
- [23] Zaccarian, L., Teel, A.R.: The L_2 Bumpless Transfer Problem for Linear Plants: It's Definition and Solution, Automatica 41, 1273-1280 (2005)
- [24] Edwards, C., Postlethwaite, I.: Anti-Windup and Bumpless-transfer Schemes, Automatica 34, 199-210 (1998)
- [25] Åström, K.J., Wittenmark, B., Adaptive Control, Addison-Wesley (1989)
- [26] Hespanha, J.P.: Logic Based Switching Algorithms in Control, PhD Thesis (1998)
- [27] Pickhardt, R., Unbehauen, H.: Adaptive Control of Plants Subject to Changes of Structure and Parameters using a Multi-model Approach - International Conference on CONTROL '96 (1996)
- [28] Costa, F., Coito, F., Palma, L.: Switched Unfalsified Multicontroller – Proceedings of the Second IFIP WG 5.5/SOCOLNET Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS 2011, Part 13, 393 - 401, Costa de Caparica, Portugal (2011)

Apêndice A

Implementação Prática na Plataforma .NET C#

Para o teste das técnicas de controlo supervisionado no processo térmico PCT 37-100 foram desenvolvidas de raiz duas aplicações usando a plataforma .NET através da linguagem C#. Para a aquisição de dados utilizou-se a placa NI USB-6009. Para integrar estes dois componentes é usado o software *Measurement Studio* da *National Instruments*.

A interface desenvolvida para os resultados dos capítulos 5 e 6 pode ser observada na Figura A.1. Através desta pode observar-se graficamente a evolução do sinal de saída do processo e do sinal de controlo injectado no processo. No painel Índices de Comutação tem-se a informação sob a forma gráfica do andamento dos índices de comutação, tanto para a supervisão baseada em estimadores como em desempenho. O tipo de supervisão pode ser escolhido no painel Supervisão. A referência a fornecer ao processo pode ser manipulada no painel Referência.

No painel Aquisição pode-se iniciar ou terminar o processo de aquisição de dados e configurar os canais de input/output associados a placa de aquisição de dados. Também está disponível um modo pré aquecimento, através da verificação da respectiva caixa de selecção. Este permite ter acesso aos sinais de input/output do processo sem passar por nenhum processamento de supervisão ou de controlo. No painel Controlador Activo tem-se a indicação de qual o controlador activo em cada instante.

Para o capítulo 5 foi desenvolvida a interface da Figura A.2. Nesta interface tem-se mais uma vez a informação gráfico dos sinais de saída do processo e de controlo. No painel à direita tem-se a informação sobre qual o controlador activo e o andamento dos índices de desempenho para cada controlador. As considerações feitas em relação a interface anterior podem ser transpostas para esta.

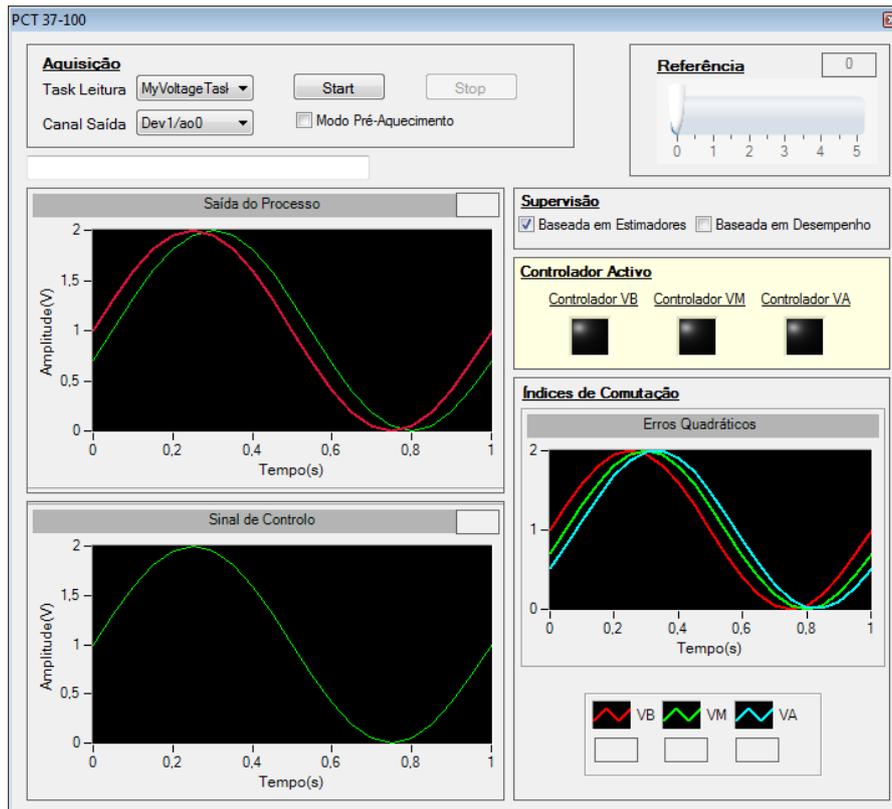


Figura A.1 - Interface para a supervisão implementada para os Cap. 3 e 4

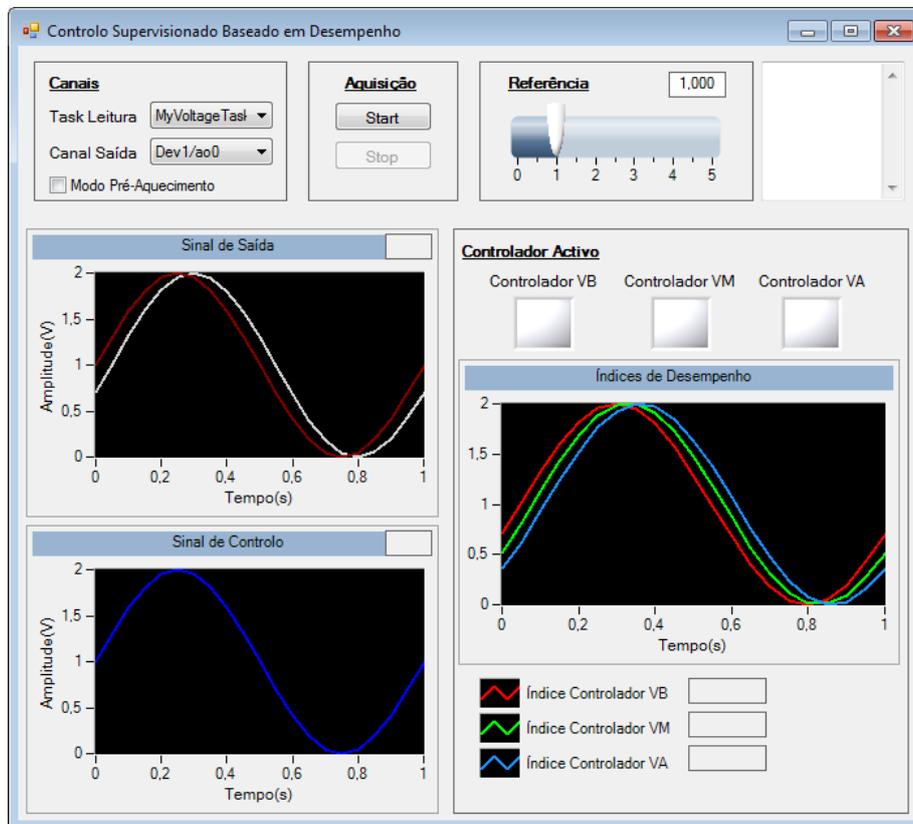


Figura A.2 - Interface para a supervisão baseada em desempenho implementada para o Cap. 5

Apêndice B

As frequências usadas para excitação foram (Hz):

[0,00417; 0,00833; 0,01250; 0,01667; 0,02083; 0,02500; 0,02917; 0,03333; 0,03750; 0,04167; 0,08333; 0,12500; 0,16667; 0,20833; 0,25000; 0,33333; 0,37500; 0,41667; 0,52083; 0,66667; 0,83333; 1,04167; 1,33333; 1,66667; 2,08333; 3,33333; 4,16667; 8,33333; 16,6667; 33,333]

Apêndice C

Particle Swarm Optimisation(PSO)

A PSO [18, 19] é um algoritmo de otimização que funciona de forma iterativa. Este consiste num universo de procura, no qual é “lançado” um enxame de partículas. Numa certa iteração, cada partícula encontra-se localizada num ponto do universo de procura, a que corresponde um certo valor da função de custo J , a ser minimizada.

Para uma dada estrutura de controlo, o problema de otimização consiste na escolha do conjunto de parâmetros que minimize o funcional J , garantindo a estabilidade em anel fechado do sistema a controlar.

Cada partícula é caracterizada pela sua posição e velocidade de deslocamento, no espaço de procura. O espaço de procura é definido pelo conjunto de parâmetros do controlador, e pelas combinações de valores possíveis para estes parâmetros.

A posição de cada partícula é actualizada por

$$x_{k+1}^i = x_k^i + v_{k+1}^i$$

Em que x_k^i é a posição da partícula i na iteração k e v_k^i é a velocidade correspondente. A velocidade de cada partícula é actualizada por

$$v_{k+1}^i = w \cdot v_k^i + c_1 \cdot rand().(p_k^i - x_k^i) + c_2 \cdot rand().(p_k^g - x_k^i)$$

Em que $(w, c_1, c_2) \in \mathbb{R}$ são parâmetros do algoritmo, p_k^i é a localização correspondente à melhor posição encontrada até ao momento pela partícula i , p_k^g é a localização correspondente à melhor posição encontrada até ao momento por todo o enxame de partículas e $rand()$ é um vector de números reais, distribuídos uniformemente entre $[0,1]$.

