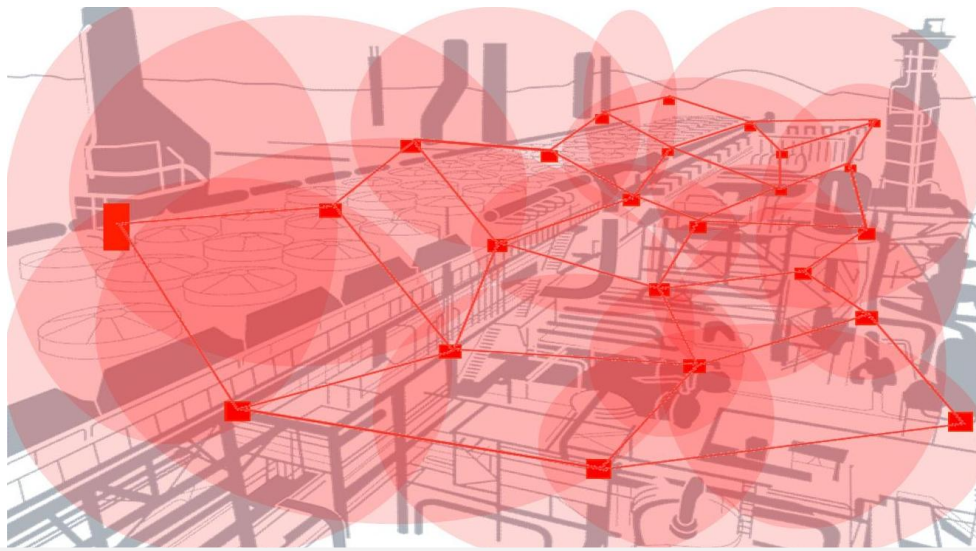


TESIS DOCTORAL



CONTRIBUCIONES A LA SINTONÍA DE CONTROLADORES BASADOS EN EVENTOS

Tesis doctoral realizada por:

Ángel Ruiz Moreno

Director:

Jorge E. Jiménez Hornero

Córdoba, marzo de 2014



UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA

TITULO: *Contribuciones a la sintonía de controladores basados en eventos*

AUTOR: *Ángel Ruiz Moreno*

© Edita: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Córdoba. 2014
Campus de Rabanales
Ctra. Nacional IV, Km. 396 A
14071 Córdoba

www.uco.es/publicaciones
publicaciones@uco.es

UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE INFORMÁTICA Y ANÁLISIS NUMÉRICO

ÁREA EN INGENIERÍA DE SISTEMAS Y AUTOMÁTICA



UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA

***CONTRIBUCIONES A LA SINTONÍA DE CONTROLADORES
BASADOS EN EVENTOS***

MEMORIA DE TESIS REALIZADA POR

ÁNGEL RUIZ MORENO

COMO REQUISITO PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR

POR LA UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA

Córdoba , marzo 2013



TÍTULO DE LA TESIS: Contribuciones a la sintonía de controladores basados en eventos

DOCTORANDO/A: Ángel Ruiz Moreno

INFORME RAZONADO DEL/DE LOS DIRECTOR/ES DE LA TESIS

(se hará mención a la evolución y desarrollo de la tesis, así como a trabajos y publicaciones derivados de la misma).

El doctorando ha desarrollado su actividad como becario de formación de personal docente e investigador predoctoral en las Universidades Públicas de Andalucía, en Áreas de Conocimiento consideraras deficitarias por necesidades docentes. En este marco, ha planificado, ejecutado y concluido adecuadamente el trabajo correspondiente a la tesis doctoral que es objeto del presente documento.

Ángel Ruiz Moreno ha concluido brillantemente su formación predoctoral, profundizando en el conocimiento del análisis y sintonía de controladores basados en eventos. De este modo, ha desarrollado e implementado nuevas metodologías de control enmarcadas en dicho contexto. La estructura propuesta ha demostrado tener un adecuado rendimiento en la reducción del error estacionario del sistema, en la disminución del esfuerzo de muestreo y en la prevención de los ciclos límite con independencia del retardo del proceso. Su efectividad ha sido verificada comparando las técnicas de otros autores en procesos de simulación y en dos plantas experimentales de laboratorio. Estas últimas han sido implementadas durante el desarrollo del presente trabajo de investigación para poder evaluar las metodologías propuestas. Como parte de los análisis teóricos, se ha llevado a cabo un análisis de estabilidad y robustez del esquema. El análisis de estabilidad ha aportado condiciones suficientes y fácilmente evaluables para la caracterización de la estabilidad práctica del esquema bajo condiciones de incertidumbre estructurada y adicionalmente, el enfoque se ha extendido a casos de incertidumbre no estructurada mediante la incorporación del algoritmo de ajuste de la ganancia proporcional. El análisis de robustez ha valorado cualitativamente la influencia que ejercen los efectos indeseables del lazo (incertidumbres estructuradas y no estructuradas, el ruido y las perturbaciones), cómo se traducen al rendimiento de sistema (por extensión, a las curvas de sintonía) y cómo tratarlos desde el punto de vista de la sintonía. Los compromisos entre estabilidad y robustez del sistema han sido ilustrados tanto a nivel teórico, de simulación, y, desde el punto de vista de la herramienta interactiva aportada. Se ha comprobado que la metodología es extensible a sistemas de orden y complejidad mayor, manteniendo razonablemente las ventajas prácticas de la misma. Otra de las grandes aportaciones de la presente Tesis ha sido el desarrollo de una herramienta interactiva de diseño y simulación de controladores basados en la técnica propuesta. La herramienta tiene tanto fines pedagógicos como de investigación y permite evaluar la mayoría de los aspectos teóricos tratados a lo largo de la presente Tesis.

Por último, es destacable su estancia en el Grupo de Investigación Modelado, Simulación y Control de Procesos del Dpto. de Informática y Automática de la UNED, en el que ha conseguido resultados destacables en el diseño y sintonía de controladores basados en eventos empleando la metodología de muestreo SOD.

Los resultados obtenidos en esta tesis doctoral han tenido una aceptable difusión internacional, como demuestra la siguiente relación de publicaciones. De este modo, queda puesto de manifiesto el carácter innovador de la propuesta presentada y, a su vez, permite asegurar la continuidad futura de esta línea de investigación.

Publicaciones en revistas incluidas en Journal Citation Reports (JCR)

Ruiz, A.; Jiménez-Hornero, J.E.; Sánchez, J.; Dormido, S. 2013. Control basado en eventos de sistemas de primer orden con retardo. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, 10: 302-312.

Ruiz, A.; Jiménez-Hornero, J.E.; Sánchez, J.; Dormido, S. 2014. A practical tuning methodology for event-based PI control. Journal of Process Control, 24: 278-295

Por todo ello, se autoriza la presentación de la tesis doctoral.

Córdoba, 18 de Febrero de 2014

Firma del/de los director/es

Fdo.: Jorge E. Jiménez Hornero

Esta tesis doctoral ha sido parcialmente subvencionada por el programa predoctoral de Formación de Personal Docente e Investigador de la Junta de Andalucía (FPDI, convocatoria publicada en el BOJA N°47 de 10 de marzo de 2009).



AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mi director de tesis, Jorge Eugenio Jiménez, la ayuda y orientación prestada durante el desarrollo de este trabajo. También agradezco a los profesores del área de Ingeniería de Sistemas y Automática Francisco Vázquez y Luis Manuel Fernández, la ayuda y disposición recibida en todo momento.

A mis compañeros de trabajo y amigos Mario Ruz, Juan Garrido y Sergio Fragoso, por todas las discusiones, opiniones, y puntos de vista diferentes que sin duda enriquecen los trabajos en los que colaboramos.

En especial, a mi mujer Esther y a mi familia por todo su apoyo y ayuda constante.

A los profesores Sebastián Dormido Bencomo y José Sánchez Moreno de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería Informática de la UNED por su atención y amabilidad durante los tres meses de estancia disfrutado en su centro.

A la Junta de Andalucía por contribuir a financiar este trabajo.

ABSTRACT

In the paradigm of automatic control, event-based strategies are proposed as a solution to satisfy the current requirements of distributed process control. The increasing decentralization, large scale and the number of involved devices in current control applications demand more effective sampling schemes for signals. Systems based on networks (such as Networked Control Systems, NCS) are proof of this demand. In this context, the challenge is to reduce the exchange of information between distributed devices without losing performance and, to this aim, event-based approaches could provide a satisfactory trade-off between the sampling effort and the loop performance through an opportune use of sources and information channels.

Despite many conceptual advantages of event-based control, this field is still in its infancy. Although last decade has been prolific in analytical results, the lack of a comprehensive theory is still evident. The design of an efficient scheme is a challenging problem and issues such as controller tuning, conditions for global stability and the absence of limit cycles are topics that are far from being fully solved yet. In particular, the question of controller tuning has not been properly addressed. In most control systems proposed for authors, the controller tuning task is omitted or the provided rules become complex and restrictive, compromising the overall system performance. In this context, this thesis is focused on the designing of event-based controllers with advantages from the point of view of a practical design and an intuitive tuning methodology.

To this end, this thesis makes three main contributions. Firstly, a novel event-based control scheme has been proposed. The overall design of the event generator and the controller is considered in order to cope with the problem of the process delay, the set-point tracking and to obtain an easy-to-tune event-based system. The approach is focused on FOPTD systems but can be easily extended to higher order systems. Stability and robustness analyses are conducted, and the experimental and simulation results verify the effectiveness of the approach. Secondly, the tuning framework is presented. The complexity of the design is simplified by using only two parameters with a very intuitive influence. The methodology is illustrated through the definition of the tuning regions and the guidelines for the tuning of parameters are provided. Thirdly, a new interactive software tool developed using Sysquake is described. By using the

proposed tool, all theoretical aspects analyzed in this thesis can be interactively studied and a completed design of the proposed controller can be developed.

RESUMEN

Dentro del paradigma del control automático, las estrategias de control basado en eventos se postulan como una posible solución para satisfacer los requisitos de los actuales procesos de control distribuidos. La creciente descentralización, escala y número de dispositivos implicados, está demandando esquemas de muestreo más eficaces conforme a las nuevas necesidades. Los incipientes sistemas basados en red (tales como los sistemas de control en red) son una prueba de tal demanda. En estas aplicaciones el desafío consiste en reducir el intercambio de información entre dispositivos distribuidos con la menor pérdida de rendimiento y, para tal fin, los enfoques basados en eventos podrían aportar un compromiso satisfactorio entre el esfuerzo de muestro y el rendimiento del lazo, a través de un uso oportuno de los recursos y canales de comunicación.

A pesar de las muchas ventajas potenciales del control basado en eventos, este campo de investigación se encuentra aún en sus primeros pasos. Aunque la última década ha sido prolífica en resultados analíticos, la carencia de una teoría comprensible es todavía evidente. El diseño de un esquema eficiente sigue siendo un problema difícil de resolver y cuestiones tales como la sintonía del controlador o las condiciones para la estabilidad global y la ausencia de ciclos límite son dificultades que todavía están lejos de ser completamente solventadas. En particular, la cuestión de la sintonía no ha sido tratada debidamente. En la mayoría de los sistemas de control propuestos por los autores, la sintonía o no es tratada o se terminan proponiendo reglas que por las propias condiciones de diseño restringen el espacio de parámetros y comprometen el rendimiento global del sistema. Ante tal escenario, la presente Tesis se centra en el diseño de controladores basados en eventos con ventajas prácticas desde el punto de vista del diseño y desarrollo de la sintonía.

Para tal objetivo, la presente Tesis realiza tres principales aportaciones. En primer lugar, se propone un nuevo esquema de control basado en eventos. En su desarrollo se considera el diseño global del generador de eventos y del controlador, de manera que el sistema pueda tratar la problemática del retardo del proceso y el seguimiento de referencias y, a la vez, se obtenga un sistema basado en eventos de fácil diseño y ajuste. El enfoque se centra en sistemas de primer orden con retardo, pero puede ser extendido a sistemas de orden mayor. Se ha desarrollado el análisis de estabilidad y robustez del sistema y los resultados experimentales y de simulación prueban la eficacia de la

metodología. En segundo lugar, se propone un marco de trabajo para realizar la sintonía del sistema. La complejidad del diseño es simplificada mediante el uso de sólo dos parámetros de ajuste y la influencia de cada uno es muy intuitiva para el diseñador. La metodología es ilustrada a través de la definición de las regiones de sintonía y se aporta una guía completa de diseño para el ajuste de los parámetros. En tercer lugar, se ha desarrollado una nueva herramienta interactiva en el entorno Sysquake. A través de dicha herramienta se pueden analizar interactivamente todos los aspectos teóricos tratados a lo largo de la presente Tesis y se puede llevar a cabo un completo diseño del sistema de control.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. MOTIVACIÓN DE LA TESIS.....	2
1.2. OBJETIVOS Y PRINCIPALES CONTRIBUCIONES	4
1.3. PUBLICACIONES	5
1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS	6
CAPÍTULO 2. ANTECEDENTES.....	9
2.1. MUESTREO Y CONTROL BASADO EN EVENTOS	9
2.1.1. Condición de evento.....	11
2.1.2. Estructura típica de un sistema de control basado en eventos monolazo.....	14
2.2. ESTRATEGIAS DE CONTROL BASADO EN EVENTOS.....	17
2.3. CUESTIONES FUNDAMENTALES	25
2.4. CAMPOS DE APLICACIÓN.....	27
CAPÍTULO 3. DISEÑO Y ANÁLISIS TEÓRICO DEL SISTEMA.....	31
3.1. CO-DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS Y DE LA METODOLOGÍA DE SINTONÍA.....	31
3.1.1. Problemática	31
3.1.2. Hipótesis de partida y objetivos de diseño.....	34
3.2. DISEÑO Y ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR BASADO EN EVENTOS PI-P	35
3.2.1. Diseño del generador de eventos	37
3.2.1.1. <i>Algoritmo de muestreo SSOD</i>	37
3.2.1.2. <i>Extensión del generador de eventos con el predictor de Smith</i>	38
3.2.1.3. <i>Generador de eventos</i>	43
3.2.2. Diseño del sistema de control.....	45
3.2.2.1. <i>Controlador PI-P</i>	46
3.2.2.2. <i>Conmutación de los controladores</i>	48
3.2.3. Respuesta del lazo.....	49
3.2.3.1. <i>Modelo matemático</i>	50
3.3. ESTABILIDAD PRÁCTICA DEL CONTROLADOR PI-P.....	54
3.3.1. Efecto de los errores de modelado.....	55
3.3.2. Existencia del punto de equilibrio.....	56
3.3.3. Alcance del punto de equilibrio	58

3.3.4.	Condición de estabilidad práctica.....	59
3.4.	COMPENSACIÓN DE LA INCERTIDUMBRE	61
3.5.	METODOLOGÍA DE SINTONÍA	63
3.5.1.	Parámetros de sintonía.....	63
3.5.2.	Índices de rendimiento.....	64
3.5.3.	Regiones de sintonía.....	67
3.5.4.	Influencia de la incertidumbre sobre las curvas de sintonía. Análisis de Montecarlo.....	70
3.5.5.	Guía de diseño de controladores PI-P.....	71
3.5.6.	Formulación como un problema de optimización multiobjetivo.....	75
3.6.	EVALUACIÓN DE LA ROBUSTEZ.....	78
3.6.1.	Influencia del ruido en la medida	78
3.6.2.	Perturbaciones e incertidumbre	79
3.7.	ASPECTOS PRÁCTICOS Y DE IMPLEMENTACIÓN	83
3.7.1.	Implementación del esquema en un sistema de tiempo real.....	83
3.7.2.	Otros aspectos prácticos	85
3.7.2.1.	<i>Algoritmos para la detección y estimación de perturbaciones.....</i>	<i>85</i>
3.7.2.2.	<i>Transferencia entre controladores sin salto (Bumpless Transfer)</i>	<i>89</i>
3.7.2.3.	<i>Procesos con grandes constantes de tiempo</i>	<i>91</i>
3.7.2.4.	<i>Otros esquemas de cuantización</i>	<i>94</i>
CAPÍTULO 4. PI-P-TOOL. HERRAMIENTA INTERACTIVA DE DISEÑO Y ANÁLISIS		97
4.1.	SIMULACIÓN INTERACTIVA Y CONTROL BASADO EN EVENTOS.....	97
4.2.	DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA PI-P-TOOL	101
4.2.1.	Modo de sintonía	102
4.2.2.	Modo de simulación	107
4.3.	ALGUNOS EJEMPLOS ILUSTRATIVOS.....	113
4.4.	OPCIONES FUTURAS	122
CAPÍTULO 5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....		123
5.1.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN.....	123
5.1.1.	Aplicación a sistemas de primer orden con retardo.....	124
5.1.1.1.	<i>Una visión general de la respuesta bajo condiciones ideales.....</i>	<i>124</i>
5.1.1.2.	<i>Efecto de las perturbaciones</i>	<i>126</i>
5.1.1.3.	<i>Algoritmo de compensación de la incertidumbre.....</i>	<i>128</i>
5.1.1.4.	<i>Compensación de la constante de tiempo del sistema.....</i>	<i>130</i>
5.1.1.5.	<i>Tratamiento de las restricciones del actuador</i>	<i>132</i>

5.1.1.6.	<i>Comparación con un controlador basado en tiempo</i>	133
5.1.1.7.	<i>Dos casos ilustrativos de diseño conjunto entre la herramienta PI-P-TOOL y Matlab-Simulink ®</i>	136
5.1.2.	Extensión a procesos de orden superior	151
5.2.	RESULTADOS EXPERIMENTALES	156
5.2.1.	Caso de un motor de corriente continua.....	156
5.2.2.	Caso de una planta de dos tanques acoplados	159
5.3.	COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES	162
5.3.1.	Comparación en simulación.....	162
5.3.2.	Comparación experimental. Caso del motor de corriente continua	166
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....		169
6.1.	CONCLUSIONES GENERALES	169
6.2.	TRABAJOS FUTUROS	174
BIBLIOGRAFÍA.....		177
APÉNDICE A: MANUAL DE USUARIO DE LA HERRAMIENTA PI-P-TOOL		187
A.1.	INTRODUCCION	187
A.1.1.	Organización de la herramienta	188
A.2.	TIPOS DE ELEMENTOS INTERACTIVOS	189
A.3.	DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA.....	195
A.3.1.	Elementos comunes a ambos entornos.....	195
A.3.2.	Entorno de sintonía	196
A.3.3.	Entorno de simulación	200
A.4.	CASOS DE EJEMPLO	207
A.4.1.	Entorno de Sintonía.....	207
A.4.2.	Entorno de Simulación.....	212
A.4.2.1.	<i>Simulación con diferentes sintonías</i>	213
A.4.2.2.	<i>Simulación de cambios de referencia</i>	216
A.4.2.3.	<i>Simulación con perturbaciones</i>	216
A.4.2.4.	<i>Simulación con errores de modelado. Reajuste de K_p2</i>	218
A.4.2.5.	<i>Ruido</i>	219
APÉNDICE B. PLANTAS EXPERIMENTALES.....		221
B.1.	MOTOR BRUSHLESS DE CORRIENTE CONTINUA	221
B.1.1.	Modelado matemático.....	223
B.1.2.	Identificación de la planta	225
B.2.	PLANTA DE DOS TANQUES ACOPLADOS	227
B.2.1.	Modelado matemático.....	229

B.2.2. Identificación de la planta..... 231

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1: MUESTREO BASADO EN TIEMPO ♦ Ó EVENTOS ■ (DORMIDO ET AL., 2008)	10
FIGURA 2.2: CLASIFICACIÓN DE LA DISTRIBUCIÓN DE LAS ACCIONES EN FUNCIÓN DEL INSTANTE DE SU ACTIVACIÓN.....	11
FIGURA 2.3: CONFIGURACIONES TÍPICAS DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS MONOLAZO.....	16
FIGURA 2.4: DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS (ÅSTRÖM, 2008).....	17
FIGURA 2.5: ESQUEMAS DE CONTROL CON BANDA MUERTA.....	20
FIGURA 2.6: CONTROL BASADO EN EVENTOS CON ENTRADAS IMPULSIVAS.....	21
FIGURA 2.7: DISPARO DE EVENTOS BASADO EN COMPARACIÓN CON FUNCIONES DE LYAPUNOV	22
FIGURA 2.8: DISPARO DE EVENTOS BASADO EN CRUCE DE NIVEL.....	23
FIGURA 2.9: MUESTRO BASADO EN CONTROL AUTODISPARADO	24
FIGURA 2.10: CONTROLADOR BASADO EN MODELO	25
FIGURA 3.1: EJEMPLO DE DIAGRAMA DE FASE DE UN SISTEMA BAJO LA INFLUENCIA DE UN CICLO LÍMITE	32
FIGURA 3.2: ESTRUCTURA GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS	36

FIGURA 3.3: RELACIÓN ENTRE et Y $e * t$ SEGÚN EL ESQUEMA DE CUANTIZACIÓN SSOD Y SU REPRESENTACIÓN COMO MÁQUINA DE ESTADOS	38
FIGURA 3.4: CONFIGURACIÓN DE EJEMPLO 1.....	39
FIGURA 3.5: RESPUESTA DE LA CONFIGURACIÓN DE EJEMPLO 1.....	41
FIGURA 3.6: CONFIGURACIÓN DE EJEMPLO 2.....	41
FIGURA 3.7: RESPUESTA DE LA CONFIGURACIÓN DE EJEMPLO 2.....	42
FIGURA 3.8: UNIDADES, BLOQUES Y SEÑALES DEL GENERADOR DE EVENTOS. LAS LÍNEAS DISCONTINUAS AZULES DELIMITAN CADA UNIDAD.....	43
FIGURA 3.9: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR PI-P. LAS LÍNEAS DISCONTINUAS AZULES DELIMITAN CADA PARTE DEL CONTROLADOR	48
FIGURA 3.10: DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SIMPLIFICACIÓN EN LAZO ABIERTO DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS.....	50
FIGURA 3.11: RESPUESTA CARACTERÍSTICA DE LA SEÑAL yt E yrt EN AUSENCIA DE ERRORES DE MODELADO	53
FIGURA 3.12: <i>ULTIMATE BOUNDEDNESS</i> (ACOTACIÓN FINAL).....	54
FIGURA 3.13: (A) REGIÓN DE SINTONÍA PARA EL ÍNDICE DE RENDIMIENTO DEL TIEMPO DE ASENTAMIENTO (3.32). (B) REGIONES DE SINTONÍA PARA EL ÍNDICE DE RENDIMIENTO IAU (3.34). (C) REGIONES DE SINTONÍA PARA EL ÍNDICE DE RENDIMIENTO IAE (3.33). LAS LÍNEAS ROJAS DISCONTINUAS DE CADA FIGURA INDICAN UNA COTA SUPERIOR O INFERIOR EN LA RESTRICCIÓN DEL ACTUADOR. LAS LÍNEAS BLANCAS DISCONTINUAS DELIMITAN ÁREAS CON EL MISMO ESFUERZO DE MUESTREO	69
FIGURA 3.14: INFLUENCIA DEL PARÁMETRO Δ . SALIDAS, SEÑALES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS EN EL EJEMPLO (3.37).....	72
FIGURA 3.15: INFLUENCIA DEL PARÁMETRO α . SALIDAS, SEÑALES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS EN EL EJEMPLO (3.37).....	72
FIGURA 3.16: EVOLUCIÓN DE LA CONDICIÓN (3.30) PARA VARIOS CASOS DE ERRORES DE MODELADO ESTRUCTURADOS	73

FIGURA 3.17: SALIDAS, SEÑALES DE CONTROL Y ERROR MUESTREADO EN PRESENCIA DE RUIDO EN LA MEDIDA EN EL EJEMPLO (3.37)	79
FIGURA 3.18: (A) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL PARA EL PROCESO (3.38). (B) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL PARA EL PROCESO (3.39)	82
FIGURA 3.19: FASES DE DETECCIÓN Y ESTIMACIÓN DE PERTURBACIONES. (A) RESPUESTA DE LA REALIMENTACIÓN ANTE UNA PERTURBACIÓN A LA ENTRADA. (B) RESPUESTA DE LA REALIMENTACIÓN ANTE UNA PERTURBACIÓN A LA SALIDA. LAS LÍNEAS ROJAS RAYADAS INDICAN LA RESPUESTA IDEAL DE LA SEÑAL DE REALIMENTACIÓN.....	88
FIGURA 3.20: RESPUESTA CON Y SIN <i>BUMPLESS TRANSFER</i>	90
FIGURA 3.21: CONTROLADOR PI-P MODIFICADO CON LA CONDICIÓN DE RESET.....	90
FIGURA 3.22: RESPUESTA EN LAZO ABIERTO A PARTIR DEL CONTROLADOR <i>FEEDFORWARD</i> DESCRITO EN [JOSE].....	92
FIGURA 3.23: SALIDAS, SEÑALES DE CONTROL Y ERROR INSTANTÁNEO APLICANDO LA METODOLOGÍA PARA LA COMPENSACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO PARA EL PROCESO (3.46).....	93
FIGURA 3.24: EJEMPLO DE ESQUEMA DE CUANTIZACIÓN CON UMBRAL DE EVENTO VARIABLE	94
FIGURA 4.1: (A) FASES DE DISEÑO EN UNA APLICACIÓN NO INTERACTIVA. (B) FASES DE DISEÑO EN UNA APLICACIÓN INTERACTIVA (DORMIDO ET AL., 2005).....	99
FIGURA 4.2: INTERFAZ DE USUARIO DE LA HERRAMIENTA INTERACTIVA PI-P-TOOL CORRESPONDIENTE AL MODO DE SINTONÍA	103
FIGURA 4.3: INTERFAZ DE USUARIO DE LA HERRAMIENTA INTERACTIVA PI-P-TOOL CORRESPONDIENTE AL MODO DE SIMULACIÓN	113
FIGURA 4.4: EJEMPLO DE SINTONÍA PARA EL PROCESO (3.37) (MODO DE SINTONÍA).....	115
FIGURA 4.5: EJEMPLO DE CARACTERIZACIÓN DEL LÍMITE DE ESTABILIDAD DEL PARÁMETRO Δ BAJO INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO (3.37)	117

FIGURA 4.6: EJEMPLO DE CARACTERIZACIÓN DEL LÍMITE DE ESTABILIDAD DEL PARÁMETRO α BAJO INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO (3.37).....	118
FIGURA 4.7: EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LA OPCIÓN DE AJUSTE AUTOMÁTICO DE LA GANANCIA PROPORCIONAL PARA DOS CASOS CON LA MISMA INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO (3.37)	119
FIGURA 4.8: EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LA OPCIÓN DE AJUSTE AUTOMÁTICO DE LA GANANCIA PROPORCIONAL PARA DOS CASOS DIFERENTES INCERTIDUMBRE Y BAJO LA INFLUENCIA DE RUIDO EN EL PROCESO (3.37).....	119
FIGURA 4.9: EJEMPLO DE ANÁLISIS DE PERTURBACIONES Y RUIDO PARA DOS CASOS DIFERENTES INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO (3.37)	121
FIGURA 4.10: APLICACIÓN DEL REAJUSTE DE LA GANANCIA PROPORCIONAL AL CASO DE EJEMPLO DE LA FIGURA 4.9.....	122
FIGURA 5.1: SALIDAS, SEÑALES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS. (A),(C) $\alpha, \Delta = 0.1, 0.25$. (B),(D) $\alpha, \Delta = 0.25, 0.2$	125
FIGURA 5.2: INFLUENCIA DE LA SINTONÍA SOBRE LAS PERTURBACIONES A LA ENTRADA. (A) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL ANTE VARIACIONES EN α . (B) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL ANTE VARIACIONES EN Δ	127
FIGURA 5.3: INFLUENCIA DE LA SINTONÍA SOBRE LAS PERTURBACIONES A LA SALIDA. (A) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL ANTE VARIACIONES EN α . (B) SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL ANTE VARIACIONES EN Δ	127
FIGURA 5.4: EVALUACIÓN DEL ALGORITMO PARA LA COMPENSACIÓN DE LA INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO (5.3)	129
FIGURA 5.5: EVALUACIÓN DE LA COMPENSACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO PARA DIFERENTES MAGNITUDES DEL PULSO SOBRE EL PROCESO (5.4)	131
FIGURA 5.6: COMPARACIÓN DE DIFERENTES ESTRATEGIAS DE COMPENSACIÓN SOBRE EL PROCESO (5.4)	132
FIGURA 5.7: INFLUENCIA DE LA SINTONÍA SOBRE LA RESPUESTA ANTE UNA RESTRICCIÓN EN EL ACTUADOR EN LOS PROCESOS (3.37) Y (5.4)	133

FIGURA 5.8: COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS CON LA DE DOS CONTROLADORES PLANIFICADOS EN TIEMPO PARA EL CASO DEL PROCESO (3.37).....	134
FIGURA 5.9: COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS CON LA DE DOS CONTROLADORES PLANIFICADOS EN TIEMPO PARA EL CASO DEL PROCESO (5.4).....	135
FIGURA 5.10: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). EVOLUCIÓN DE LA CONDICIÓN (3.30) ANTE UN ERROR DE MODELADO DEL $\pm 10\%$ EN EL PARÁMETRO L	137
FIGURA 5.11: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). DEFINICIÓN DE PUNTOS DE DISEÑO INICIALES EN EL MODO DE SINTONÍA.....	138
FIGURA 5.12: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). RESPUESTA PARA LOS PUNTOS INICIALES DE DISEÑO ANTE RUIDO EN EL MODO DE SIMULACIÓN.....	139
FIGURA 5.13: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). SALIDA Y SEÑALES DE CONTROL PARA LOS PUNTOS INICIALES DE DISEÑO ANTE UNA BATERÍA DE INCERTIDUMBRES.....	140
FIGURA 5.14: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). PROCEDIMIENTO DE AJUSTE DEL PUNTO DE DISEÑO EN EL MODO DE SIMULACIÓN PRIMANDO LA REDUCCIÓN DEL ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO.....	141
FIGURA 5.15: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). PROCEDIMIENTO DE AJUSTE DEL PUNTO DE DISEÑO EN EL MODO DE SIMULACIÓN PRIMANDO EL TIEMPO DE ASENTAMIENTO DE LA RESPUESTA.....	142
FIGURA 5.16: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). SALIDAS Y SEÑALES DE CONTROL ANTE LA BATERÍA DE INCERTIDUMBRES TRAS LOS AJUSTES DE LOS PUNTOS DE DISEÑO	142
FIGURA 5.17: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). EVALUACIÓN DE LA RESPUESTA EN EL MODO DE SIMULACIÓN ANTE PERTURBACIONES A LA ENTRADA E INCERTIDUMBRE	143
FIGURA 5.18: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.5). EVALUACIÓN DE LA RESPUESTA EN EL MODO DE SIMULACIÓN ANTE PERTURBACIONES, INCERTIDUMBRE Y, APLICANDO EL REAJUSTE DE LA GANANCIA PROPORCIONAL.....	144

FIGURA 5.19: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). EVOLUCIÓN DE LA CONDICIÓN (3.30) ANTE UN ERROR DE MODELADO DEL $\pm 50\%$ EN EL PARÁMETRO τ	145
FIGURA 5.20: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). DEFINICIÓN DE PUNTOS DE DISEÑO INICIALES EN EL MODO DE SINTONÍA	146
FIGURA 5.21: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). RESPUESTA PARA LOS PUNTOS INICIALES DE DISEÑO ANTE RUIDO E INCERTIDUMBRE EN EL MODO DE SIMULACIÓN	147
FIGURA 5.22: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). SALIDA Y SEÑALES DE CONTROL PARA LOS PUNTOS INICIALES DE DISEÑO ANTE UNA BATERÍA DE INCERTIDUMBRES	147
FIGURA 5.23: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). CÁLCULO DEL DOMINIO DE ESTABILIDAD DE α EN EL MODO DE SIMULACIÓN	149
FIGURA 5.24: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). DEMOSTRACIÓN DEL AJUSTE DEL PUNTO DE DISEÑO FUERA DEL DOMINIO DE ESTABILIDAD APLICANDO EL ALGORITMO DE REAJUSTE DE LA GANANCIA PROPORCIONAL	149
FIGURA 5.25: CASO DE DISEÑO PARA EL PROCESO (5.4). EVALUACIÓN DE LA RESPUESTA EN EL MODO DE SIMULACIÓN ANTE PERTURBACIONES A LA ENTRADA E INCERTIDUMBRE.....	150
FIGURA 5.26: RESPUESTAS ESCALÓN DE LOS PROCESOS DE (5.6) Y DE SUS APROXIMACIONES A FOPTD	152
FIGURA 5.27: RESPUESTAS ESCALÓN DE LOS PROCESOS DE (5.7) Y DE SUS APROXIMACIONES A FOPTD	152
FIGURA 5.28: RESPUESTAS COMPENSADAS Y SIN COMPENSAR DE LOS PROCESOS DE (5.6)...	153
FIGURA 5.29: RESPUESTAS COMPENSADAS Y SIN COMPENSAR DE LOS PROCESOS DE (5.6) CONSIDERANDO UNA PERTURBACIÓN ESCALÓN A LA ENTRADA.....	154
FIGURA 5.30: RESPUESTAS COMPENSADAS Y SIN COMPENSAR DE LOS PROCESOS DE (5.7)...	155
FIGURA 5.31: RESPUESTAS COMPENSADAS Y SIN COMPENSAR DE LOS PROCESOS DE (5.7) CONSIDERANDO UNA PERTURBACIÓN ESCALÓN A LA ENTRADA.....	155
FIGURA 5.32: CASO DEL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA. RESPUESTAS DE LA SALIDA Y DE LA SEÑAL DE CONTROL ANTE DIFERENTES CONDICIONES DE SINTONÍA.....	157

FIGURA 5.33: COMPROBACIÓN DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES EN LA HERRAMIENTA PI-P-TOOL.....	158
FIGURA 5.34 CASO DEL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA. RESPUESTAS COMPENSADAS Y SIN COMPENSAR ANTE INCERTIDUMBRE EN EL MODELO IDENTIFICADO DE LA PLANTA.....	159
FIGURA 5.35: CASO DE CONTROL DEL NIVEL DEL DEPÓSITO SUPERIOR DE LA PLANTA DE LOS DOS TANQUES ACOPLADOS. RESPUESTAS DE LA SALIDA Y DE LA SEÑAL DE CONTROL ANTE DIFERENTES CONDICIONES DE SINTONÍA.....	160
FIGURA 5.36: CASO DE CONTROL DEL NIVEL DEL DEPÓSITO INFERIOR DE LA PLANTA DE LOS DOS TANQUES ACOPLADOS. RESPUESTAS DE LA SALIDA Y DE LA SEÑAL DE CONTROL ANTE DIFERENTES CONDICIONES DE SINTONÍA.....	161
FIGURA 5.37: COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES. SALIDAS, ACCIONES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS PARA EL CASO DEL PROCESO (5.10)	163
FIGURA 5.38: COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES. SALIDAS, ACCIONES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS PARA EL CASO DEL PROCESO (5.12)	165
FIGURA 5.39: COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES. SALIDAS, ACCIONES DE CONTROL Y RELACIÓN DE EVENTOS PARA EL CASO DE CONTROL DEL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA	167
FIGURA A.1: SELECCIÓN DE IDIOMA.....	188
FIGURA A.2: RADIO BUTTON.....	189
FIGURA A.3: CHECKMARK.....	189
FIGURA A.4: PUSHBUTTON.....	190
FIGURA A.5: SLIDERS.....	190
FIGURA A.6: TEXTFIELD.....	190
FIGURA A.7: MARCAR FIGURAS DOTADAS DE INTERACTIVIDAD.....	191
FIGURA A.8: ELEMENTOS INTERACTIVOS INCORPORADOS EN LAS GRÁFICAS.....	191
FIGURA A.9: INFORMACIÓN MOSTRADA EN LA BARRA DE ESTADO.....	192
FIGURA A.10: MENÚ.....	193

FIGURA A.11: CUADRO DE DIÁLOGO PARA INTRODUCIR PARÁMETROS.....	193
FIGURA A.12: CUADRO DE DIÁLOGO CON MENSAJE DE FUERA DE TOLERANCIA.	194
FIGURA A.13: CUADRO DE DIÁLOGO CON MENSAJE DE FUERA DE TOLERANCIA Y OBLIGACIÓN DE INTRODUCIR VALOR DENTRO DE RANGO.	194
FIGURA A.14: CUADROS DE DIÁLOGO INDICANDO FASE DE DISEÑO INCORRECTA.....	195
FIGURA A.15: ZONA DE PARÁMETROS COMUNES DEL ENTORNO DE SINTONÍA.....	196
FIGURA A.16: CHECKMARKS SINTONÍA 1, SINTONÍA 2.	197
FIGURA A.17: ZONA DE PARÁMETROS SINTONÍA 1.	197
FIGURA A.18: ZONA DE PARÁMETROS SINTONÍA 2.	198
FIGURA A.19: ZONA DE PARÁMETROS COMUNES DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN.	201
FIGURA A.20: ZONA DE PARÁMETROS SIMULACIÓN 1.	202
FIGURA A.21: ZONA DE PARÁMETROS SIMULACIÓN 2.	203
FIGURA A.22: ZONA DE PARÁMETROS DE VISUALIZACIÓN DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN. ...	204
FIGURA A.23: FICHERO DE TEXTO.	205
FIGURA A.24: INFORMACIÓN A MOSTRAR EN LA GRÁFICA “RESPUESTA DEL SISTEMA Y REALIMENTACIÓN”.....	205
FIGURA A.25: INFORMACIÓN A MOSTRAR EN LA GRÁFICA “RESPUESTA DEL CONTROLADOR”.	206
FIGURA A.26: INFORMACIÓN A MOSTRAR EN LA GRÁFICA “ERROR INSTANTÁNEO Y ERROR MUESTREADO”	206
FIGURA A.27: SYSQUAKE. INTERFAZ DEL ENTORNO DE SINTONÍA.	208
FIGURA A.28: SYSQUAKE. ENTORNO DE SINTONÍA. PRUEBA 1.....	209
FIGURA A.29: SYSQUAKE. ENTORNO DE SINTONÍA. PRUEBA 1. ZOOM.	210
FIGURA A.30: SYSQUEAKE. ENTORNO DE SINTONÍA. PRUEBA 2.....	211
FIGURA A.31: SYSQUAKE. INTERFAZ DEL ENTORNO DE SIMULACIÓN.	212
FIGURA A.32: SYSQUAKE. VARIACIÓN DE DELTA.	213
FIGURA A.33: SYSQUAKE. VARIACIÓN DE DELTA. ERROR INSTANTÁNEO Y MUESTREADO.	214

FIGURA A.34: FICHERO EVENTOS.TXT.....	215
FIGURA A.35: SYSQUAKE. VARIACIÓN DE ALFA.	215
FIGURA A.36: SYSQUAKE. SEGUNDO SALTO EN LA REFERENCIA.....	216
FIGURA A.37: SYSQUAKE. PERTURBACIÓN A LA ENTRADA.	217
FIGURA A.38: SYSQUAKE. ERRORES DE MODELADO. AJUSTE KP2.	218
FIGURA A.39: SYSQUAKE. RUIDO EN LA MEDIDA 1.	219
FIGURA A.40: SYSQUAKE. RUIDO EN LA MEDIDA 2.	220
FIGURA A.41: SYSQUAKE. RUIDO EN LA MEDIDA 3.	220
FIGURA B.1: FOTOGRAFÍA DE LA PLANTA DEL MOTOR BRUSHLESS DE CORRIENTE CONTINUA	223
FIGURA B.2: REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DEL CIRCUITO ELÉCTRICO DEL MOTOR Y DEL DISPOSITIVO DRIVER (ANSARI ET AL., 2011).....	225
FIGURA B.3: RESPUESTA DE LA VELOCIDAD DEL MOTOR ANTE UNA SEÑAL PRBS A LA ENTRADA DEL DISPOSITIVO DRIVER.....	226
FIGURA B.4: CORRESPONDENCIA ENTRE LA RESPUESTA DE LA PLANTA REAL Y EL MODELO IDENTIFICADO (B.4).....	227
FIGURA B.5: FOTOGRAFÍA DE LA PLANTA DE LOS CUATRO TANQUES ACOPLADOS	229
FIGURA B.6: (A) REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE UNA PLANTA DE CUATRO TANQUES ACOPLADOS. (B) REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE LA CONFIGURACIÓN DE DOS TANQUES EMPLEADA EXPERIMENTALMENTE.....	231
FIGURA B.7: RESPUESTA DEL TANQUE SUPERIOR ANTE UNA SEÑAL PRBS APLICADA AL VARIADOR DE VELOCIDAD	232
FIGURA B.8: RESPUESTA DEL TANQUE INFERIOR ANTE UNA SEÑAL PRBS APLICADA AL VARIADOR DE VELOCIDAD	233
FIGURA B.9: CORRESPONDENCIA ENTRE LA RESPUESTA DE LA PLANTA REAL Y LOS MODELOS IDENTIFICADOS (B.8) Y (B.9)	234

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1: ALGUNAS CONDICIONES LÓGICAS TÍPICAS DE MUESTREO.....	14
TABLA 3.1: ANÁLISIS DE LA INFLUENCIA DE LA INCERTIDUMBRE SOBRE LAS CURVAS DE SINTONÍA.....	70
TABLA 3.2: FORMULACIÓN DE LA SINTONÍA DEL CONTROLADOR COMO UN PROBLEMA DE OPTIMIZACIÓN.....	76
TABLA 3.3: FORMULACIÓN DE LA SINTONÍA COMO UN PROBLEMA DE DELIMITACIÓN DE SOLUCIONES.....	77
TABLA 3.4: RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN EL ANÁLISIS DE ROBUSTEZ PARA LAS INCERTIDUMBRES CONSIDERADAS.....	80
TABLA 3.5: PSEUDOCÓDIGO PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DEL GENERADOR DE EVENTOS.....	84
TABLA 3.6: PSEUDOCÓDIGO PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DEL CONTROLADOR PI-P.....	85
TABLA 3.7: PSEUDOCÓDIGO PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO DE DETECCIÓN Y ESTIMACIÓN DE PERTURBACIONES.....	88
TABLA 5.1: SINTONÍA DE LOS CONTROLADORES Y RESULTADOS ÍNDICES DE RENDIMIENTO DE LOS EXPERIMENTOS DE LA FIGURA 5.8 Y LA FIGURA 5.9.....	136
TABLA 5.2: PARÁMETROS DE SINTONÍA E ÍNDICES DE RENDIMIENTO PARA EL CASO DEL PROCESO (5.10). IAE (T_{ST}): ERROR INTEGRADO ABSOLUTE EVALUADO HASTA EL TIEMPO DE ASENTAMIENTO. IAU (T_{ST}^*): SEÑAL DE CONTROL ABSOLUTA INTEGRADA (CONFORME A (3.34)). PARA UNA COMPARACIÓN JUSTA, ÉSTA INDICA QUE EL ÍNDICE DE RENDIMIENTO HA SIDO EVALUADO HASTA EL MENOR VALOR ALCANZADO POR T_{ST} PARA TODOS LOS EXPERIMENTOS. $E_{SS}(T_{ST})$: ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO COMO UN PORCENTAJE EL UMBRAL DE EVENTO Y EVALUADO EN EL INSTANTE EQUIVALENTE AL TIEMPO DE ASENTAMIENTO DE LA SEÑAL. OV: SOBREPASO. S: NÚMERO DE EVENTOS. T_{ST} : TIEMPO DE ASENTAMIENTO.....	164
TABLA 5.3: PARÁMETROS DE SINTONÍA E ÍNDICES DE RENDIMIENTO PARA EL CASO DEL PROCESO (5.12).....	165

TABLA 5.4: PARÁMETROS DE SINTONÍA E ÍNDICES DE RENDIMIENTO..... 167

TABLA B.1: PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS DEL MOTOR (FAULHABER, 2013)222

LISTA DE ABREVIATURAS

2D	Two-Dimensional Space (Espacio bidimensional)
3D	Three-Dimensional Space (Espacio tridimensional)
DAQ	Data Adquisition (Adquisición de datos)
EBC	Event-Based Control (Control basado en eventos)
EBS	Event-BasedSystems (Sistema basado en eventos)
Ejs	Easy Java Simulations
FOPTD	First Order Plus Time Delay (Primer orden con retardo)
GUUB	Globally Uniformly Ultimately Bounded (Acotadofinalmente de manerauniforme y global)
NCS	Networked Control Systems (Sistemas de control en red)
IAE	IntegratedAbsolute Error (Integral del valor absoluto del error)
IAU	IntegratedAbsolute U-signal (Integral del valor absoluto de la señal de control U)
ID	Identifier (Identificador)
LMI	Linear MatrixInequality (Desigualdad matricial lineal)
P	Proportional (Proporcional)
PI	Proportional-Integral (Proporcional- Integral)
PID	Proportional-Integral-Derivative (Proporcional-Integral-Derivativo)
PWM	Pulse-WidthModulation (Modulación de la anchura de pulso)
SISO	Single Input Single Output (Una entrada – una salida)
SOD	Send-On-Delta
SP	Set-Point (Consigna)
SR	Slew-Rate
SSOD	SymmetricSend-On-Delta
ST	Settling Time (Tiempo de asentamiento)
WNCS	Wireless Networked Control System (Sistemas de control en red inalámbricos)
WSN	Wireless Sensors Network (Redes de sensores inalámbricos)
ZOH	Zero-OrderHold (Retenedor de orden cero)

LISTA DE SÍMBOLOS

$(\bar{\cdot})$	Parámetro o modelo resultante de una identificación
$(\cdot)_{max}$	Operador máximo para un vector de datos o cota máxima para un escalar
$(\cdot)_{min}$	Operador mínimo para un vector de datos o cota máxima para un escalar
C	Controlador genérico
C_{PI}	Controlador PI genérico
C_P	Controlador P genérico
d	Entradas externas al proceso (perturbaciones). d_u , d_y relativo a las perturbaciones a la entrada y salida, respectivamente
e	Señal de error del lazo
e^*	Señal de error muestreada por eventos
e^*_j	Última muestra de la señal de error recibida por el controlador
e^*_p	Penúltima muestra de la señal de error recibida por el controlador
j	Estado interno del bloque generador de eventos. Este mismo símbolo es utilizado como subíndice de otros símbolos para hacer referencia a los mismos en relación a un estado concreto
K	Ganancia en lazo abierto genérica
K_I	Ganancia integral de un controlador PI
K_P	Ganancia de un controlador proporcional genérico
K_{P1}	Ganancia proporcional de la parte PI del controlador PI-P
K_{P2}	Ganancia proporcional de la parte P del controlador PI-P
L	Retardo de tiempo genérico
m_j	Pendiente de la trayectoria desarrollada por la señal de realimentación en el estado j
n	Número genérico de estados de cuantización
P	Modelo de un proceso genérico
P_0	Modelo de un proceso genérico una vez extraída la componente del retardo
q	Cantidad no cuantizable entre dos estados discretos de una señal
r	Señal de referencia
s	Variable compleja de Laplace
S	Tasa de eventos
t	Tiempo continuo
T	Periodo de muestreo
t_d	Instante de tiempo a partir del cual aparece una perturbación. t_{du} , t_{dy} relativo a las perturbaciones a la entrada y salida, respectivamente
t_j	Instante de tiempo en el cual se alcanza el estado j y se envía la muestra e^*_j al controlador
T_j	Intervalo de tiempo entre dos eventos o estados consecutivos del bloque de

	muestreo. También definido como $T_j = T_{j \rightarrow j-1} = [t_j, t_{j-1})$ donde j representa el último estado alcanzado y $j - 1$ el siguiente
T_I	Constante de tiempo integral de un controlador PI
T_s	Intervalo de tiempo en el cual la respuesta de un sistema de primer orden se encuentra encerrada en la banda de error del 0,7 % alrededor de la referencia
u	Señal de entrada del proceso
\bar{u}_{ff}, U_{max}	Cota máxima de la acción de control desarrollada por un controlador <i>feedforward</i>
w	Entradas externas al proceso (valor de la banda de ruido)
x	Vector de estado del sistema
y	Señal de salida del proceso
\hat{y}	Diferencia entre las salidas del modelo con retardo y el modelo sin retardo según el esquema de un predictor de Smith
y_0	Señal de salida del modelo de un proceso genérico una vez extraída la componente del retardo
y_r	Emulación de la señal de realimentación de un sistema planificado en tiempo
α	Parámetro de sintonía del controlador PI-P relacionado con el esfuerzo de control
γ_j	Dinámica extra de la señal de realimentación y_r en el estado j
Δ	Umbral de cuantización (o evento) y parámetro de sintonía del controlador PI-P relacionado con el esfuerzo de muestreo
λ_j	Dinámica ideal de la señal de realimentación y_r en el estado j
τ	Constante de tiempo genérica
\mathbb{R}	Conjunto de los números reales
\mathbb{Z}	Conjunto números enteros

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

Desde los años 50, la teoría y práctica tradicional de la ingeniería de control automático asume una planificación temporal para la actualización de las variables que gobiernan el lazo, o dicho en otras palabras, una planificación basada en tiempo. En esta línea existen dos paradigmas ampliamente extendidos. En primer lugar, los sistemas de control en tiempo continuo (o analógicos), donde la actualización de las variables y la transmisión de información en el lazo se realiza permanentemente, y por otro lado, los sistemas de control en tiempo discreto, que consideran que la información es transmitida en base a un periodo de muestreo o a una discretización temporal. Ambas disciplinas se consideran ya maduras y cuentan con una sólida base teórica que las sostiene pero, aún así, parte de la comunidad de control automático plantea una posible crítica o cuestión fundamental; *¿resulta realmente necesario para mantener un buen rendimiento del lazo de control transmitir la información entre los elementos que lo componen en cada paso de muestreo con independencia de que se haya producido algún cambio destacable en el estado del sistema?*. Ante la cuestión planteada y, en disonancia con los sistemas de muestreo y control planificados en tiempo, existe una línea emergente de investigación que propone un cambio sustancial de la técnica de muestreo. Esta línea sugiere una planificación de las acciones de muestreo y control según la ocurrencia de sucesos, cuya filosofía es la de transmitir información entre los elementos del lazo de control cuando se produce un cambio realmente significativo en el estado del proceso o, lo que se conoce en este campo, como un *evento*. Obviamente, las ventajas potenciales de este cambio de modelo de muestreo podrían ser numerosas, pero también lo son los problemas subyacentes. La planificación por eventos deriva, casi inevitablemente, en muestreos asíncronos en el tiempo, creando dinámicas no lineales. Esta situación plantea nuevos retos de control, abriendo un nuevo marco de investigación que se encuentra en fase de caracterización y estudio con el objetivo final de su promoción a un entorno industrial.

1.1. MOTIVACIÓN DE LA TESIS

Dentro del paradigma de control automático, las estrategias de muestreo y control basadas en eventos comienzan a plantearse como una solución a medio plazo para satisfacer los requisitos actuales de los sistemas de control de procesos altamente distribuidos (Dormido et al., 2008). La creciente escala y descentralización de los procesos industriales actuales, junto con el gran número de dispositivos implicados, están demandando estrategias de muestreo más eficaces y adaptadas a tales condiciones (Blevins, 2012; Willig, 2008). Las aplicaciones basadas en red (tales como los sistemas de control en red, del inglés *Networked Control Systems* o NCS (Gupta & Chow, 2010)) son una gran ejemplo de tal demanda. Este tipo de topologías han proliferado enormemente por sus ventajas estratégicas, atrayendo la atención de numerosos investigadores durante la última década. En un NCS, el desafío subyacente es reducir el intercambio de información entre dispositivos distribuidos con la menor pérdida posible de utilidad. Los motivos pueden ser diversos; en ocasiones, los sistemas se alimentan de baterías y las restricciones de consumo de energía son manifiestas. En otras ocasiones, la distribución y el número de dispositivos es muy elevada (como, por ejemplo, ocurre en los sistemas de monitorización distribuidos de climatología, edificios, etc.) y existen limitaciones de ancho de banda. En otros casos, simplemente presentan limitaciones de computación, como ocurre en ciertos sistemas embebidos (Yarvis & Zorzi, 2008). Generalmente, un pequeño error de control no supone una restricción severa en este tipo de arquitecturas, pero la reducción de la carga de tráfico en las comunicaciones se convierte en un aspecto clave (Anastasi et al., 2009; Sánchez et al., 2011). Un incremento innecesario del tráfico no sólo se traduce en un aumento de la utilización de las CPUs de los dispositivos y del consumo global a consecuencia de las comunicaciones sino que, a su vez, eleva las probabilidades de perder datos y de experimentar retardos estocásticos, lo que consecuentemente degrada las prestaciones de cualquier sistema de control (Sandee, 2006). Ante este panorama, los enfoques de muestreo y control basados en eventos pueden ser la opción más conveniente, puesto que tratan de ofrecer mecanismos que permitan un uso oportuno de los recursos del sistema y los canales de información (Åström, 2008; Cervin & Åström, 2007; Miskowicz, 2006; Otanez et al., 2002).

El mayor desafío actual de los enfoques muestreo y control basados en eventos es la falta de una teoría comprensible. Tal carencia se hace patente en la falta de consenso para los diseños de las topologías. En cierta medida, esta situación resulta lógica, puesto que el diseño de un esquema eficiente no es un problema trivial. La condición de evento podría ser cualquier función matemática dependiente de cualquiera de los estados del sistema y podría estar incluida en cualquiera de los agentes que compone el lazo de control abarcando una enorme casuística. Además, en el caso de dispositivos inalámbricos, existen otras restricciones adicionales como el ancho de banda o el consumo energético, que deberían tenerse en cuenta durante el diseño (Anastasi et al., 2009; Willig, 2008). Tales condicionantes convierten a los sistemas de muestreo y control basados en eventos en sistemas asíncronos y no lineales, difíciles de analizar en comparación a los enfoques de muestreo y control planificados en tiempo. Aún así, en los últimos años los trabajos empiezan a ser numerosos y hay dos aspectos que empiezan a resultar comunes; la técnica de muestreo y la estrategia de control. Por un lado, el algoritmo de muestreo más empleado es el denominado *Send-On-Delta* o SOD (Hirche et al., 2005; Kofman & Braslavsky, 2006; Miskowicz, 2006) y, con respecto a la técnica de control, el algoritmo PID y, más concretamente, su versión como PI, representa uno de los controladores más analizado y a priori el más propicio para tales técnicas (Sánchez et al., 2012).

Ante este escenario, y dadas las ventajas potenciales que podría aportar el cambio del modelo de muestreo, surgen una gran cantidad de oportunidades de investigación, algunas de las cuales motivan la presente Tesis. La carencia de análisis teóricos es manifiesta y por extensión, las herramientas de análisis también lo son. A pesar de los esfuerzos dedicados, aspectos como la sintonía de los controladores y las condiciones para la estabilidad global o la ausencia de ciclos límite son temas que aún están lejos de ser resueltos (Sánchez et al., 2011). Particularmente, la cuestión de la sintonía ha sido muy poco abordada en la literatura (Leva & Papadopoulos, 2013). La mayoría de los enfoques no atienden a una cuestión de diseño tan importante y, los que lo hacen, no son prácticos ni intuitivos a la hora de ser aplicados por las restricciones que plantean sobre la estabilidad. Por tales antecedentes la presente Tesis se centra en la sintonía de controladores basados en eventos y, con ella, se pretende indagar en aspectos como las propiedades que debe tener un diseño para que sea práctico y, consecuentemente,

proponer diseños basados en el algoritmo SOD y el controlador PID que contribuyan a consensuar la gran casuística presente en este campo.

1.2. OBJETIVOS Y PRINCIPALES CONTRIBUCIONES

El objetivo fundamental de la presente Tesis es el de diseñar y evaluar controladores basados en eventos con metodologías prácticas de sintonía. Este objetivo general se traduce a los siguientes objetivos particulares:

- Co-diseño de controlador y metodología de sintonía con ventajas prácticas para los enfoques basados en eventos.
- Diseño de reglas de sintonía analíticas o heurísticas para los controladores diseñados.
- Elaboración de una guía de diseño.
- Desarrollo de análisis de estabilidad y robustez.
- Desarrollo de una herramienta software de diseño y evaluación.
- Evaluación de las metodologías propuestas en procesos de simulación y plantas experimentales.

Para el alcance de los objetivos planteados se partirá de las siguientes premisas o hipótesis de partidas.

- El diseño partirá del modelo general de control basado en eventos propuesto en la literatura por Åström en (Åström, 2008).
- El generador de eventos se basará en el algoritmo SOD o variantes del mismo por ser el más ampliamente estudiado en la bibliografía.
- La metodología diseñada se basará en el algoritmo de control PID por ser el más extendido a nivel industrial.
- Los procesos podrán ser lineales o no, pero serán estables en lazo abierto, y podrán tener retardos.
- Las referencias para el lazo y las perturbaciones (a excepción del ruido en las medidas) consideradas en este trabajo serán constantes a tramos.
- Los diseños y metodologías partirán de la base de modelos de primer orden con retardo como planta para el proceso y se podrán extender a sistemas de orden y complejidad mayor.

Teniendo en cuenta las premisas de partida y los objetivos planteados, las principales aportaciones de la presente Tesis se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Se ha propuesto un nuevo diseño de esquema basado en el algoritmo de muestreo SOD y el controlador PI, que previene la aparición de ciclos límite con independencia del retardo de sistema, y que proporciona mecanismos para mejorar la respuesta en estado estacionario ante condiciones de incertidumbre.
- En co-diseño con el esquema propuesto se ha desarrollado una metodología de sintonía basada en varios índices de rendimiento de utilidad práctica, que es de fácil uso, interpretación y extensible a otros índices.
- El esquema propuesto se ha evaluado extensamente, habiéndose desarrollado un análisis de estabilidad y robustez. Se han ilustrado las ventajas y debilidades ante diferentes modelos ilustrativos de procesos, proponiendo mecanismos para compensar estas últimas.
- Se han abordado varios aspectos prácticos de implementación, proponiendo una guía de diseño para el desarrollo de la sintonía, mecanismos para la detección y estimación de perturbaciones y proporcionado el pseudocódigo necesario para la implementación del generador de eventos y el controlador en un dispositivo de tiempo real basado en microprocesador.
- Se ha desarrollado una herramienta software de simulación interactiva para la síntesis de la sintonía y la evaluación de las prestaciones del lazo de control basado en eventos.

Adicionalmente, las metodologías y diseños propuestos se han verificado en procesos de simulación y en dos plantas experimentales construidas al efecto, y se han comparado los resultados con los de otros controladores destacados en la literatura.

1.3. PUBLICACIONES

El trabajo desarrollado en la presente Tesis ha dado lugar a las siguientes publicaciones:

- A. Ruiz, J. E. Jiménez, J. Sánchez y S. Dormido, Control Basado en Eventos de Sistemas de Primer Orden Con Retardo, *Revista Iberoamericana De Automática e Informática Industrial*, 10 (3), 2013, 302-312, ISSN 1697-7912.

- A. Ruiz, J. E. Jiménez, J. Sánchez y S. Dormido, A practical tuning methodology for event-based PI control, *Journal of Process Control*, 24 (1), 2014, 278-295, ISSN 0959-1524.

Adicionalmente, los siguientes trabajos se encuentran en proceso de revisión:

- A. Ruiz, M. J. Vega-Leal, J. E. Jiménez, J. Sánchez y S. Dormido, An interactive software tool for designing event-based PI-P controllers, *Advances in Engineering Software*, (Submitted).

1.4. ESTRUCTURA DE LA TESIS

La Tesis se estructura en seis capítulos junto con dos anexos. En este capítulo se ha enmarcado el contexto de la Tesis y los objetivos de la misma, indicando las principales aportaciones y publicaciones derivadas.

En el **capítulo 2** se realiza un breve repaso de los principales enfoques de muestreo y control por eventos basados en el muestreo SOD, así como la problemática fundamental planteada por este tipo de estrategias.

En el **capítulo 3** se desarrolla uno de los núcleos fundamentales de la Tesis, donde se describe el diseño del sistema de control basado en eventos propuesto y la metodología de sintonía, y se abordan otros aspectos como la estabilidad, la robustez y ciertos aspectos prácticos de su implementación.

El **capítulo 4** se dedica a la presentación y descripción de la herramienta de simulación interactiva PI-P-TOOL, destinada al diseño y evaluación de controladores según la metodología propuesta.

En el **capítulo 5** se analizan extensivamente las propiedades de los controladores propuestos a través de una batería de modelos de simulación ilustrativos y dos procesos experimentales. Todos los desarrollos teóricos expuestos en el capítulo 3 son corroborados mediante las simulaciones y los resultados experimentales. Adicionalmente las propiedades del controlador se comparan con las de otros diseños propuestos en la literatura.

Por último, el **capítulo 6** expresa las principales aportaciones y conclusiones generales de la Tesis, y propone las líneas futuras de investigación.

CAPÍTULO 2. ANTECEDENTES

En este capítulo se presentan de forma resumida los antecedentes de la presente Tesis. En primer lugar se lleva a cabo una breve introducción al paradigma del muestreo y control basado en eventos, destacando los conceptos generales que rodean a este campo y los esquemas de control típicos. A continuación, se realiza un breve repaso del estado del arte en lo referente a las estrategias de control basado en eventos. En tercer lugar, se mencionan algunas de las principales cuestiones que precisan más esfuerzos e investigaciones en el paradigma del control basado en eventos. Por último, se exponen algunas de las líneas y aplicaciones más activas que justifican el interés del desarrollo de las estrategias de control basadas en eventos.

2.1. MUESTREO Y CONTROL BASADO EN EVENTOS

La mayor parte de la investigación que se lleva a cabo en control automático considera sistemas de control periódicos o activados por tiempo, donde las señales de tiempo continuo se representan por sus valores muestreados según un periodo de muestreo típicamente constante T . A estos sistemas se les designa de forma genérica como *sistemas control basados en tiempo o activados por tiempo*. Sin embargo, cuando es la ocurrencia de un evento y no el paso del tiempo lo que decide cuándo se debe muestrear, es cuando se habla de *sistemas de control basados en eventos o activados por eventos*. En la Figura 2.1 se ilustra con un ejemplo la diferencia en la adquisición de una señal entre el muestreo basado en tiempo y una de las técnicas típicas basada en eventos. En el primer caso la señal se muestrea según un periodo de muestreo T mientras que en el segundo, cada vez que la señal cruza por valores múltiplo de un umbral Δ . Como se deriva del ejemplo, para un mismo intervalo de observación, el número de muestreos podría variar sustancialmente a discreción del valor del umbral Δ , lo que conseguiría uno de los objetivos fundamentales perseguidos por tal filosofía de

muestreo. En este contexto, en los sistemas basados en eventos, no sería la progresión autónoma del tiempo, sino la propia evolución dinámica del sistema, la que determina cuándo se ejecutará la próxima acción de control. Se dice así que es un muestreo dependiente de la señal (Miskowicz, 2006).

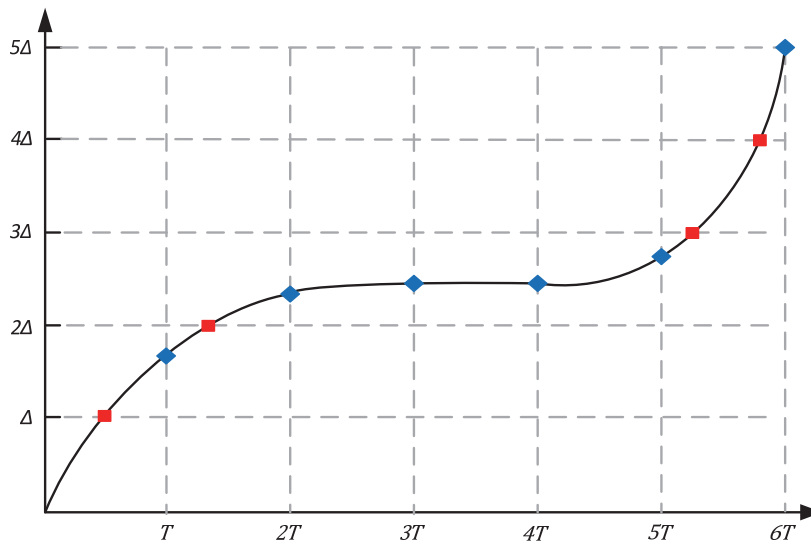


Figura 2.1: Muestreo basado en tiempo \blacklozenge ó eventos \blacksquare (Dormido et al., 2008)

En ciertas ocasiones, la literatura de referencia realiza una clasificación de tales paradigmas de muestreo desde un punto de vista estrictamente temporal. Así, atendiendo a los instantes en los que se producen los muestreos, se suelen considerar tres categorías. Por un lado estarían los *sistemas síncronos*, también llamados sistemas planificados en tiempo (Figura 2.2a). La predominancia de estos sistemas se debe, fundamentalmente, a la existencia de una base teórica sólida y madura que los apoya (Åström & Wittenmark, 1997). En segundo lugar estarían los *sistemas semisíncronos* (Figura 2.2b). A pesar de que se suele asumir que las plataformas de tiempo real son capaces de garantizar los intervalos de muestreo deterministas de los sistemas síncronos, en ciertas arquitecturas como las de los sistemas de control en red (Dormido et al., 2008; Kawka & Alleyne, 2005; Ploplys et al., 2004; Zhang et al., 2001) esto se logra realmente en muy raras ocasiones a causa de los inevitables retardos de cálculo y/o comunicación. En vez de esto, las acciones de muestreo se suelen llevar a cabo con una naturaleza semisíncrona, es decir, que los intervalos de muestreo ocurren con cierta velocidad media pero oscilan dentro de unos límites deterministas. La tercera categoría correspondería a los *sistemas asíncronos* (Figura 2.2c), y es aquí donde se enmarcarían

os sistemas de muestreo y control basado en eventos. En este caso las acciones se desarrollan con una distribución variable de los intervalos muestreo en el tiempo y, en sentido estricto, se podría decir que no existe una dependencia temporal. Un horizonte optimista plantea que esta independencia podría relajar las restricciones de tiempo real impuestas al sistema de control de los sistemas síncronos y, de esta forma, hacer posible la adaptación de los instantes de muestreo a las necesidades de los elementos del lazo y de los canales de comunicación (Willig, 2008).

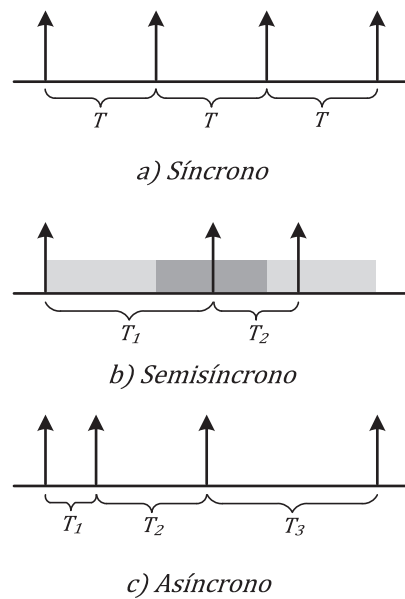


Figura 2.2: Clasificación de la distribución de las acciones en función del instante de su activación

Tal y como se ha comentado, este tipo de sistemas es conducido por eventos, pero hasta ahora no se ha definido formalmente este concepto.

2.1.1. Condición de evento

Desde el punto de vista de la ingeniería de sistemas, un evento puede ser cualquier hecho que acontece cuando alguna condición lógica o booleana llega a ser verdad. Un ejemplo genérico típico de una condición de evento con una consecuencia lógica podría ser el siguiente:

$$\textit{if logic condition } (x(t)) \textit{ is True then action} \quad (2.1)$$

Dado que no existe una certeza temporal de cuándo se cumplirá la condición lógica (solo una dependencia con el comportamiento de la magnitud de la señal $x(t)$), ésta y su consecuencia se comportarían como un ente asíncrono en el tiempo. En el contexto del control basado en eventos resulta frecuente acompañar a la condición (2.1) de una condición de seguridad síncrona en la forma

$$if \left(\begin{array}{c} logic\ condition\ (x(t)) \\ OR \\ (t_{without_events} > t_{max}) \end{array} \right) is\ True\ then\ action \quad (2.2)$$

En el caso de que la primera condición no lo hiciera, la segunda dispararía un evento cuando el tiempo transcurrido desde el último evento excediera un valor máximo denominado t_{max} . De esta manera, se provee a los diseños de un mecanismo de seguridad con el que evitar las situaciones en las que la condición lógica no puede ser nunca verdad o evitar el fenómeno conocido como Sticking (estancamiento). Este fenómeno se suele producir cuando los cambios en el sistema hacen que la señal de error del lazo tenga una derivada muy cercana a cero y por tanto, cambie tan lentamente que no sea capaz de alcanzar nuevos umbrales y disparar los eventos (véase para más detalle a referencia (Vasyutynskyy & Kabitzsch, 2007)).

En ciertos diseños también resulta usual incluir una segunda condición síncrona de seguridad relativa al tiempo mínimo requerido para que se dispare un evento (como se indica en la ecuación (2.3)). Esta segunda condición se utiliza para evitar que se produzcan infinitos eventos en un periodo de tiempo finito, fenómeno habitual en el campo de los sistemas híbridos y conocido como *conducta Zeno* (Dormido et al., 2008). En control de procesos el disparo de un evento puede significar la activación de un controlador para el desarrollo de su acción de control y, en este sentido, una sucesión masiva de eventos en un tiempo finito podría producir desde el deterioro de los actuadores hasta la saturación del canal de comunicación del lazo. Ambos aspectos degradarían las prestaciones del sistema de control.

$$if \left(\begin{array}{c} ((logic\ condition\ (x(t))\ AND\ (t_{without_events} > t_{min})) \\ OR \\ (t_{without_events} > t_{max})) \end{array} \right) is\ True\ then\ action \quad (2.3)$$

Desde el punto de vista de la ingeniería de control, la condición lógica podría estar compuesta de cualquier función matemática dependiente de cualquiera de los elementos y/o señales implicadas en el lazo (una estima, una derivada, la integral de una señal o cualquier otra función matemática deseada). Una de las condiciones de eventos más simples de evaluar y también una de las más empleadas en la práctica por su facilidad de implementación en un microprocesador de bajo coste, sería la de la ecuación (2.4).

$$|x(t) - x(t_k)| \geq \Delta \mid x(t_{k+1}) = x(t) \quad (2.4)$$

Según (2.4), la condición lógica de evento será verdad cuando el valor actual de la señal medida se desvíe una cantidad Δ con respecto a la última muestra tomada, donde Δ representa el umbral de evento. El proceso de generar una señal discreta a partir de una señal continua mediante la evaluación de una condición lógica o evento es lo que se conoce como *muestreo basado en eventos*. Aunque las condiciones lógicas pueden variar dependiendo del trabajo consultado, la condición evaluada en la ecuación (2.4) es la que aparece con mayor frecuencia en la literatura (otras condiciones lógicas frecuentes pueden consultarse en la Tabla 2.1). Concretamente, la condición de muestreo (2.4) se conoce comúnmente como muestreo *Send-On-Delta* o SOD (Miskowicz, 2006). La nomenclatura para referirse a esta técnica puede variar dependiendo del trabajo que se contemple, apareciendo términos alternativos como muestreo de frecuencia variable (Dorf et al., 1962), muestreo adaptativo (Mitchell & McDaniel, 1969), muestreo de banda muerta (Otanez et al., 2002), *muestreo de Lebesgue* (Åström & Bernhardsson, 2002) o muestreo por cruce de nivel (Miskowicz, 2005). En adelante se empleará la nomenclatura de *Send-On-Delta* o las siglas SOD para hacer referencia al tipo de muestreo indicado en la expresión (2.4).

Como resulta lógico, el disparo de un evento depende de que su condición lógica sea verdad y, en primera instancia, de que ésta sea evaluada. En un sentido estricto, para poder detectar con precisión los instantes en los que se cumple la condición lógica que desencadena el evento, ésta debería de ser evaluada lo más rápido posible (en condiciones ideales, de manera continua). Obviamente una evaluación continua no suele ser viable en la práctica. En su defecto, la mayoría de los sistemas de control suelen poder emular una evaluación mediante un muestreo síncrono. Por este motivo, en la

práctica, los sistemas de muestreo y control basado en eventos usan para la evaluación de las condiciones de evento lo que se denomina comúnmente como *fast sampling*. Mediante la técnica de *fast sampling*, los eventos, que son sucesos asíncronos, son presincronizados mediante el uso de un muestreo rápido periódico (Miskowicz, 2006). Aun así, con vistas a la simulación de este tipo de sistemas, la detección precisa de los instantes en los que se produce el evento podría requerir parar la simulación una vez se produce el evento, y emplear un modelo con el que estimar en qué instante exacto este se produjo.

Tabla 2.1: Algunas condiciones lógicas típicas de muestreo

<i>Condición Lógica</i>	<i>Verdad en caso de:</i>
$\int_{t_{last}}^{t_{act}} x(t) - x(t_{last}) dt \geq \Delta$	La integral del valor absoluto de la diferencia entre el valor actual de la señal $x(t_{act})$ y su valor la última vez que la condición fue verdad $x(t_{last})$ es mayor que Δ
$ \hat{x}(t_{act}) - x(t_{act}) \geq \Delta$	La diferencia entre la predicción de la señal $\hat{x}(t_{act})$ y su valor actual $x(t_{act})$ es mayor que Δ
$\int_{t_{last}}^{t_{act}} \hat{x}(t) - x(t) dt \geq \Delta$	La integral del valor absoluto de la diferencia entre el valor actual de la señal y su predicción desde la última vez que la condición fue verdad t_{last} hasta el instante actual t_{act} es mayor que Δ
$\int_{t_{last}}^{t_{act}} [x(t) - x(t_{last})]^2 dt \geq \Delta$	La energía de la diferencia entre el valor actual de la señal y su valor la última vez que la condición fue verdad es mayor que Δ
$ \dot{x}(t_{act}) - \dot{x}(t_{last}) \geq \Delta$	La diferencia entre la derivada de la señal actual $\dot{x}(t_{act})$ y su derivada la última vez que la condición fue verdad $\dot{x}(t_{last})$ es mayor que Δ
$\ \hat{X}(t_{act}) - X(t_{act})\ \geq \Delta$	La diferencia entre el modelo $\hat{X}(t_{act})$ y el proceso real $X(t_{act})$ es mayor que Δ

2.1.2. Estructura típica de un sistema de control basado en eventos monolazo

En un esquema de control basado en eventos se asume que cualquiera de los agentes implicados en el lazo puede actuar por eventos y/o tener condiciones particulares para el disparo de su salida. La motivación que conduce a aplicar este tipo de técnicas puede diferir dependiendo de la aplicación (ahorro de energía, optimización del ancho de banda, reducción del uso de las CPUs en dispositivos, minimización de los

retardos aleatorios etc.) y, de la misma forma, la ubicación y definición de las condiciones de evento. La mayoría de los diseños las incluyen en aquellas etapas del lazo de control que presentan capacidades de transmisión y/o cálculo más limitados y, de esta forma, la práctica habitual es definir arquitecturas donde coexisten elementos planificados en tiempo y por eventos. Dependiendo de si la condición de evento se presenta en el sensor que monitoriza el estado de la planta, en el controlador que actúa sobre ella, o en ambos, se pueden encontrar diferentes configuraciones y dinámicas locales (Sánchez et al., 2012). Tales combinaciones definen algunas de las estructuras típicas monolazo (Guinaldo, 2013) que aparecen en la literatura (resumidos de manera esquemática en la Figura 2.3).

Los esquemas de las Figura 2.3 a, b y c corresponderían a los que se denominan esquemas *mixtos*, es decir, aquellos donde coexisten elementos planificados en tiempo y por eventos. Este tipo de arquitecturas suelen ser las más analizadas en los trabajos de la literatura. El esquema de la Figura 2.3d correspondería a los denominados *puros*, donde tanto el sensor como el controlador actuarían por eventos. En el esquema de la Figura 2.3a la condición de evento está asociada únicamente al sensor y ésta sería dependiente de alguna de las variables que representa el estado de la planta. El esquema de la Figura 2.3b representa una de las estructuras más recurrentes en la literatura. En este caso la señal que muestrea y transfiere el sensor sería el error de control o alguna función dependiente del mismo. La principal ventaja práctica de este esquema con respecto al anterior es que resulta más factible la detección de los cruces por cero en el error de control. Como se verá posteriormente, dichos cruces serán muy útiles para evitar el fenómeno de los ciclos límite. El esquema de la Figura 2.3c representa otro enfoque diferente, donde se considera la condición de evento únicamente en el controlador. En este caso, las nuevas acciones de control que desempeñara el sistema dependerían de la evolución de la señal de error. Algunas de las implementaciones típicas de este esquema suelen definir condiciones de evento particulares para las acciones proporcionales, integrales y derivativas de la estrategia PID (Sánchez et al., 2011). El esquema restante (Figura 2.3d) correspondería a un sistema de muestreo y control basado en eventos, donde existen condiciones de evento tanto en el sensor que monitoriza la planta como en el controlador que actúa sobre ella. Éste sería el caso más deseable desde el punto de vista del flujo de comunicaciones en el lazo pero, a su vez, también sería el más difícil de analizar.

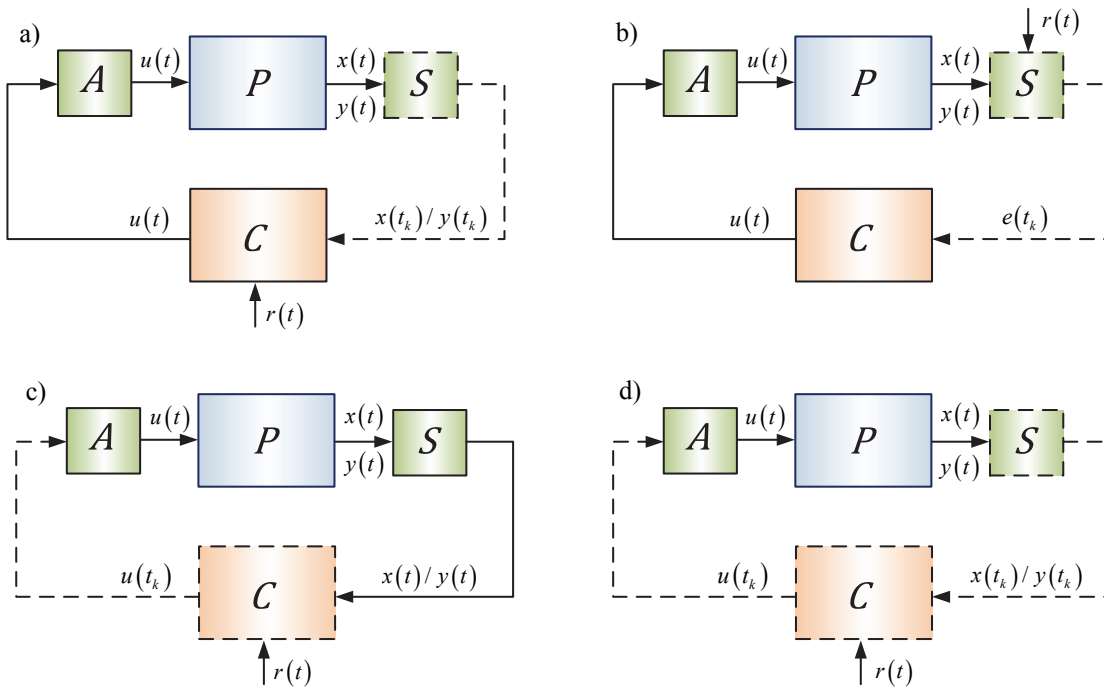


Figura 2.3: Configuraciones típicas de un sistema de control basado en eventos monolazo

En este contexto, la casuística derivada es considerablemente amplia. No obstante, los esquemas expuestos y sus diferentes implementaciones (según el tipo de condición de evento definida) se podrían considerar como casos particulares de un modelo general propuesto por *Åström* en (*Åström*, 2008) (una descripción más pormenorizada del modelo general podría consultarse en (*Vasyutynskyy & Kabitzsch*, 2010)). El modelo de *Åström* ilustra la idea general y sirve de base para la mayoría de las implementaciones monolazo de la literatura. Su diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.4. En concreto, éste ha sido el modelo que se ha empleado como base para los diseños propuestos en la presente Tesis doctoral. Como se puede observar, el modelo propuesto por *Åström* contempla un modelo genérico de la planta, un detector de eventos, un generador de señales de control y un observador. Por un lado, el generador de eventos envía una muestra al generador de entradas de control cada vez que se satisface su condición de evento, típicamente cuando alguna de las variables del vector de estado rebasa un determinado umbral. El observador sirve para emular los estados del sistema en ausencia de comunicación con el sensor. Cada vez que recibe una muestra tras un evento, el observador actualiza sus estimas. El generador de entradas de control desempeñaría las actuaciones sobre el sistema. Ante el envío de un dato del generador de eventos podría disparar automáticamente su salida o depender de una condición adicional para dispararla. Como se puede deducir, el observador y el

generador de entradas de control trabajan como un sistema en lazo abierto durante el intervalo entre dos eventos consecutivos y solamente en los instantes de evento se puede considerar que la realimentación cierra el lazo.

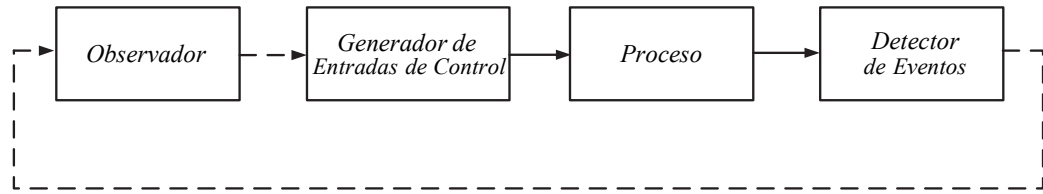


Figura 2.4: Diagrama de bloques de un sistema de control basado en eventos (Åström, 2008)

En lo referente a la nomenclatura y simbología, como regla general, se suele utilizar un trazo rayado para denotar transmisiones activadas por eventos, así como un trazo continuo, para indicar las transmisiones activadas por tiempo. Adicionalmente, y aunque no se suele indicar expresamente, se suele asumir que la información se transmite en instantes de tiempo discretos y, por tanto, los elementos que transmiten tienen la capacidad de convertir las muestras de tiempo continuo a discreto y a la inversa, y los elementos que las reciben realizar la conversión opuesta manteniendo una actuación continua o retención de la muestra entre un evento y otro. En lo sucesivo se empleará esta misma simbología para todos los esquemas mostrados en la presente Tesis por ser la más usual en la literatura de referencia.

2.2. ESTRATEGIAS DE CONTROL BASADO EN EVENTOS

Como ya se ha remarcado, el mayor desafío al que se enfrenta el control basado en eventos, consecuencia a su vez de la escasez de implementaciones reales, es la falta de una teoría básica y comprensible. En un intento de suplir esta carencia, durante los últimos años se ha desarrollado un destacable volumen de trabajos analíticos y experimentales que se resumen en lo sucesivo.

Algunos de los primeros artículos que emplearon la terminología control basado en eventos (o control asíncrono) en sus títulos fueron (Årzén, 1999) y (Heemels et al., 2001). Concretamente, en (Årzén, 1999) se puso de manifiesto que una implementación basada en eventos de un controlador PID permitía una considerable reducción del esfuerzo computacional sin que ello conllevara una merma apreciable del rendimiento

del lazo (en comparación con la implementación discreta del sistema de control). En (Heemels et al., 2001) se mostró experimentalmente los beneficios de usar este tipo de estrategias en control de motores con sensores de baja resolución. En los últimos años el número de publicaciones dedicadas al análisis de sistemas de control basados en eventos para sistemas lineales y no lineales se ha incrementado sustancialmente. Sin embargo, hasta ahora no parece haber uniformidad en la terminología que describe a este tipo de esquemas. Entre los términos que aparecen con más frecuencia en la literatura cabría destacar los siguientes: *control basado en eventos (event-based control)* (Åström, 2008), *control conducido por eventos (event-driven control)* (Heemels et al., 2008), *control disparado por eventos (event-triggered control)* (Lemmon, 2010), *control de Lebesgue (Lebesgue control)* (Åström & Bernhardsson, 2002), *control por banda muerta (deadband control)* (Otanez et al., 2002), *control Send-On-Delta (Send-On-Delta control)* (Vasyutynskyy & Kabitzsch, 2006), *control por cruce de nivel (level-crossing control)* (Kofman & Braslavsky, 2006), *control asíncrono (asynchronous Control)* (Heemels et al., 2001), *control esporádico (sporadic control)* (Henningsson et al., 2008), *control por atención mínima (minimum attention control)* (Anta & Tabuada, 2010a), *control por interrupción (interrupt-based control)* (Hristu-Varsakelis & Kumar, 2002), *control basado en necesidad (need-based control)* (Anta & Tabuada, 2010a), *control disparado por estado (state-triggered control)* (Tabuada & Wang, 2006) y *control autodisparado (self-triggered control)* (Anta & Tabuada, 2010b). En la presente Tesis se ha empleado la terminología de control basado en eventos para referirnos a este tipo de técnicas, siendo ésta la terminología más frecuente en la literatura.

Aunque la idea básica del control basado en eventos es común a todos los enfoques (se muestrea un sistema o un elemento del lazo de control genera un disparo a su salida sólo si se satisface cierta condición de evento), sus implementaciones pueden variar. La mayor parte de los trabajos se basan en implementaciones del esquema de la Figura 2.3b, donde un evento es disparado cuando el error de control del lazo excede cierta cota de tolerancia. Cómo se defina el error y la cota es lo que fundamentalmente distingue unos enfoques de otros. A continuación se resumen algunas de las principales líneas de investigación en control basado en eventos.

Deadband control. Bajo la idea del *deadband control* se ha investigado el paradigma de control basado en eventos para sistemas lineales de orden arbitrario. La

idea de este tipo de estrategias es la de muestrear y actuar sobre el sistema mientras éste se encuentra fuera de una determinada banda llamada *deadband*, y dejar de hacerlo una vez el sistema entra en la misma. En el contexto del *deadband control* cabe destacar dos líneas de trabajo que difieren, fundamentalmente, en la forma de definir la banda muerta. En los trabajos (Åström & Bernhardsson, 2002; Cervin & Henningsson, 2008; Heemels et al., 2008; Henningsson et al., 2008; Rabi & Johansson, 2009; Sandee, 2006), la banda muerta se define como un subconjunto \mathcal{B} del espacio de estados del sistema enmarcado alrededor del origen, tal como se ilustra en la Figura 2.5a. El objetivo es el de mantener el sistema dentro de la banda muerta, donde no se realizan nuevos muestreos ni acciones sobre el sistema. Para ello, se emplea un sistema de control por realimentación de estados discreto mientras el vector de estados de la planta se encuentra fuera de la banda \mathcal{B} . Basándose en el análisis de la respuesta lineal a tramos del correspondiente sistema discreto, se demuestra que el estado $x(t)$ del sistema de control conducido por eventos es *Ultimately bounded* (acotado finalmente (Khalil, 2002)).

La segunda línea de trabajo plantea esquemas similares pero cambia la forma de definir la banda muerta. En este caso la banda cambia cada vez que se produce un evento (Hirche et al., 2005; Otanez et al., 2002; Vasyutynskyy & Kabitzsch, 2006), tal y como se ilustra en la Figura 2.5b. Aquí, el controlador de banda muerta compara el último estado $x(t)$ del sistema que ha sido enviado a través de una red con el valor actual de $x(t)$ y si el valor absoluto de la diferencia está dentro de la banda actual \mathcal{B}_k dada por

$$\mathcal{B}_k = \{x : |x - x(t_k)| < \bar{e}\}$$

donde \bar{e} representa el umbral de evento, no se enviaría ninguna información a través de la red. En cambio, cada vez que la diferencia alcanza la cota del conjunto actual \mathcal{B}_k , es decir, si llega a cumplirse $|x - x(t_k)| \geq \bar{e}$, la medida actual se transmite y se establece una nueva banda muerta \mathcal{B}_{k+1} alrededor del estado $x(t)$.

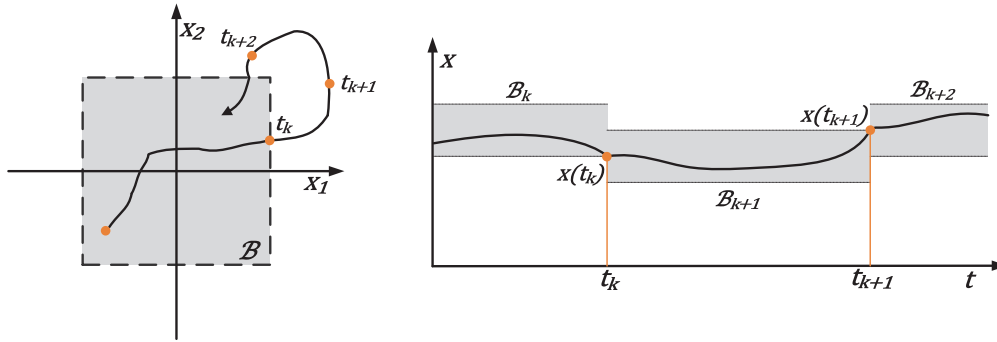


Figura 2.5: Esquemas de control con banda muerta

Otra implementación basada en *deadband control* se analiza en (Donkers & Heemels, 2010). Aquí se utiliza una banda muerta no sólo para la transmisión del valor de la salida de la planta $y(t)$, sino también, para la transmisión de las entradas de control $u(t)$. El trabajo parte de una descripción del sistema de control por eventos basada en la respuesta impulsiva (Goebel et al., 2009; Haddad et al., 2006) y hace uso para el análisis de la metodología de las desigualdades matriciales lineales (en inglés, *Linear Matrix Inequality* o LMIs) (Boyd et al., 1994). A partir de los análisis se determina que el estado del sistema de control basado en eventos es *ultimately bounded* y se puede derivar una cota inferior para el intervalo de tiempo entre dos eventos consecutivos.

Control basado en eventos de sistemas lineales estocásticos. Este aspecto se investiga en (Åström & Bernhardsson, 2003; Åström, 2008; Henningsson, 2008; Henningsson et al., 2008) mediante el estudio comparativo del rendimiento de un sistema de control en tiempo discreto y un sistema de control basado en eventos ante entradas de tipo impulso. Según el planteamiento de estos trabajos, la acción impulsiva del controlador es empleada para resetear el estado del sistema y llevarlo al origen en cada instante de evento, lo cual sucede cada vez que su estado excede cierto umbral (Figura 2.6). El rendimiento de ambos sistemas es analizado mediante la teoría de control estocástico (Åström, 1970), mostrando que, bajo ciertas circunstancias, el lazo de control basado en eventos tiene incluso mejor rendimiento en lo referente a la varianza del estado que el lazo de control en tiempo discreto. El trabajo destaca que tales resultados se deben a que las comunicaciones no son forzadas por un reloj externo sino por el propio error de control.

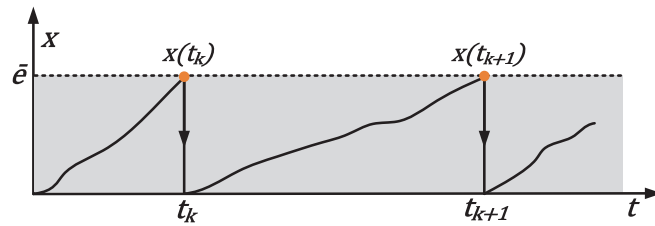


Figura 2.6: Control basado en eventos con entradas impulsivas

En (Cogill, 2009; Li & Lemmon, 2010; Molin & Hirche, 2010) se realiza un análisis similar sobre el rendimiento del controlador y de la comunicación para sistemas de control basado en eventos aplicados a sistemas lineales estocásticos de orden arbitrario.

Enfoques basados en la teoría de Lyapunov: Otros trabajos de la literatura hacen uso de la teoría de Lyapunov (Khalil, 2002) para determinar los instantes de eventos y analizar el rendimiento del lazo de control basado en eventos. En (Tabuada, 2007) se muestra que, para ciertos sistemas no lineales, en ausencia de perturbaciones se puede garantizar *estabilidad asintótica* si el estado del sistema sólo es transmitido al controlador según la condición

$$\gamma(\|x(t) - x(t_k)\|) = \sigma\alpha(\|x(t)\|)$$

donde se cumple que $\sigma > 0$, y γ y α representan funciones no decrecientes y no acotadas. De igual manera, los trabajos de (Mazo et al., 2009; Wang & Lemmon, 2008) proponen la generación de los eventos mediante la evaluación explícita de funciones de Lyapunov. Según la propuesta de estos últimos, la entrada de control se mantiene constante entre dos eventos consecutivos y sólo es actualizada si la función de la Lyapunov $V(x(t_k), t)$ del sistema controlado alcanza el valor actual de una función de rendimiento predefinida $S(x(t_k), t)$, la cual describe el comportamiento deseado para el lazo de control (Figura 2.7).

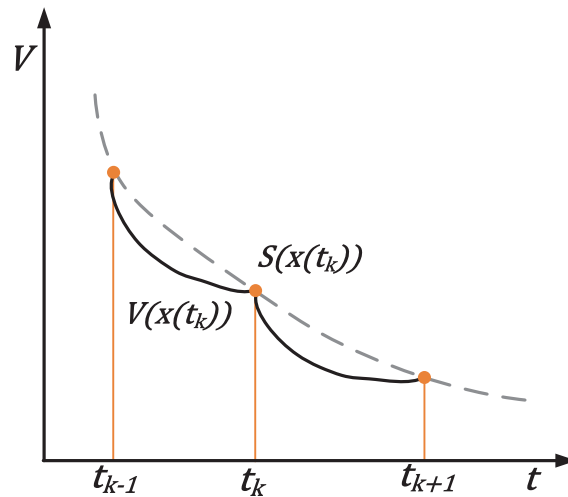


Figura 2.7: Disparo de eventos basado en comparación con funciones de Lyapunov

Control por cruce de nivel: El enfoque del control por cruce de nivel o *Level-triggered control* emplea la cuantización de las señales como mecanismo para limitar la cantidad de información que se transmite entre los elementos de un lazo de control. Algunos ejemplos ilustrativos se pueden consultar en los trabajos de (Brockett & Liberzon, 2000; De Persis & Isidori, 2004; Nair et al., 2007; Persis, 2009; Wong & Brockett, 1999). Más que la reducción del volumen de transmisiones, este enfoque persigue la reducción de la cantidad de información por transmisión, dado que las comunicaciones siguen siendo disparadas según una planificación basada en tiempo con periodo de muestreo.

Partiendo de la idea anterior, pero usando un enfoque más encuadrado en el paradigma del control basado en eventos, se plantean los trabajos de (Beschi et al., 2013, 2012a, 2012b, 2012c, 2011; Chacón et al., 2013; Grüne & Müller, 2009; Henningsson & Cervin, 2009; Kofman & Braslavsky, 2006; Lehmann & Lunze, 2010; Sánchez et al., 2011). La propuesta surge cuando las señales no sólo son cuantizadas sino que, adicionalmente, las transmisiones sólo se realizan cuando el estado del sistema o alguna de las señales relacionadas rebasa uno de los intervalos de cuantización (lo que define su condición de evento). De esta manera, la información cuantizada sólo se envía al controlador en los instantes de evento (Figura 2.8). Dependiendo del trabajo consultado, el umbral de cuantización puede ser invariante en el tiempo o adaptativo.

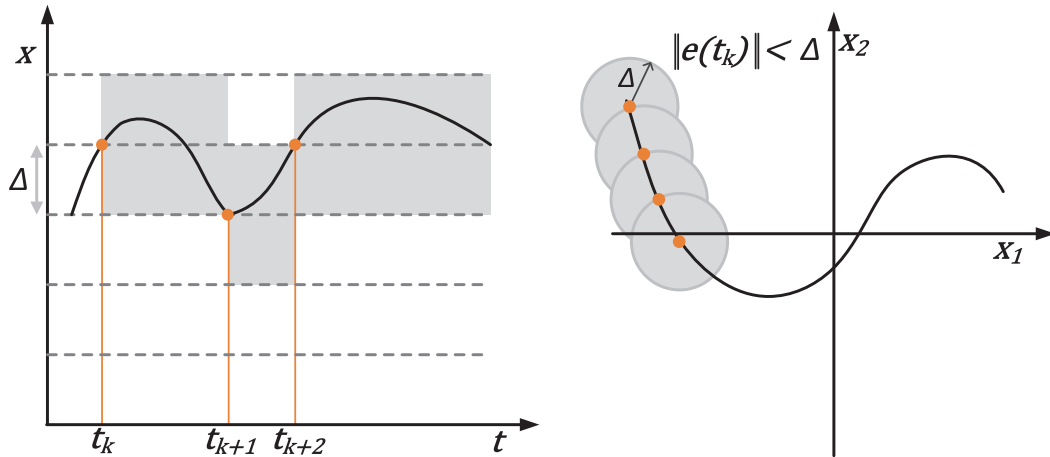


Figura 2.8: Disparo de eventos basado en cruce de nivel

Control autodisparado: El control autodisparado o *Self-triggered Control* (Anta & Tabuada, 2010b; Mazo & Tabuada, 2010, 2009; Velasco et al., 2003; Wang & Lemmon, 2009) está directamente relacionado con el control basado en eventos pero existen ciertos matices fundamentales. En los enfoques de control basados en eventos comentados hasta el momento, la condición de evento se monitoriza lo más rápidamente posible mediante *fast sampling*, de manera que los instantes precisos de evento sean detectables. Por el contrario, en las aplicaciones basadas en *self-triggered control* no se monitorizan recurrentemente las señales en busca de eventos, sino que en cada instante de evento se calcula el instante siguiente en el que se debe producir el próximo evento empleando una función de predicción del tipo $t_{k+1} = h(x(t_k), t_k)$, como se ilustra en la Figura 2.9.

En ocasiones, la función $h(x(t_k), t_k)$ es derivada de alguna función de Lyapunov (Mazo et al., 2009) que trate de optimizar alguna prestación del sistema. El *self-triggered control* se puede considerar como una emulación basada en software del control basado en eventos. La principal ventaja de este enfoque es que se consigue un sustancial ahorro energético en los sensores que monitorizan el proceso, gracias a que pueden permanecer en un modo “*suspensión*” de bajo consumo hasta el próximo instante de evento previsto. La principal desventaja radica en la dificultad que entraña para el lazo el manejo de los aspectos desconocidos, como la incertidumbre o las perturbaciones exógenas del proceso. La consideración en diseño de tales aspectos suele conducir a implementaciones del controlador suficientemente conservadoras con las que

obtener garantías de estabilidad o en otros casos, a intervalos entre eventos relativamente cortos en la práctica (Wang & Lemmon, 2010).

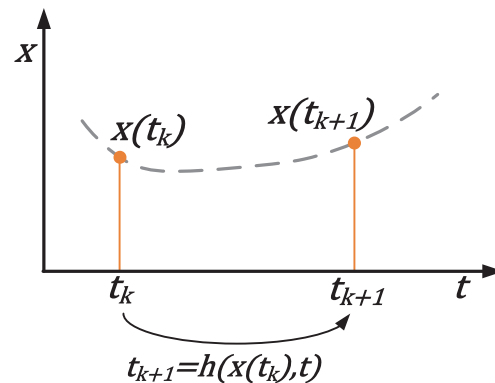


Figura 2.9: Muestro basado en control autodesparado

Control por atención mínima: El enfoque de control por atención mínima o *Minimum Attention Control* trata de maximizar el intervalo de tiempo entre dos acciones de control consecutivas y, a la vez mantener ciertas prestaciones del lazo de control (Anta & Tabuada, 2010a; Donkers et al., 2011). El objetivo de este enfoque es similar al del *self-triggered control* en el sentido de que pretende que las acciones de control se reduzcan a las mínimas posibles pero, en este caso no se suele seguir una emulación basada en software para su diseño. La principal desventaja de este enfoque es la elevada demanda computacional que supone y la baja robustez que ofrece a los retardos y las perturbaciones en comparación con los otros enfoques basados en eventos. En contraposición al *minimum attention control* y para poder afrontar las altas demandas computacionales y las limitaciones de comunicación, los autores de (Anta & Tabuada, 2010a) proponen el *any-time attention control*, que asume que, después de cada ejecución de las tarea de control, no se pueden dedicar recursos al cálculo de la siguiente acción de control durante una cierta cantidad de tiempo, que es especificada por un planificador del lazo y que determina la entrada de control que maximiza el rendimiento del sistema de control en lazo cerrado.

Control basado en modelos: La mayoría de los enfoques de la literatura consideran un retenedor de orden cero a la entrada del controlador de manera que el estado del sistema se mantiene entre dos eventos consecutivos. De esta forma, tanto los estados del sistema como las acciones de control se comportan como señales constantes

a tramos. A través del uso de un modelo, el estado de la planta se puede estimar entre dos eventos consecutivos y así emplear las estimas para generar nuevas acciones de control mientras el estado no sea actualizado a causa de los eventos. Ésta es la idea fundamental del control basado en modelos. Una representación esquemática se muestra en la Figura 2.10. El controlador C calcula las acciones de control en base al estado predicho por el modelo $\hat{x}(t)$, el cual es inicializado cada vez que se recibe una nueva muestra $x(t)$. Este es el caso de trabajos como (Donkers & Heemels, 2010; Heemels & Donkers, 2013; Lehmann & Lunze, 2011; Li & Lemmon, 2013; Lunze & Lehmann, 2010; Montestruque, 2004). Concretamente, en (Lunze & Lehmann, 2010) los autores proponen el uso de modelos en el detector de eventos y en el generador de entradas de control para la emulación de la respuesta del sistema por realimentación de estados, de manera que la planta pueda trabajar en lazo abierto. Las comunicaciones del estado del proceso sólo son transmitidas cuando un generador de eventos detecta que la respuesta del sistema con respecto a la emulación del lazo por realimentación de estados supera cierto umbral de tolerancia. Esto es lo que los autores denominan control basado en eventos por realimentación de estados, cuyo planteamiento se puede considerar como un caso particular el control activado por eventos basado en modelos.

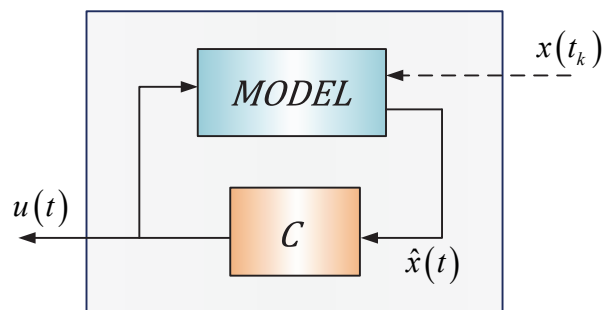


Figura 2.10: Controlador basado en modelo

2.3. CUESTIONES FUNDAMENTALES

Las técnicas de muestreo y control basado en eventos implican un cambio trascendental de la filosofía de muestreo tradicionalmente empleada en los sistemas de control. La premisa fundamental de un muestreo periódico síncrono deja de cumplirse y éste se convierte en un aspecto generalmente asíncrono. Como consecuencia, existe una gran dificultad asociada con el desarrollo de una teoría formal para los sistemas de

control basados en eventos. La aplicación de tales técnicas plantea nuevos desafíos y, por tanto, deben encontrarse nuevos modelos y métodos para su descripción, análisis y diseño. En este sentido, existen ciertas cuestiones fundamentales que precisan de más estudios, algunas de los cuales han sido tratadas en los trabajos citados previamente:

- **Cuestiones de diseño:** Como ya se ha mencionado, la casuística derivada de las posibles implementaciones de un esquema de muestreo y control basado en eventos resulta extraordinariamente amplia. Centrando el área de trabajo en las implementaciones basadas en el modelo genérico de *Åström*, existe una serie de cuestiones fundamentales que atañen al diseño del generador de eventos y del generador de entradas de control que deberían ser valoradas. Fundamentalmente, el diseño de estos elementos debería responder a cuestiones tales como en que instantes debería cerrarse el lazo de realimentación, qué información debería ser enviada con cada evento, qué estrategia de control es la más adecuada y cómo debería actuar el sistema de control entre dos eventos consecutivos mientras permanece en lazo abierto.
- **Cuestiones de implementación:** La aplicación de las técnicas de muestreo y control basado en eventos suele requerir la implementación de ciertas rutinas propias de los dispositivos inteligentes o hardware basado en microprocesador. Dependiendo de la técnica de muestreo, las rutinas pueden requerir cálculos más o menos complejos, el uso de subrutinas e interrupciones e implicar a su vez la cooperación de varios elementos del lazo. En ciertos casos, como ocurre en los sistemas basados en red, puede ser incluso necesario el empleo de dispositivos que trabajen en una capa superior del sistema de control denominados *planificadores de red*. Estos elementos no sólo enrutan la información, sino que también deciden cuándo los elementos deben actuar y qué recursos se pueden dedicar a cada una de las tareas. En otros casos ocurre que las señales tienen que ser observadas mediante *fast sampling* para conseguir una precisión elevada en la detección de los disparos, aspecto que también depende del hardware. Otro aspecto que atañe al hardware está relacionado con la forma de transmitir la información. Los sistemas apoyados en redes inalámbricas dedican una gran cantidad de energía a las comunicaciones y, por este motivo, el volumen de información (paquetes), la técnica de modulación y el formato en el que se envía la información, suelen ser aspectos a tener en cuenta en el diseño del hardware.

- **Cuestiones de análisis:** A pesar de los esfuerzos dedicados, no existe un marco de trabajo práctico y adecuado con el que desarrollar el análisis de sistemas de control basados en eventos. Aspectos como la robustez, el ajuste del generador de eventos y la sintonía de los controladores con garantías de estabilidad global o la ausencia de ciclos límite son temas que aún están lejos de ser resueltos. En lo referente a la estabilidad, para este tipo de sistemas no se puede garantizar a veces *la estabilidad asintótica* y se suele derivar un criterio de estabilidad práctica denominado *ultimate boundedness* (Khalil, 2002). Adicionalmente, otro aspecto que resulta fundamental para apoyar los estudios analíticos y teóricos, es el desarrollo de aplicaciones software aptas para la simulación y análisis de sistemas de esta índole. El diseño de software de análisis para sistemas de muestreo y control basado en eventos no es una tarea trivial dado que, al tratarse de sistemas asíncronos, suele implicar la simulación de las dependencias de varios elementos bajo el enfoque concurrente de los sistemas tiempo real.

Tales cuestiones representan algunos de los aspectos fundamentales que necesitan ser asentados para el deseado desarrollo teórico del presente paradigma y, por ello, tratarán en la medida de lo posible de ser abordados durante el desarrollo de la presente Tesis.

2.4. CAMPOS DE APLICACIÓN

El muestreo basado en eventos no es, en realidad, una idea nueva y sus orígenes se remontan a los años 50 cuando (Ellis, 1959) planteaba que el método de muestreo más apropiado consiste en transmitir solamente datos cuando existe un cambio significativo en la señal que justifique la adquisición de una nueva muestra. Desde entonces, la idea del muestreo y control basado en eventos se ha venido empleando en multitud de aplicaciones *ad-hoc*. Actualmente, el interés de tales técnicas se está incrementando sustancialmente y uno de los principales motivos es su aplicabilidad a los sistemas de control en red.

Sistemas de control en red: Con el auge de los sistemas de control en red (*Networked Control Systems* (Bemporad et al., 2010)) y los sistemas de control en red inalámbricos (*Wireless Networked Control Systems*) surgen algunas de las mejores oportunidades para este tipo de técnicas. Los sistemas de control en red se caracterizan

por emplear una red digital de comunicaciones como medio de interconectar los agentes del lazo de control (Bemporad et al., 2010; Hespanha et al., 2007; Wang & Liu, 2008). Las ventajas que ofrece una red de comunicaciones en comparación con las conexiones punto a punto son bien conocidas. En un sistema de control en red típico los elementos de medición, controladores y elementos de actuación pueden estar muy distribuidos y aquí la red de comunicación resulta ventajosa para la simplificación de la estructura y la reducción de los costes de instalación y mantenimiento. Sin embargo, el rendimiento de este tipo de sistemas se ve muy afectado (y su estabilidad condicionada) por efectos inherentes a las redes de comunicaciones, como las sobrecargas de datos, los retardos aleatorios y las pérdidas de mensajes o paquetes (Nair et al., 2007). En este contexto, los sistemas de control basados en eventos han ganado considerable interés como medio para reducir la carga de comunicación de la red (Bemporad et al., 2010; Cervin & Henningsson, 2008; Guinaldo, 2013; Hespanha et al., 2007; Lunze & Lehmann, 2010; Postoyan et al., 2011; Tipsuwan & Chow, 2003). El principal objetivo sería la adaptación de las comunicaciones entre los componentes del lazo de control al comportamiento del sistema. La reducción de la información transmitida por los elementos del lazo a la cantidad mínima necesaria podría evitar la sobrecarga de la red y así, tratar de garantizar la estabilidad y operatividad del conjunto.

Aunque en menor medida, merecería la pena destacar otras aplicaciones actuales donde el control basado en eventos podría tener desarrollo:

- **Sensores de baja resolución:** Existen ciertos sensores con baja resolución donde el comportamiento por eventos aparece de manera inherente. Un ejemplo de ello son los *encoders*. Este tipo de dispositivos suele operar generando una secuencia de impulsos cada vez que un motor (o algún otro elemento rotatorio) gira una determinada distancia angular. Este modo de funcionamiento responde a un comportamiento asíncrono eventual y un tratamiento activado por tiempo no suele ser la estrategia más apropiada para el controlador. Otros ejemplos destacables serían el de los sensores de nivel que miden la altura de depósitos o ciertos sistemas de transporte de vehículos donde la posición longitudinal se conoce sólo cuando se sobrepasan determinadas marcas (Dormido et al., 2008).
- **Desarrollo de sistemas asíncronos:** Son muchas las razones que están motivando el desarrollo de los sistemas basados en eventos como motor de los

sistemas asíncronos. Actualmente, la demanda de componentes electrónicos de baja potencia en todas las aplicaciones embebidas y miniaturizadas anima a las compañías a desarrollar versiones asíncronas de los componentes conducidos por tiempo existentes, donde se podría lograr una significativa reducción de los consumos energéticos mediante la reducción de los muestreos y, consecuentemente, de las CPUs de los mismos. Adicionalmente, la ausencia de sincronización de los circuitos asíncronos reduciría considerablemente el ruido y las emisiones electromagnéticas de los dispositivos mediante la mejora en el reparto de tiempo de los eventos (Sandee, 2006).

- **Tratamiento masivo de datos de fusión:** En (Sánchez et al., 2010) el muestreo basado en eventos ha sido investigado para el análisis y diagnóstico de los datos en bruto relativos a señales de fusión de plasma, con el objetivo de reducir la carga computacional y el intercambio de información en las tareas de diagnóstico.
- **Control de trayectorias de vehículos espaciales:** Una aplicación donde se desempeña un tratamiento por eventos es en el control de trayectorias orbitales para vehículos espaciales y satélites. El objetivo de control consiste en reducir el consumo de combustible al mínimo posible que mantenga la trayectoria nominal del satélite. Para tal fin, los impulsores del satélite sólo actúan en determinados instantes de tiempo, cuando la desviación de la trayectoria nominal supera un determinado umbral (Palutan et al., 1996). A diferencia de gran parte de las aplicaciones comentadas, en este caso, el objetivo del controlador basado en eventos no es la reducción del flujo de comunicaciones, sino que el controlador de los impulsores realice la menor cantidad de actuaciones posibles y minimice su consumo.

Con independencia de una aplicación específica, un motivo de peso para el desarrollo de este paradigma es que las estrategias de control basado en eventos aportarían ventajas en cualquier escenario común de control donde sean admisibles pequeñas desviaciones en el error de control, pero la reducción del volumen de comunicaciones suponga un requisito clave.

CAPÍTULO 3. DISEÑO Y ANÁLISIS TEÓRICO DEL SISTEMA

En el presente capítulo se describe el diseño del sistema de control basado en eventos propuesto y se analizan las prestaciones del lazo. Este capítulo representa uno de los núcleos fundamentales que vertebra la presente Tesis. Entre otros, ciertos aspectos fundamentales para el lazo como la estabilidad, la robustez, los detalles de la implementación práctica o la tarea de sintonía, son tratados a lo largo del mismo. En este último se hará especial hincapié. La mayoría de las propuestas de la literatura obvian la tarea de sintonía o parten de diseños que hacen muy difícil el desarrollo de un aspecto tan natural para el sistema de control. Con el ánimo de abordar tal problemática, el capítulo comienza realizando una breve revisión de los principales trabajos que han tratado la sintonía, las dificultades que ésta suscita, y se describen las hipótesis y objetivos de partida que han tratado de alcanzarse con el diseño propuesto por la presente Tesis.

3.1. CO-DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL BASADO EN EVENTOS Y DE LA METODOLOGÍA DE SINTONÍA

3.1.1. Problemática

Desde el punto de vista industrial, los controladores PID con muestreo periódico (planificados en tiempo) gobiernan casi de manera exclusiva las tareas control a nivel de área del proceso. Gran parte del éxito de los controladores PID con muestreo periódico radica en el hecho de que son capaces de proporcionar un rendimiento satisfactorio para una gran variedad de procesos con un diseño relativamente sencillo. En buena medida, esto viene propiciado por el gran número de reglas de sintonía disponibles (véase (O'Dwyer, 2006)). En los enfoques basados en eventos, los muestreos y las acciones de

control son tareas asíncronas que dependen de las condiciones de evento y, por lo tanto, el desarrollo de reglas de sintonía y el análisis del sistema de control plantea más desafíos que el gobernado con muestreo periódico (Dormido et al., 2008; Heemels et al., 2008; Henningsson, 2008). Adicionalmente, los sistemas de control basados en eventos disponen de un mayor número de parámetros de ajuste asociados a las condiciones de evento (típicamente umbrales) que también necesitan ser definidos debidamente como parte del proceso de sintonía. Una inadecuada definición de las condiciones de evento o un pobre ajuste de los parámetros del controlador puede conducir a un comportamiento anómalo del sistema, provocando la inestabilidad o que aparezcan ciertos fenómenos típicos como los ciclos límite (Cervin & Astr, 2007; Vasyutynskyy et al., 2008). La evidencia de tal dificultad se hace manifiesta en que la mayoría de las aplicaciones de la literatura se centran en el caso de análisis monolazo o SISO (*Single-Input Single-Output*) y en que se emplea generalmente la técnica *Send-On-Delta* como condición para el disparo de los eventos (Sánchez et al., 2009a).

Los ciclos límite son un fenómeno conocido dentro del paradigma del control basado en eventos, que suele aparecer como consecuencia de las no linealidades introducidas por el esquema de muestreo. Cuando el sistema entra en un ciclo límite, éste presenta una oscilación continuada entre un conjunto de estados, tal como el que refleja a modo de ejemplo el diagrama de fase de la Figura 3.1. Los ciclos límite han sido estudiados en el contexto del control basado en eventos en (Åström, 2008, 1995; Beschi et al., 2012c; Cervin & Åström, 2007; Chacón et al., 2013; Vasyutynskyy et al., 2008). En líneas generales, los autores tratan de caracterizar las condiciones para su aparición y proponen técnicas con las que evitarlos, que suelen pasar por un rediseño del esquema de muestreo, de la sintonía, o por un aporte adicional de energía al sistema.

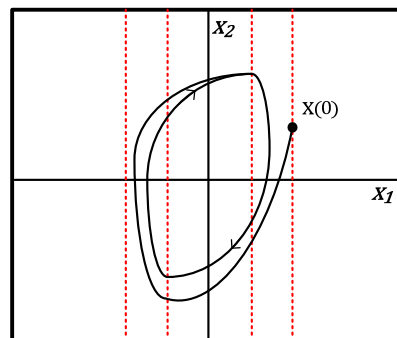


Figura 3.1: Ejemplo de diagrama de fase de un sistema bajo la influencia de un ciclo límite

Tales aspectos, unidos a la inherente dificultad para el desarrollo de software para la simulación concurrente de las dependencias de los elementos del lazo de control, representan los motivos fundamentales por los cuales no existe una teoría comprensible y formal para este tipo de sistemas. Con el foco en la sintonía, el número de trabajos es muy escaso y la mayoría de los análisis se centran en aplicaciones y diseños específicos. Esto no resulta extraño, dado que la mera definición de las relaciones entre el controlador, el generador de eventos y las condiciones para el disparo de los mismos abre un considerablemente amplio abanico de posibilidades que dificulta sustancialmente el establecimiento de una metodología de diseño uniforme y general de sintonía. En esencia, sólo los autores de los trabajos de (Beschi et al., 2012a; Hensel et al., 2012b; Leva & Papadopoulos, 2013; Lunze & Lehmann, 2010; Sánchez et al., 2011; Tiberi & Johansson, 2012) han tratado la sintonía, pero para aplicaciones y diseños muy específicos, y la mayoría lo han hecho de manera muy parcial. La práctica totalidad de los trabajos que abordan la sintonía tratan de acotar un conjunto de valores del espacio de parámetros de ajuste, de forma que se puedan garantizar ciertas prestaciones como la estabilidad o la ausencia de ciclos límite. Algunos trabajos, más centrados en la línea del control basado en red, añaden restricciones adicionales en lo referente a la pérdida de paquetes en las comunicaciones, retardos aleatorios o intervalos de tiempo mínimos y/o máximos entre las ejecuciones de los eventos. Con independencia de las restricciones consideradas, la mayoría de las propuestas conducen a la definición de reglas de ajuste poco intuitivas, difíciles de generalizar y con espacios de parámetros muy restringidos, que proporcionan controladores muy conservadores. En lo sucesivo, se comentan brevemente algunos de los trabajos más representativos de los citados previamente.

En (Beschi et al., 2011) se estudian las condiciones sobre la sintonía para la existencia de puntos de equilibrio para un controlador PI basado en eventos. El controlador es descrito como una máquina de estados bidimensional que presenta condiciones de evento independientes para las acciones de control proporcional e integral. En (Beschi et al., 2012a; Leva & Papadopoulos, 2013) se definen para un tipo de controlador PI basado en eventos con muestreo *Send-On-Delta* las reglas de sintonía que evitan los ciclos límite, pero las mismas son complejas y restringen el rendimiento global del controlador. En los trabajos (Sánchez et al., 2011, 2009b) se ajusta un conjunto de reglas de sintonía en base a los resultados de ciertas reglas tradicionales de

controladores planificados en tiempo. En (Tiberi & Johansson, 2012) también se hace referencia a un procedimiento de sintonía específico para el controlador *PIDplus* acorde a la metodología planteada en (Otanez et al., 2002), pero no se describe cómo debe realizarse la misma, ni se estudia la influencia sobre el rendimiento o la estabilidad del controlador. En (Hensel et al., 2012a, 2012b) las reglas de sintonía están definidas en base a un procedimiento de ensayo error con el objetivo de optimizar algún índice de rendimiento, poniendo como ejemplo el consumo energético del sensor. En (Leva & Papadopoulos, 2013) se propone una metodología de sintonía para garantizar la estabilidad del sistema, pero el diseño parte de restricciones inherentes a la estabilidad y resulta poco intuitivo de análisis y aplicación.

Como se puede deducir, la problemática fundamental planteada consiste en aunar las cuestiones de estabilidad y sintonía haciendo cumplir las restricciones impuestas para el sistema y haciendo esta última práctica e intuitiva. En este sentido, para poder desarrollar una metodología de sintonía intuitiva, eficaz y fácilmente interpretable, ambas problemáticas deben ser separables a fin de desarrollar las reglas necesarias a tal efecto. Ante tal panorama, la presente Tesis pretende contribuir al desarrollo de esquemas de muestreo y control basado en eventos donde se disponga de reglas para el ajuste de parámetros con utilidad práctica y de fácil interpretación. Obviamente, el diseño de una metodología de sintonía para el ajuste de los parámetros del controlador y generador de eventos debe partir de una estructura o configuración de base para el lazo. Este sentido es en el que en la presente Tesis se ha adoptado el término de “*co-diseño*” de sintonía y sistema de control. Ambos aspectos se consideran interrelacionados y deben ir de la mano durante el desarrollo de la teoría formal para este tipo de sistemas.

3.1.2. Hipótesis de partida y objetivos de diseño

Antes de comenzar a describir el diseño realizado se ponen de manifiesto las hipótesis de partida y los objetivos de diseño. Teniendo en cuenta el horizonte objetivo de la Tesis, para acotar el marco de trabajo y hacer la problemática abordable, junto con las hipótesis generales de partida indicadas en la sección 1.2, se consideran en el presente capítulo las siguientes premisas particulares:

- Durante el procedimiento de diseño no se considerarán retardos ni pérdidas de datos asociados a las transmisiones por eventos. Los retardos de transmisión se considerarán nulos o despreciables en relación a la dinámica dominante de los procesos.
- No se consideran restricciones de tiempo mínimo o máximo entre eventos. Como se verá más adelante, este aspecto podrá ser considerado indirectamente como parte del ajuste de los parámetros.
- La variable muestreada por eventos será el error de control, de manera que las señales de referencia y la salida del proceso podrán ser observadas por el generador de eventos. Ésta representa una de las premisas más asumidas en la literatura, dado que la mayoría de las condiciones de evento estudiadas establecen umbrales sobre el error máximo tolerable en el lazo para que el sistema actúe.

Se plantean los siguientes objetivos particulares de diseño:

- El esquema del sistema seguirá el modelo general propuesto por *Aström* (Åström, 2008).
- La problemática de la sintonía y la prevención de los ciclos límite debe ser separable.
- La metodología desarrollada debería ser extensible a sistemas de orden y complejidad elevada.

3.2. DISEÑO Y ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR BASADO EN EVENTOS PI-P

En contraste con los sistemas de control planificados en tiempo, en los sistemas de control basados en eventos los agentes que intervienen en el lazo pueden establecer las transferencias de información conforme a su comportamiento, típicamente cuando las variables exceden una tolerancia predefinida. De esta forma, los flujos de información en el lazo de realimentación se pueden adaptar a las necesidades concurrentes y, por lo tanto, no tendrían porqué producirse de manera equidistante en el tiempo.

La tendencia actual en el estudio de los sistemas de control basados en eventos es la de combinar diferentes planificaciones de muestreo para los agentes que intervienen en el lazo de control. La principal razón para esto es la de poder considerar la bien conocida teoría de control automático de los sistemas continuos y discretos en el análisis y explicación del comportamiento de los sistemas basados en eventos (Dormido et al., 2008). El esquema que se propone en la presente Tesis sigue tal línea de razonamiento. La estructura parte del modelo general propuesto por Åström (Åström, 2008) y comprende tres bloques principales: el proceso, el sistema de control y el generador de eventos. La Figura 3.2 ilustra de manera esquemática la arquitectura seguida. El esquema sólo añade una pequeña variación con respecto al esquema genérico introducido por Åström, integrando el observador en el generador de eventos (cabría destacar que diseñar a partir de un modelo general ampliamente aceptado siempre resulta beneficioso, dado que se avanza hacia la generalización y, con esto, hacia el objetivo final de desarrollar una teoría de base sólida y comprensible para tales sistemas). Según el esquema, mientras que la señal de error de control es muestreada por eventos (señal elegida en la mayoría de las implementaciones para aplicar el generador de eventos), el resto de señales son muestreadas según una planificación basada en tiempo. De acuerdo con esta estructura, el generador de eventos no debería disparar un evento y enviar una nueva muestra hasta que se diera su condición de evento, comportamiento que interrumpe la continuidad del lazo de realimentación y caracteriza el sistema completo como un sistema de control basado en eventos. En lo sucesivo se describe el proceso seguido para el diseño de cada bloque y el modelo de partida considerado para el proceso.

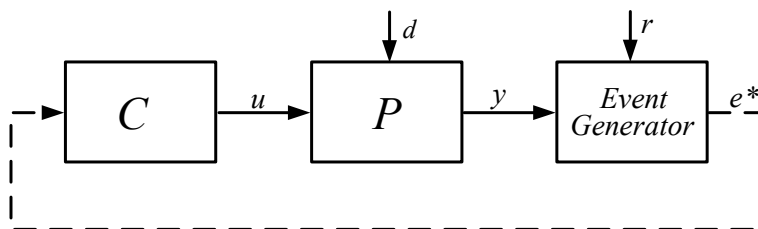


Figura 3.2: Estructura general del sistema de control basado en eventos

El proceso considerado es un sistema de primer orden con retardo (en adelante se emplearán las siglas FOPTD, de la traducción inglesa de *First Order Plus Time Delay*):

$$P(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (3.1)$$

donde K representa la ganancia del proceso (que se asume como positiva sin pérdida de generalidad), $\tau > 0$ representa la constante de tiempo, y $L \geq 0$ es el retardo de proceso. Aunque un proceso del tipo FOPTD podría ser considerado como un caso particular, cabría destacar que una parte significativa de los procesos del ámbito industrial pueden ser eficazmente representados con este tipo de estructura. Éste es uno de los principales motivos por los cuales los modelos FOPTD se usan extensivamente para el diseño de reglas de sintonía (O'Dwyer, 2006).

3.2.1. Diseño del generador de eventos

El generador de eventos caracteriza el lazo de control como un sistema de control basado de eventos. El propósito de este bloque no es otro que el de reducir el número de muestras que se envían al controlador por medio del cambio de modelo de muestreo. El trabajo de la presente Tesis propone una novedosa solución para el generador de eventos, que combina la estructura del predictor de Smith con una reciente variante de la técnica de muestreo *Send-On-Delta* denominada *Symmetric Send On Delta* o SSOD. El diseño y las ventajas de considerar dicha estructura se muestran en lo sucesivo haciendo uso de varios ejemplos ilustrativos.

3.2.1.1. Algoritmo de muestreo SSOD

El algoritmo de muestreo SSOD fue propuesto por Beschi en (Beschi et al., 2012a). Este algoritmo puede ser interpretado como un caso especial del algoritmo SOD. Aplicando el algoritmo para muestrear por eventos el error instantáneo $e(t)$, si se denomina como $e^*(t)$ a la muestra del error de control enviada al controlador, la relación entre ambas se define como un múltiplo entero de un valor de umbral predefinido Δ , es decir, $e^*(t) = j\Delta$ tal que $j \in \mathbb{Z}$ y representa el estado del bloque SSOD. La relación entre la señal a muestrear y la muestreada se ilustra en la Figura 3.3. La señal muestreada $e^*(t)$ cambia su valor al nivel superior de cuantización cada vez que la señal de error instantáneo se incrementa por encima de Δ , o al nivel de cuantización inferior cuando se decrementa por debajo de Δ . Este comportamiento se

puede considerarse como una generalización del comportamiento de un relé con histéresis (Kofman & Braslavsky, 2006) y podría ser descrito como una máquina de estados donde las condiciones respectivas para saltar de un estado actual j al estado superior o inferior vendrían dadas por $e(t) \geq \Delta(j + 1)$ y $e(t) \leq \Delta(j - 1)$.

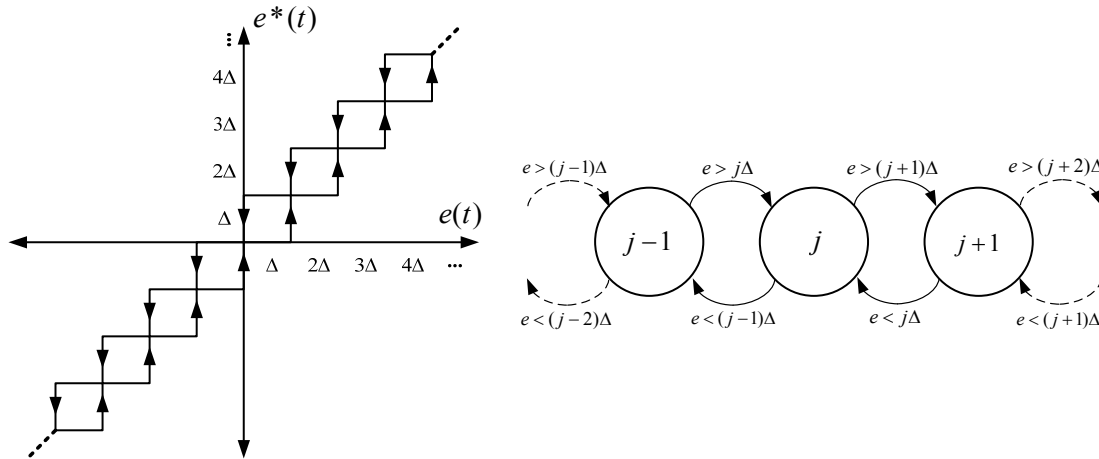


Figura 3.3: Relación entre $e(t)$ y $e^*(t)$ según el esquema de cuantización SSOD y su representación como máquina de estados

La ventaja fundamental del algoritmo SSOD frente a la técnica estándar SOD es que el primero considera por definición el nivel de cuantización $e^*(t) = 0$. En el caso del algoritmo SOD se asume un error inicial. Así, si se describiera el algoritmo de muestreo SOD como una máquina de estados, el valor que toma $e^*(t)$ en el estado j se asume que puede conllevar un error inicial dado por una cantidad no cuantizable $q \in (0, \Delta)$ tal que $e^*(t) = j\Delta + q$. De esta manera, los estados que toma la señal muestreada no corresponderían a múltiplos enteros del umbral de cuantización Δ y no tendría porque ser cuantizable el valor de error de control cero. Como se verá más adelante, este aspecto influye sobre el comportamiento del controlador y puede resultar crucial en la prevención de los ciclos límite. Para mayor detalle, algunas de las experiencias desarrolladas con diseños basados en el algoritmo SSOD pueden ser consultadas en (Beschi et al., 2013, 2012b).

3.2.1.2. Extensión del generador de eventos con el predictor de Smith

El esquema del Predictor de Smith puede interpretarse como una extensión de los controladores PID que permite predecir el comportamiento de un proceso y tenerlo en

cuenta para calcular las acciones de control (Åström & Häggglund, 2005; Normey-Rico & Camacho, 2007). En el ámbito del control basado en eventos no es frecuente el empleo de predictores, sino que lo habitual es el uso de observadores en el lado del controlador con los que estimar el comportamiento del proceso durante los intervalos de tiempo entre eventos. En el caso que nos ocupa, se pondrá de manifiesto cómo el uso del predictor puede aportar grandes beneficios en el diseño del generador de eventos de cara al control de procesos con dinámicas retardadas, como los considerados en la presente Tesis. Para ilustrar tales ventajas se introduce a modo de ejemplo el esquema de la Figura 3.4, donde se considera un proceso dado por un integrador con retardo, un controlador proporcional con ganancia K_p , y el esquema de muestreo SSOD según el cual se envían las muestras al controlador con un umbral de cuantización Δ .

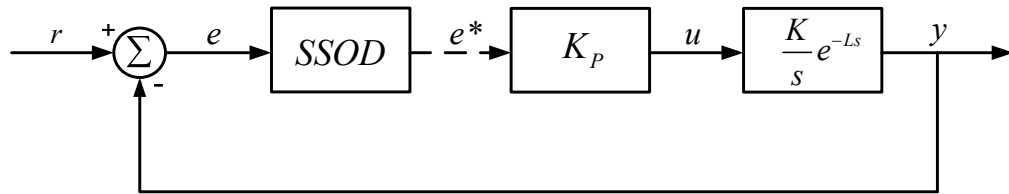


Figura 3.4: Configuración de ejemplo 1

Al tratarse de un sistema integrador con retardo, si se dieran valores de las variables y se simulara su comportamiento, rápidamente se podría concluir que no resulta posible seguir referencias con el planteamiento actual. En términos prácticos, la problemática de control para el seguimiento de referencias planteada por el sistema de ejemplo quedaría derivada a ajustar la ganancia del controlador, de forma que no aparezcan ciclos límite (siguiendo así la referencia con error estacionario). Para este caso, se puede obtener fácilmente la condición analítica que evita los ciclos límite como

$$KK_pL < 1 \quad (3.2)$$

cuya demostración se aclara a continuación.

Según la Figura 3.4, la pendiente de la respuesta del sistema dependerá del nivel de error cuantizado en cada instante. Para una muestra del error dada, $e^*(t) = j\Delta$, la salida del sistema tendría el siguiente valor en función del tiempo:

$$y(t - L) = j\Delta K K_p t \quad (3.3)$$

Según (3.3), cuando se aplicara un salto escalón en la referencia, la señal evolucionaría en el sentido positivo o negativo según una pendiente $j\Delta K K_p$ cuyo valor variaría a razón del valor del estado actual del bloque SSOD j . En el instante en que la respuesta alcanza la referencia y el error instantáneo pasa a tomar el nivel cero, teóricamente debería detenerse pero, como consecuencia del retardo, la respuesta no se detiene sino que sigue evolucionando. Si el retardo fuese suficientemente elevado, la respuesta podría superar varios niveles de cuantización, incluso rebasando a la referencia impuesta. Obviamente, como consecuencia del paso por cero del error de control (para $j = 0$), llegaría un instante en el que la pendiente de la respuesta sería nula. En este punto, la respuesta podría quedarse en estacionario si no se hubieran disparado nuevos eventos tras el paso por cero. En el caso contrario, si se hubieran previamente rebasado varios niveles de cuantización, pasado un periodo de tiempo de L instantes de tiempo con pendiente cero, la respuesta pasaría a evolucionar con signo contrario y describir una dinámica similar a la inicial. Como se deduce de la dinámica descrita, la respuesta oscilaría en torno a cero y podrían darse tres situaciones; que la respuesta se desestabilice y crezca indefinidamente, que la respuesta se estabilice y se mantenga entre cero y el primer nivel de cuantización, o que se estabilicen en un ciclo límite que podría abarcar $2n + 1$ niveles de cuantización (donde n es un número natural en el rango $[0, \infty[$). Teniendo en cuenta este comportamiento, el que no se cumpla la condición (3.2), significa que la respuesta al menos alcanzará el siguiente nivel de cuantización después de que el error pase por cero y, consecuentemente, existiría la posibilidad de un ciclo límite o la inestabilidad. El comportamiento descrito quedaría más claro en la Figura 3.5, donde se ha fijado a modo de ejemplo $r = K = K_p = \Delta = 1$ y se observa la influencia del parámetro L .

El gráfico superior de la Figura 3.5 describe el comportamiento de la salida del sistema ante un salto escalón unidad aplicado en la referencia en el instante inicial. Para hacer más intuitiva la representación se ha aplicado un offset de valor -1 a todas las señales, de manera que la referencia a seguir se interpreta gráficamente como si fuera el origen. Como reflejan los experimentos, si se cumple la condición (3.2) la respuesta se estabiliza y en caso contrario surge un ciclo límite de tres estados donde $j \in \{-1, 0, 1\}$. Si la condición (3.2) no se cumpliera holgadamente como consecuencia de un elevado

retardo y/o ganancia del controlador, la respuesta podría alcanzar ciclos límite con más estados e incluso llegar a hacerse inestable. Con independencia de que se cumpla la citada condición, la respuesta del sistema siempre presentará error en estado estacionario como consecuencia del modelo de muestreo y el tipo de sistema a controlar. Ésta es una de las desventajas de implementar el generador de eventos exclusivamente con los algoritmos SOD o SSOD.

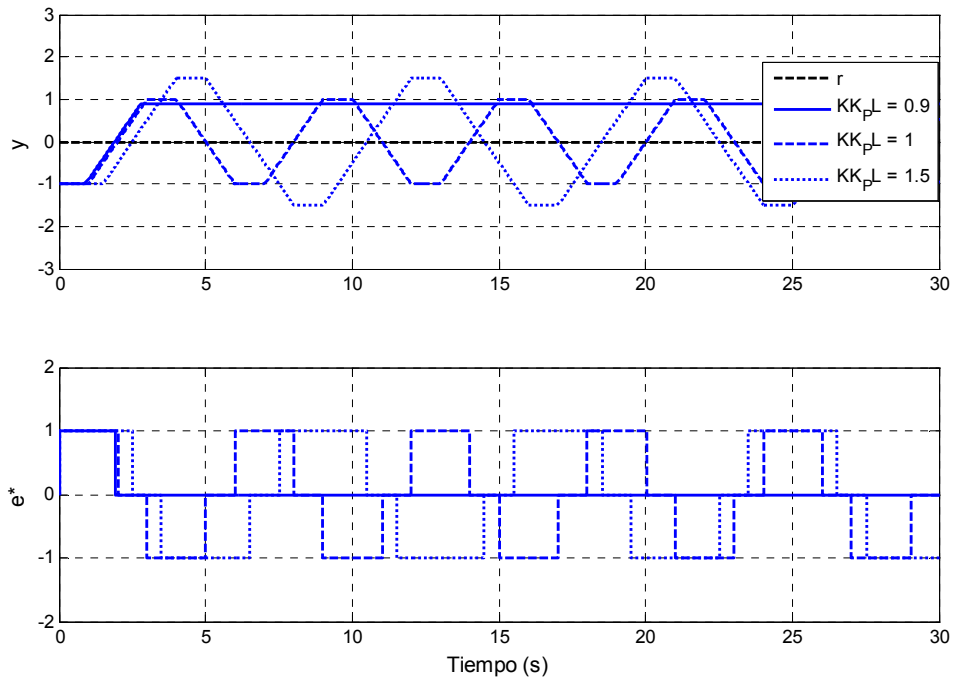


Figura 3.5: Respuesta de la configuración de ejemplo 1

A continuación, el esquema de la Figura 3.5 se amplía con el predictor de Smith, introduciendo un modelo del proceso sin retardo \bar{P}_0 y un modelo del retardo en la forma e^{-Ls} . El esquema quedaría conforme a la Figura 3.6.

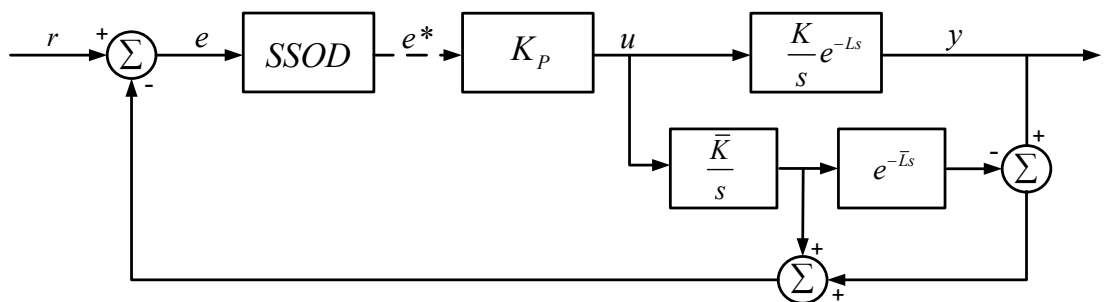


Figura 3.6: Configuración de ejemplo 2

Si se asumiera que no existen errores de modelado, tal que $\bar{P}_0(s)e^{-\bar{L}s} = P(s)$ y se repite el experimento anterior, se obtendrían los resultados de la Figura 3.7, donde se ha añadido un nuevo caso con un retardo L relativamente elevado.

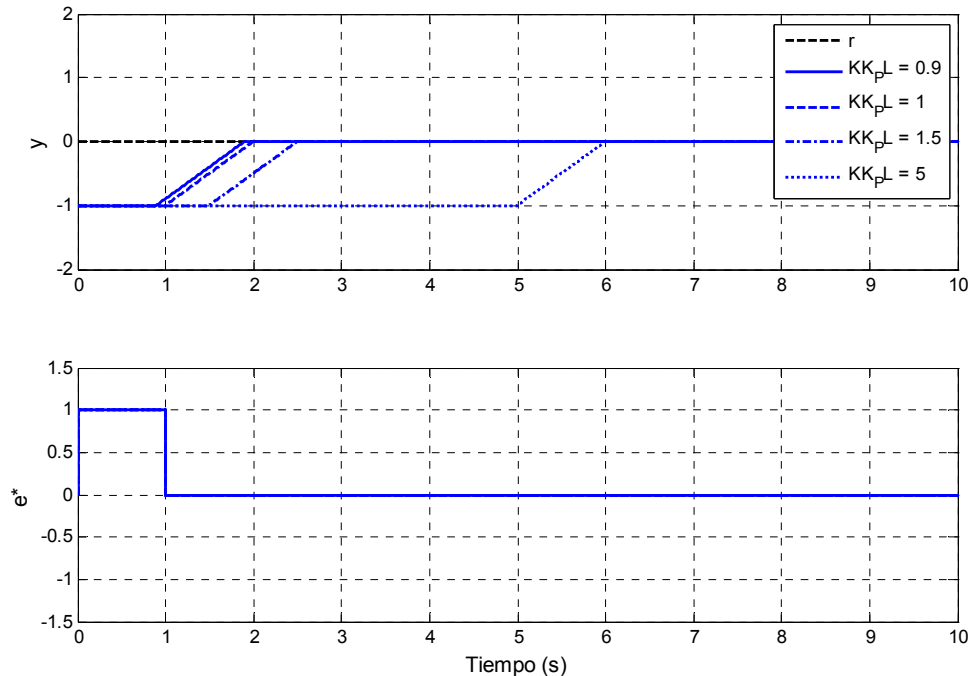


Figura 3.7: Respuesta de la configuración de ejemplo 2

Como muestran los resultados, la respuesta del sistema alcanza a la referencia sin ciclos límite, sin error en estado estacionario y con independencia de la magnitud del retardo. A partir de los ejemplos mostrados se puede conformar una idea sobre las ventajas potenciales de emplear técnicas predictivas para la compensación de retardos en los sistemas controlados por eventos. En el caso que nos ocupa, el predictor de Smith. Como se analizará en detalle más adelante, la principal desventaja del uso del predictor será su sensibilidad a las imprecisiones del modelo. No obstante, este aspecto tratará de abordarse en el diseño del controlador y se propondrán esquemas para minimizar su efecto.

En el caso objeto de la presente Tesis, el modelo de referencia será el de un sistema FOPTD acorde a la estructura (3.1). Tal como se verá en los resultados del diseño, con la adecuada definición del controlador del sistema, la experiencia obtenida en el ejemplo del esquema de la Figura 3.6 será extrapolable al caso de control de un FOPTD.

3.2.1.3. Generador de eventos

Las conclusiones extraídas en los ejemplos previos pueden ser extrapoladas para la definición del generador de eventos propuesto en la presente Tesis y que fue presentado en (Ruiz et al., 2014). Como se mencionó anteriormente, este trabajo aporta una novedosa solución que consiste en la combinación del esquema de muestreo SSOD con el predictor de Smith. El diagrama de bloques del generador de eventos planteado se muestra en la Figura 3.8 y lo componen dos unidades complementarias: la unidad de predicción y la unidad de muestreo.

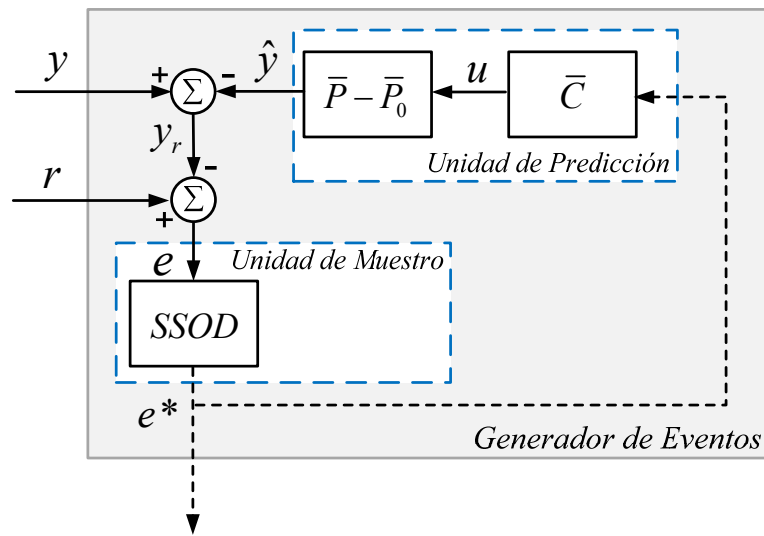


Figura 3.8: Unidades, bloques y señales del generador de eventos. Las líneas discontinuas azules delimitan cada unidad

De acuerdo con la Figura 3.8, la *unidad de predicción* engloba a la estructura del predictor de Smith, donde:

$$\begin{aligned}\bar{P}_0(s) &= \frac{\bar{K}}{\bar{\tau}s + 1} \\ \bar{P}(s) &= \bar{P}_0(s)e^{-\bar{L}s} \\ \bar{C}(s) &= C(s)\end{aligned}\tag{3.4}$$

y donde \bar{K} , $\bar{\tau}$, y \bar{L} representan los parámetros identificados para el modelo de (3.1) e \bar{y}_0 , \bar{y} serían las salidas de los modelos \bar{P}_0 y \bar{P} , respectivamente. Adicionalmente, esta unidad incluye una réplica del controlador \bar{C} (cuyo diseño se mostrará en la siguiente

sección). Esta última consideración resulta necesaria para poder separar en el diseño el bloque de muestreo y el bloque de control, manteniendo las prestaciones del predictor de Smith. De esta manera, es posible adecuar la estructura del diseño propuesto conforme al modelo general de la Figura 2.4. Cabría destacar que la premisa de considerar $C = \bar{C}$ no supone una restricción estricta debido a que el modelo del controlador es definido por el diseñador y, por tanto, se considera perfectamente conocido. Al igual que en los ejemplos previos, el objetivo fundamental del predictor de Smith es el de predecir el comportamiento del proceso y tener este conocimiento en cuenta para calcular las acciones de control futuras. Su funcionamiento se puede intuir mediante el análisis del lazo de realimentación que se crea a través de la unidad de predicción de la Figura 3.8. En caso de ausencia de errores de modelado, se cumpliría que $P(s) = \bar{P}(s)$ y la señal de error instantáneo $e(t)$ correspondería con $e = r - y_0$, es decir, el mismo comportamiento que se obtendría si la señal de realimentación continuara a través del modelo del sistema sin retardo \bar{P}_0 .

La acción desempeñada por el predictor de Smith es fundamental para reducir el error en estado estacionario del sistema y prevenir la aparición de los ciclos límite sin atender al controlador empleado. Este aspecto contribuye a la robustez del sistema. Como ya se comprobó en los ejemplos previos, dado que la señal de error del sistema es muestreada por eventos y la salida del sistema está retardada, sería imposible compensar el efecto que produce el retardo sobre el error en estado estacionario del sistema si la unidad de predicción fuera omitida del esquema del generador de eventos. El muestreo por eventos por sí solo contribuye negativamente a la reducción del error en estado estacionario. Por esta razón, incluso considerando técnicas suficientemente robustas como el controlador PID, nos sería posible alcanzar la referencia sin error en estado estacionario y, en el peor caso, podrían aparecer ciclos límite o volverse inestable el sistema. Por las razones aportadas, merece la pena destacar las ventajas del enfoque basado en eventos propuesto en el contexto del control de sistemas con retardo. También resulta razonable destacar que las propiedades del enfoque propuesto se podrían extender manteniendo sus ventajas, a sistemas de orden y complejidad mayor.

La otra unidad incluida en el generador de eventos es la *unidad de muestreo*. El propósito de este bloque es el de medir y enviar las muestras del error al controlador cada vez que se satisface la condición de evento, según el algoritmo SSOD. Como ya se

ha indicado, este esquema considera por definición el valor de cuantización cero, el cual puede ayudar a la prevención de los ciclos límite y a mejorar la respuesta estacionaria. La respuesta de la unidad de muestreo puede describirse matemáticamente como:

$$e^*(t) = \text{ssod}(e(t); \Delta) = \begin{cases} (j+1)\Delta & \text{if } e(t) \geq (j+1)\Delta \text{ and } e^*(t^-) = j\Delta \\ j\Delta & \text{if } e(t) \in [(j-1)\Delta, (j+1)\Delta] \text{ and } e^*(t^-) = j\Delta \\ (j-1)\Delta & \text{if } e(t) \leq (j-1)\Delta \text{ and } e^*(t^-) = j\Delta \end{cases} \quad (3.5)$$

Con la intención de hacer más claras las explicaciones sobre el comportamiento del sistema, se asumen las siguientes premisas sin pérdida de generalidad:

- El valor de la referencia $r(t)$ se considera constante a tramos y directamente proporcional al valor del umbral Δ .
- La salida del sistema comienza desde un estado inicial nulo (con $j = 0$).
- Se asume que el valor de $\bar{K} = K$.
- En un ciclo de control típico, tras un cambio en la referencia, el estado j se incrementará hasta alcanzar su valor máximo. Una vez alcanzado su valor máximo, la secuencia de estados j comenzará a decrecer a medida que el error instantáneo del sistema se reduce. Así, los estados del sistema seguirán la secuencia $(e^*_j, t_j), (e^*_{j-1}, t_{j-1}), \dots, (e^*_{j-n}, t_{j-n}) \dots, (e^*_1, t_1), (e^*_0, t_0)$.

Con respecto a la premisa $\bar{K} = K$, cabe destacar que en procesos estables en lazo abierto, los errores de modelado en la ganancia en estado estacionario son inusuales (Åström & Hägglund, 2005).

3.2.2. Diseño del sistema de control.

El primer trabajo sobre sistemas de control basado en eventos que aparece en la literatura fue presentado por *Artzen* en (Årzén, 1999). El objetivo de este controlador era el de reducir el tiempo dedicado por una CPU al cálculo de las acciones control PID. Desde entonces, el control basado en eventos empleándose el algoritmo PID ha sido tratado por numerosos investigadores durante los últimos años y los enfoques se han orientado mayoritariamente a la reducción de la información intercambiada entre los elementos del lazo (en gran parte, por la aparición de los sistemas de control basados en

red). Como ya se destacó, las implementaciones prácticas de los enfoques basados en eventos hacen uso de aproximaciones híbridas entre controladores basados en eventos y en tiempo. En algunos trabajos se considera un esquema en el que el algoritmo de control es tratado como un PID con periodo de muestreo variable de, que desarrolla una acción de control cada vez que una nueva muestra está disponible. En estos casos, el muestreo por eventos con la técnica SOD se aplica sobre la salida del sistema (Årzén, 1999; Miskowicz, 2006; Sánchez et al., 2011; Vasyutynskyy & Kabitzsch, 2007a, 2007b, 2006; Vasyutynskyy et al., 2008) o sobre la señal de error de control (Durand et al., 2011; Pawlowski et al., 2008). En otros casos, se plantean estructuras similares a las anteriores, pero se permite que la señal de salida del controlador evolucione entre las muestras según un periodo de muestreo regular (Beschi et al., 2011; Kofman & Braslavsky, 2006). El controlador propuesto se caracterizaría por este enfoque. En ciertos casos, también se evalúa el uso de observadores junto con el controlador para la estimación de estados del sistema entre eventos (Lehmann & Lunze, 2011; Montestruque, 2004; Vasyutynskyy & Kabitzsch, 2009). En otros enfoques, el estado del sistema y el error de control son medidos continuamente por el sensor y ahora es el controlador PID el que genera las acciones de control por eventos, disponiendo condiciones de evento independientes para las acciones proporcional, integral y derivativa (Beschi et al., 2012d, 2011; Rabi & Johansson, 2009). Por último, existen otras implementaciones de control PID con dos grados de libertad que emplean complementariamente un controlador *feedforward* y otro PID respectivamente (Beschi et al., 2013, 2012d; Sánchez et al., 2011).

3.2.2.1. Controlador PI-P

Como se ha indicado, los ciclos límite son un problema extendido en los sistemas de control basados en eventos que la mayoría de las implementaciones comentadas tratan de abordar con diferentes resultados. El fenómeno de los ciclos límite causa oscilaciones en torno a la referencia impuesta y, en la práctica, vienen fundamentalmente originados por dos factores:

- Una precisión limitada en los sistemas cuantizados (Cervin & Åström, 2007).
- La acción integral de la ley de control (Sánchez et al., 2011).

De acuerdo con el diseño propuesto, la primera desventaja podría ser resuelta modificando el modelo de muestreo. A diferencia del esquema SOD, la técnica SSOD considera, por definición, el nivel de cuantización cero y esta propiedad permite garantizar la existencia de un punto de equilibrio en el sistema a pesar de la cuantización de las señales. Por otro lado, si se recuerdan los experimentos previos con el sistema integrador, conseguir un seguimiento de referencias perfecto puede ser un aspecto muy desafiante cuando el controlador o el proceso tienen carácter integrador. Cuando la respuesta del sistema se encuentra en una banda cercana en torno a la referencia y el controlador presenta acción integral, un pequeño error o perturbación podría fácilmente alejar la respuesta de la referencia (y por tanto del punto de equilibrio) alcanzando niveles de cuantización superiores. Esta situación puede conducir a la aparición de ciclos límite e incluso la inestabilidad. Por lo tanto, evitar la acción integral del controlador en una banda cercana en torno a la referencia podría ayudar a evitar los ciclos límite.

Para tratar con este último aspecto y prevenir los ciclos límite en cualquier caso, se propone una topología adaptativa para el controlador. El controlador, denominado con la abreviatura PI-P, trabaja con un muestreo periódico (planificado en tiempo) y se implementa como la combinación de dos estrategias independientes bien conocidas: un controlador PI y un controlador P (Figura 3.9). La componente PI se diseña con los objetivos tradicionales de este tipo de controlador, es decir, para el rechazo de perturbaciones y el seguimiento de referencias. La componente P añade un segundo grado de libertad con el que mejorar la respuesta estacionaria y prevenir los ciclos límite. El comportamiento del controlador es relativamente intuitivo y sería el siguiente; en el momento en que se produce un cambio en la referencia y la salida del sistema se encuentra alejada de la misma (y por lo tanto, el error de control alcanza su cota máxima), el controlador PI actúa desarrollando el seguimiento de referencias y rechazando las posibles perturbaciones que se produzcan. Una vez el error se ha reducido lo suficiente (concretamente el estado j del bloque SSOD) y las perturbaciones han sido rechazadas, la topología del controlador es conmutada para que actúe el controlador P, de tal manera que conduzca asintóticamente la respuesta del sistema a la referencia. El diseño independiente de cada controlador, así como las condiciones lógicas para realizar la conmutación de los mismos se describen en el siguiente epígrafe.

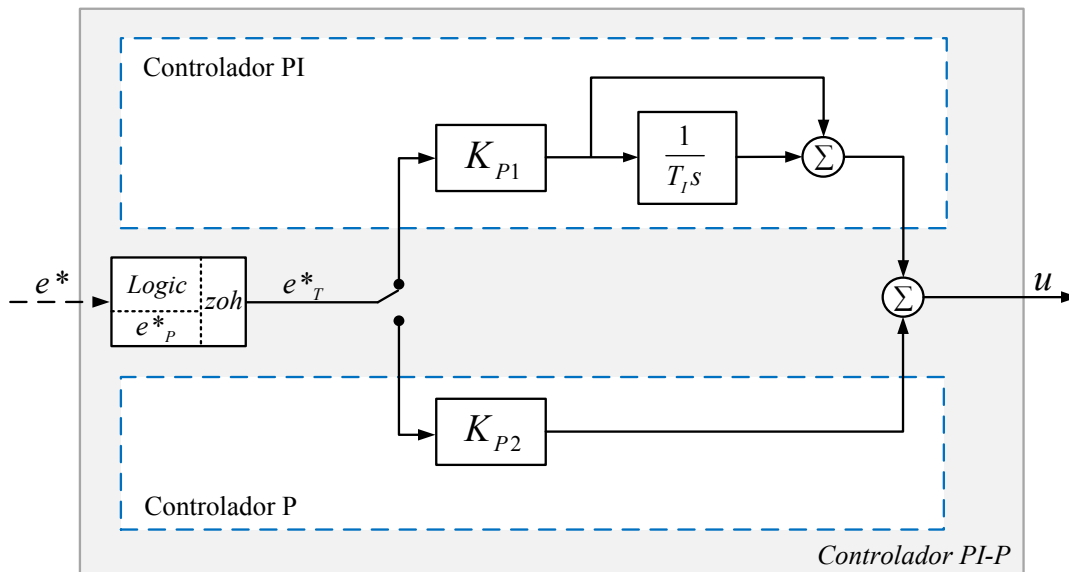


Figura 3.9: Diagrama de bloques del controlador PI-P. Las líneas discontinuas azules delimitan cada parte del controlador

3.2.2.2. Conmutación de los controladores

La habilitación de cada controlador se desarrolla en base a una sencilla estrategia de ganancia planificada, que depende de las muestras del nivel de error $e^*(t)$ que reciba el sistema de control. Si se define la función de transferencia del controlador PI en su forma paralela ideal como:

$$C_{PI}(s) = K_{P1} \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) \quad (3.6)$$

y la del controlador P como la ganancia

$$C_P(s) = K_{P2} \quad (3.7)$$

de acuerdo con la Figura 3.9, el bloque denominado como “Lógica” se destina a la conmutación de los controladores mediante la siguiente estrategia de ganancia planificada:

$$(K_{P1}, K_{P2}) = \begin{cases} \left(\left(\frac{\alpha T_I}{K}, 0 \right), T_I = \tau \right) & \text{for } \textit{Otherwise} \\ \left(0, \frac{1}{K} \right) & \text{for } (|j| = 1) \wedge (|e^*_P| > |e^*_j|) \end{cases} \quad (3.8)$$

donde las variables e^*_p y e^*_j representan, respectivamente, las dos últimas muestras recibidas por el bloque lógica en el controlador. Si se observa la estrategia de ganancia planificada definida en (3.8), el criterio para conmutar los controladores es el de emplear la parte P del controlador cuando la muestra del error recibida cumple la condición $|e^*_j| = \Delta$ y, además, su derivada es negativa ($|e^*_p| > |e^*_j|$). En cualquier otro caso se emplearía la parte PI de la topología. A nivel práctico, el comportamiento del controlador se podría considerar como el de un autómata híbrido con dos estados cuyas condiciones de transición dependen de la secuencia de eventos e^*_p y e^*_j .

La estrategia de ganancia planificada propuesta según (3.8) se especifica con la intención de imponer al sistema una dinámica determinada conforme al razonamiento del epígrafe anterior. Mientras la parte PI está controlando el sistema, si se combinan las expresiones (3.6) y (3.8), se consigue la cancelación del polo del sistema y la función de transferencia en lazo abierto resultante describiría una trayectoria lineal a tramos. De esta manera, el parámetro α , el cual representará uno de los parámetros de sintonía, se diseñaría para regular la velocidad de convergencia de la respuesta. Una vez se alcanza la condición de conmutación, la cual puede ser arbitrariamente definida con el umbral de eventos deseado Δ , se elimina el integrador del sistema y la ganancia en lazo abierto de la respuesta con el controlador P se podría ajustar, en el caso de que fuera necesario, para alcanzar el valor de la referencia. Tales aspectos se explicarán con mayor grado de detalle en las siguientes secciones.

3.2.3. Respuesta del lazo

La respuesta en lazo cerrado del sistema basado en eventos propuesto en la Figura 3.2 depende, esencialmente, de tres factores: el controlador seleccionado, el valor de la muestra del error recibida por el controlador y los instantes de tiempo en los cuales los eventos ocurren. El lazo de realimentación solo se cierra a través del generador de eventos cuando ocurre un evento. Bajo este comportamiento, en la práctica, el sistema basado en eventos podría ser considerado como el sistema en lazo abierto representado en la Figura 3.10, el cual tiene dos dinámicas dependientes de (3.6) y (3.7), y cuyas condiciones iniciales cambian cada vez que se dispara un evento.

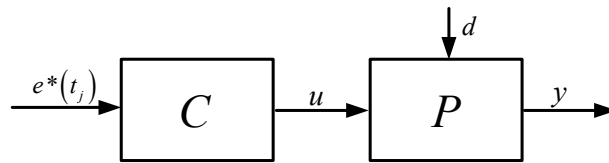


Figura 3.10: Diagrama de bloques de la simplificación en lazo abierto del sistema de control basado en eventos

En base al comportamiento descrito, resulta intuitivamente lógica la importancia de los instantes de evento para el seguimiento de referencias. En concordancia con esto se diseñaron el controlador y el generador de eventos de la manera descrita. Por un lado, el generador de eventos (gracias al uso del predictor) permitirá el generar los eventos en los instantes requeridos y, por otro lado, el controlador (gobernado por el bloque lógica) habilitará el controlador adecuado dependiendo de la situación del lazo de control.

3.2.3.1. Modelo matemático

De acuerdo con la nomenclatura empleada en la Figura 3.8, se hará referencia a las siguientes señales: la salida del sistema $y(t)$, el error instantáneo $e(t)$, el error muestreado por eventos (muestras transmitidas al controlador) $e^*(t)$ y la emulación de la señal de realimentación $y_r(t)$ (en lo sucesivo señal de realimentación). Esta última representa la señal de realimentación que presentaría el esquema según la Figura 3.2 si el esquema fuera basado en tiempo, es decir si la unidad de muestreo fuera omitida del mismo. Dicha señal se considera básica para comprender el comportamiento dinámico del sistema propuesto. Tal como especifica la Figura 3.8, esta señal se calcularía como la diferencia entre la señal de salida del proceso $y(t)$ y la señal de salida de la unidad de predicción $\hat{y}(t)$.

Con independencia del controlador, dada una muestra del error e^*_j , la expresión genérica en el dominio de Laplace de la señal de realimentación sería la siguiente:

$$\begin{aligned}
 Y_r(s, j) &= Y(s, j) - \hat{Y}(s, j) = P(s)C(s)E_j^*(s) + [\bar{P}_0(s) - \bar{P}(s)]\bar{C}(s)E_j^*(s) = \\
 &= [P(s) + \bar{P}_0(s) - \bar{P}(s)]C(s)E_j^*(s)
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

donde s representa el operador Laplaciano y j es un subíndice que determina el estado actual del algoritmo SSOD (y, por tanto, el valor de la última muestra del error

transferida al controlador). Con el objetivo de simplificar, y sin pérdida de generalidad, se ha considerado exclusivamente el caso de un cambio positivo en la referencia. De esta manera, si se desarrolla (3.9) y se traslada al dominio del tiempo, obtendríamos las dos expresiones para $y(t)$. La ecuación, particularizada cuando se habilita la componente PI, y después de simplificar los términos que se anulan, tendría la siguiente expresión:

$$y_r(t, j) = e^*_{j\alpha}t - e^*_{j\alpha}t(t - \bar{L}) + \left[e^*_{j\alpha}t + e^*_{j\alpha}(\bar{\tau} - \tau) \left(1 - e^{-\frac{t}{\bar{\tau}}} \right) \right] (t - L) + y_r(t_j, j) \quad (3.10)$$

y cuando se habilita el controlador P:

$$y_r(t, 1) = e^*_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\bar{\tau}}} \right) - e^*_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\bar{\tau}}} \right) (t - \bar{L}) + e^*_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\bar{\tau}}} \right) (t - L) + y_r(t_1, 1) \quad (3.11)$$

El valor de $y_r(t_j, j)$ en las ecuaciones (3.10) y (3.11) representa las condiciones iniciales para el intervalo entre eventos T_j que, de acuerdo a la nomenclatura empleada en la presente Tesis, sería el que comprende el intervalo temporal $[t_j, t_{j-1})$. Este valor cambia cada vez que se produce un nuevo evento y tiene la siguiente forma:

$$y_r(t_j, j) = r - j\Delta \quad (3.12)$$

donde t_j denota el instante de tiempo en el cual se alcanza el estado j . A medida que la señal $y_r(t)$ se incrementa, la señal de error $e(t)$ se va reduciendo y se van generando los nuevos eventos y transmisiones al controlador de acuerdo con el algoritmo SSOD de la unidad de muestreo (3.5). A partir de (3.10) y (3.11), la expresión que caracteriza el error instantáneo en el dominio del tiempo resultaría en:

$$e(t, j) = r - y_r(t, j) \quad (3.13)$$

que junto con (3.5) describe la dinámica de los eventos y por extensión, del sistema.

A partir de las expresiones (3.10) y (3.11) se podría analizar un caso particular que sería aquel en el que no se asumen errores de modelado y se cumple la igualdad dada por la expresión $P(s) = \bar{P}(s)$. Obviamente, éste representaría sólo un caso particular (concretamente el más favorable), dado que una identificación perfecta resulta imposible. Sin embargo, merece la pena mencionar este caso porque ilustra de una manera sencilla el comportamiento más deseable para el lazo con el diseño propuesto. Bajo tal premisa, si se desarrolla la expresión general (3.9), se obtiene la expresión reducida que caracteriza la señal de realimentación como:

$$Y_r(s, j) = E_j^*(s)C(s)\bar{P}_0(s) \quad (3.14)$$

Si se traslada (3.14) al dominio del tiempo y se particulariza para la componente PI, el resultado sería:

$$y_r(t, j) = e^{*j\alpha t} + y_r(t_j, j) = j\Delta\alpha t + y_r(t_j, j) \quad (3.15)$$

La cual describe una trayectoria lineal a tramos con una pendiente $j\Delta\alpha$. Particularizando (3.14) para el caso de la componente P del controlador, el resultado sería:

$$y_r(t, 1) = e^{*1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + y_r(t_1, 1) = \Delta \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + y_r(t_1, 1) \quad (3.16)$$

La cual describe la respuesta de un sistema de primer orden.

A partir de (3.15) y (3.16), añadiendo el retardo correspondiente al sistema L , la respuesta de la salida del sistema se puede obtener para cada estado como (3.17) y (3.18). Llegado este punto, cabe destacar que, como consecuencia de la acción del predictor de Smith, la respuesta en lazo abierto de $y(t)$ será una predicción retardada L segundos de $y_r(t)$.

$$y(t, j) = y_r(t, j)(t - L) = j\Delta\alpha t(t - L) + y(t_j, j) \quad (3.17)$$

$$y(t, 1) = y_r(t, 1)(t - L) = \Delta \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)(t - L) + y(t_1, 1) \quad (3.18)$$

Las leyes de control complementarias descritas por (3.10)-(3.11) o, las descritas para el caso ideal (3.15)-(3.16), definen el comportamiento global del sistema basado en eventos propuesto. En ausencia de errores de modelado, empleando la estrategia de ganancia planificada (3.8), la cual es supervisada por el bloque *Lógica* (Figura 3.8), la respuesta del sistema será lineal a tramos cuando el error es elevado y convergerá asintóticamente al valor de referencia cuando se reduzca lo suficiente y las posibles perturbaciones hayan sido rechazadas. Un ejemplo gráfico de la respuesta típica se ilustra en la Figura 3.11.

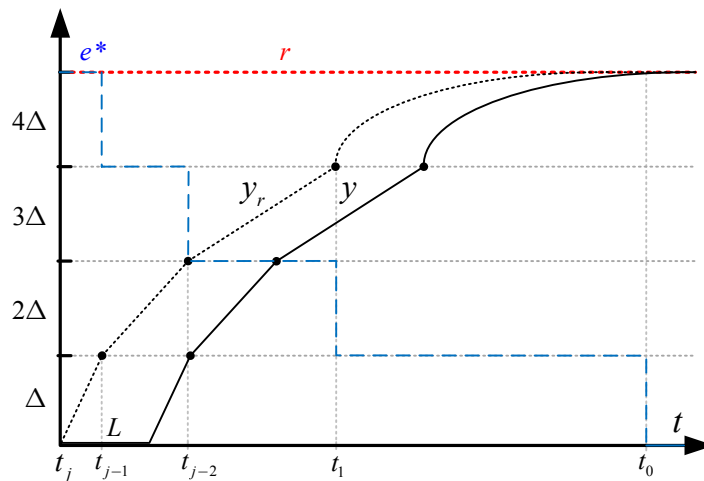


Figura 3.11: Respuesta característica de la señal $y(t)$ e $y_r(t)$ en ausencia de errores de modelado

Asumiendo que el estado del sistema y del bloque SSOD parte de condiciones iniciales nulas, la figura describe un ejemplo genérico donde se ha aplicado un cambio en la referencia igual a 4Δ en el instante inicial ($t_j = 0$). Como se muestra, la respuesta es lineal a tramos mientras el controlador PI está actuando. El gradiente de la respuesta cambia después de cada evento debido a que las muestras del error e^* transferidas al controlador se van reduciendo. Cuando se alcanza la condición de conmutación de los controladores (en este caso, cuando y_r alcanza el valor 3Δ), el sistema responde como un sistema de primer orden, resultado de la aplicación del controlador P. Tal como se plasmó en (3.15)-(3.18) y la figura refleja, mientras se asuman condiciones ideales, el comportamiento de la salida del sistema será similar al de la señal de realimentación, o

en otras palabras, la señal de realimentación representará una predicción de L segundos de la señal de salida.

3.3. ESTABILIDAD PRÁCTICA DEL CONTROLADOR PI-P

En los enfoques de control basados en eventos, típicamente, la cuestión de la estabilidad se suele asociar al comportamiento de los ciclos límite. Como ya se comentó previamente, en tales sistemas resulta muy complejo garantizar la estabilidad asintótica global. En lugar de ello, para la caracterización de la estabilidad se suele recurrir a un concepto más práctico.

Definición 3.1 Se dice que el estado de un sistema $x(t)$ es *GUUB* (*Globally Uniformly Ultimately Bounded*) y, por tanto, presenta estabilidad práctica, si para cualquier estado $x(0) \in \mathbb{R}^n$ el sistema puede ser conducido a un conjunto Φ_t tal que existe una constante positiva δ y un instante de tiempo \bar{t} tal que se cumple:

$$x(t) \in \Phi_t = \{x : \|x\| \leq \delta\}, \forall t \geq \bar{t} \quad (3.19)$$

lo que se ilustra gráficamente en la Figura 3.12.

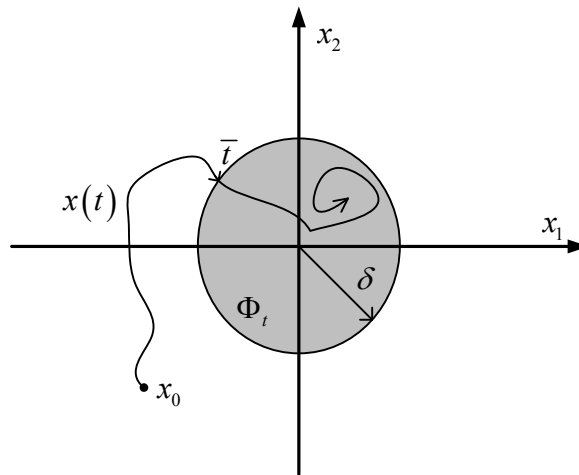


Figura 3.12: *Ultimate boundedness* (Acotación final)

En concordancia con esta definición se caracterizará la estabilidad del sistema de control propuesto.

Si se traslada la definición 3.1 al caso del sistema PI-P, esto quiere decir que la estabilidad del sistema quedará caracterizada por la ausencia de ciclos límite y la presencia de un punto de equilibrio en torno a la referencia, es decir, el estado del sistema será *GUUB* si el error del sistema $e(t)$ se encuentra acotado en una banda en torno a la referencia $(-\Delta, \Delta)$ donde no se disparan nuevos eventos. De una manera más formal, la estabilidad práctica del esquema propuesto con el controlador PI-P puede ser garantizada bajo condiciones de perturbación e incertidumbres estructuradas (también no estructuradas, como se verá más adelante en el capítulo dedicado a la incertidumbre y robustez) mediante la satisfacción de dos condiciones: (I) La existencia de un punto de equilibrio. (II) El alcance del punto de equilibrio.

Antes de iniciar el análisis para la demostración de la estabilidad práctica, se realiza una breve aclaración sobre los efectos que los errores de modelado producen sobre la respuesta del sistema.

3.3.1. Efecto de los errores de modelado.

En discordancia con el caso ideal, cuando el modelo del sistema en la unidad de predicción $\bar{P}(s)$ es aproximado y presenta errores de modelado respecto al proceso $P(s)$, la expresión de la señal de realimentación se vuelve más compleja. Si se centra la atención en la expresión (3.10), y se compara con su forma ideal (3.15), se puede observar que existen ciertas dinámicas acopladas. Estas expresiones surgen cuando la predicción realizada por el predictor de Smith no se corresponde exactamente con la respuesta del sistema, típicamente cuando existen incertidumbres o errores de modelado. Concretamente, los términos acoplados se corresponden con la parte de la expresión que depende de los retardos L y \bar{L} , respectivamente. Como consecuencia de la dependencia del sistema con el retardo, la parte ideal de la expresión (3.10) cambia en cada instante en que se dispara un evento, pero la parte correspondiente a los términos acoplados continúan progresando durante un periodo igual a $\max\{L, \bar{L}\}$, es decir, hasta el instante $t_j + \max\{L, \bar{L}\}$. Durante este intervalo, la señal de realimentación dependería tanto de la muestra actual del error e^*_j , como de la anterior e^*_{j+1} . En la práctica, las dinámicas acopladas pueden ser consideradas como ciertos

desplazamientos de la señal con respecto a las condiciones iniciales y que se producen después de cada evento en la forma:

$$\begin{aligned}
 y_r(t_j + \max\{L, \bar{L}\}, j) &= r - j\Delta + e^*_{j\alpha}(t_j + \max\{L, \bar{L}\}) \\
 &\quad - e^*_{j\alpha t}(t_j + \max\{L, \bar{L}\})(t - \bar{L}) \\
 &\quad + \left[e^*_{j\alpha}(t_j + \max\{L, \bar{L}\}) \right. \\
 &\quad \left. + e^*_{j\alpha}(\bar{\tau} - \tau) \left(1 - e^{-\frac{t_j + \max\{L, \bar{L}\}}{\tau}} \right) \right] (t - L) = \\
 &= r - j\Delta + \lambda_j + \gamma_j = y_r(t_j, j) + \lambda_j + \gamma_j
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

donde $j < j_{max}$ y $\lambda_j, \gamma_j \in \mathbb{R}$ representarían, respectivamente, la dinámica ideal y la dinámica extra en la expresión (3.10) evaluada en el instante $t_j + \max\{L, \bar{L}\}$. De acuerdo con la expresión (3.20), dependiendo de los errores de modelado presentes y de su magnitud, las dinámicas acopladas podrían ejercer un efecto positivo o negativo sobre la señal de realimentación de manera que se alcancen niveles de cuantización superiores o inferiores al actual. El peor caso se daría cuando las dinámicas acopladas permanecieran hasta que se alcanza el valor $\pm\Delta$. En este caso, la señal de realimentación se desplazaría al menos una cantidad $\pm\Delta$ con respecto a la respuesta ideal, apareciendo este efecto cada vez que se dispara un evento. Como consecuencia, cuando la acción P se habilitara, su respuesta también sufriría un desplazamiento equivalente. Obviamente, un desplazamiento adicional de valor mayor o igual a $\pm\Delta$ en la banda que rodea la referencia sería indeseable debido a que nuevos eventos se dispararían y podrían aparecer ciclos límite.

3.3.2. Existencia del punto de equilibrio

Proposición (I): Sea un sistema de control conforme a la Figura 3.2 con un proceso a controlar tal como (1). Considerando perturbaciones escalón sobre la entrada y salida del sistema y errores de modelado estructurados y acotados, se puede afirmar que es posible encontrar un punto de equilibrio en torno a la referencia con el controlador PI-P.

Prueba: La dinámica del error del sistema de control basado en eventos de la Figura 3.2 en presencia de perturbaciones puede expresarse como:

$$e(t, j) = r - y_r(t, j) + d(t) \quad (3.21)$$

donde e^*_j correspondería con la última muestra recibida en el bloque del controlador después de que se aplique un salto escalón a la señal de referencia $r(t)$, y donde $d(t)$ reúne todas las posibles perturbaciones escalón sobre la entrada y salida del sistema, de manera que $d(t) \triangleq d_u(t) + d_y(t)$. Considerando (3.21) en el instante en el cual el sistema ha alcanzado la condición de conmutación dada por (3.8), es decir, $e^*(t) = e^*_k = \pm\Delta$, la salida del sistema será GUUB y permanecerá en el punto de equilibrio sin ciclos límite si la siguiente condición es satisfecha:

$$\left| \lim_{t \rightarrow \infty} e(t_{\pm 1} + t, 1) \right| < \Delta \quad (3.22)$$

que es equivalente a la expresión en (3.23).

$$|r| - \Delta < \left| \lim_{t \rightarrow \infty} y_r(t_{\pm 1} + t, \pm 1) \right| < |r| + \Delta \quad (3.23)$$

Esto significa que si el valor final alcanzado por la señal $y_r(t)$, cuando la acción de control P está habilitada, permaneciera encerrada en una banda $(-\Delta, \Delta)$ alrededor de la referencia para todos los instantes futuros, no ocurrirán nuevos eventos y el sistema habrá alcanzado un punto de equilibrio. Considerando (3.11), el valor final alcanzado por $y_r(t)$ dependerá del desplazamiento causado por las dinámicas acopladas en el intervalo γ_1 . Cabe destacar que el valor final que se obtendría mediante la expresión (3.11) con la acción de control P sería siempre el mismo: el valor $\pm\Delta$. Con el objetivo de simplificar, y sin pérdida de generalidad, las explicaciones se han centrado en el caso positivo (con una referencia positiva), cuya condición de conmutación se alcanza para $j = 1$ (para $e^* = \Delta$). Si la expresión para $y_r(t)$ en la desigualdad (3.23) se desarrolla como sigue:

$$\begin{aligned}
 \left| \lim_{t \rightarrow \infty} y_r(t, 1) \right| &= \left| y_r(t_1, 1) + \gamma_1 \right. \\
 &\quad + \lim_{t \rightarrow \infty} \left[e^{*}_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) - e^{*}_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) (t - \bar{L}) \right. \\
 &\quad \left. \left. + e^{*}_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) (t - L) \right] \right| = \\
 &= |y_r(t_1, 1) + \gamma_1 + \Delta| = |r - \Delta + \gamma_1 + \Delta| = |r| + |\gamma_1|
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

la condición final para evaluar la existencia del punto de equilibrio se obtendría como (3.25).

$$|\gamma_1| < \Delta \tag{3.25}$$

En (3.24), t_1 representa el instante en el cual los controladores son conmutados en un ciclo de control para un valor de la referencia dado r . Después del instante $t_1 + \max\{L, \bar{L}\}$, la acción de control P se aplicaría sobre la parte correspondiente a la dinámica acoplada de la expresión (3.11). De acuerdo con (3.18), bajo condiciones ideales, los controladores serían conmutados exactamente en el instante t_1 y la acción de control P se aplicaría en este mismo instante. En cambio, cuando existen incertidumbres en el modelo (3.4), conforme a (3.24), el límite $\lim_{t \rightarrow \infty} y_r(t_1, 1)$ se desplaza la cantidad γ_1 .

3.3.3. Alcance del punto de equilibrio

Proposición (II). En esta sección, se demuestra el alcance del punto de equilibrio en la presencia de incertidumbres estructuradas y acotadas. Dado el tipo de perturbación considerado en los análisis de este trabajo (perturbaciones de tipo escalón), las condiciones (3.23)-(3.25) se conservarán a pesar de la presencia de las mismas, debido a que en el instante de conmutación se cumplirá la siguiente condición en el sistema controlado con el diseño PI-P:

$$|e(t_1) + d(t_1)| = \Delta \tag{3.26}$$

Por lo tanto, si el punto de equilibrio existe, el sistema controlado por la estrategia PI-P será GUUB y por tanto estable, debido a que la condición de equilibrio (3.26) será siempre alcanzada como se demuestra a continuación.

Prueba: Expandingo la ecuación (3.21) con (3.10) e introduciendo las expresiones de las posibles perturbaciones escalón como $d(t) \triangleq d_y + d_u K \cdot (1 - e^{-t/\tau})$:

$$\begin{aligned} e(t, j) &= r - y_r(t, j) + d(t) = \\ &= r - \left[e^*_{j\alpha} t - e^*_{j\alpha} t(t - \bar{L}) \right. \\ &\quad \left. + \left[e^*_{j\alpha} t + e^*_{j\alpha} t(\bar{\tau} - \tau) \left(1 - e^{-\frac{L}{\tau}} \right) \right] (t - L) \right] + d(t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Si se deriva con respecto al tiempo la expresión (3.27), se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{e}(t, j) &= -\dot{y}_r(t, j) = \\ &= -e^*_{j\alpha} + e^*_{j\alpha}(t - \bar{L}) - e^*_{j\alpha}(t - L) \\ &\quad + \left[e^*_{j\alpha} \left(1 - \frac{\tau}{\bar{\tau}} \right) + \frac{d_u K}{\tau} \right] e^{-\frac{1+\tau}{\tau} t} (t - L) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Donde la parte de la expresión multiplicada por el término $e^{-\frac{1+\tau}{\tau} t}$ tiende a cero. De esta forma, usando el teorema del valor final, se obtiene:

$$\dot{e}(t, j) = -e^*_{j\alpha} \quad (3.29)$$

Demostrando que el sistema con el controlador PI-P tiende a la condición de conmutación de los controladores a pesar de la incertidumbre y las perturbaciones. Además, cabe destacar que la velocidad de convergencia tiene una fuerte dependencia con el parámetro α . Las ecuaciones (3.26)-(3.29) confirman que, para el instante en el que se alcanza el estado de conmutación, las perturbaciones son totalmente canceladas o próximas a serlo.

3.3.4. Condición de estabilidad práctica

Como se ha descrito y demostrado, la estabilidad práctica del sistema quedaría caracterizada por el cumplimiento de las dos proposiciones previas. En este contexto, atendiendo a la expresión (3.25), la única forma de garantizar la existencia de un punto

de equilibrio (y por tanto su alcance), sería calcular el valor γ_1 mediante métodos recursivos. El cálculo de tal valor sería dependiente de los estados considerados y, por tanto, desde el punto de vista de diseño puede ser computacionalmente costoso e ineficaz en la práctica. En base a esto, se propone una condición más conservadora para garantizar la estabilidad. Dado que las muestras del error enviadas al controlador se van reduciendo a medida que la señal de realimentación se incrementa, se cumple que los valores γ_j también se van reduciendo consecuentemente y, por tanto, se puede afirmar que $\gamma_{j_{max-1}} > \gamma_{j_{max-2}} > \dots > \gamma_2 > \gamma_1$. En consecuencia, más que desarrollar el cálculo de γ_1 por métodos recursivos, resultaría más útil evaluar si cualquiera de los valores de γ_j satisface la condición (3.25). En este contexto, la condición más simple a evaluar sin la necesidad de algoritmos recursivos (y, a su vez la más conservativa) vendría dada por (3.30).

$$|\gamma_{j_{max-1}}| = \left| e^{*_{j_{max}}} \alpha \left[(L - \bar{L}) - (\tau - \bar{\tau}) \left(1 - e^{-\frac{L}{\bar{\tau}}} \right) \right] \right| < \Delta \quad (3.30)$$

Si se cumple la condición (3.30), se puede afirmar que el sistema en presencia de errores de modelado estructurados y perturbaciones escalón será GUUB, es decir, el sistema tendrá un punto equilibrio. Tal condición define una condición suficiente (pero no necesaria) para evaluar la estabilidad práctica del sistema con el controlador PI-P. La solución proporciona un rango de valores para los parámetros de sintonía que asegura la estabilidad pero, como se puede deducir, la solución estaría sesgada y podría ser más precisa si se calculara explícitamente el valor de γ_1 mediante métodos recursivos o recurriendo a la simulación. La razón de no calcular de manera explícita la expresión para γ_1 es debido a que su análisis depende del número de estados considerados (relación r/Δ) y su cálculo conllevaría un prolongado desarrollo sin contribuir sustancialmente al análisis de estabilidad de este tipo de controlador. Además, el valor obtenido representaría una solución particular para los estados considerados que no sería generalizable en la medida de la expresión (3.30). En este sentido, merece la pena destacar la importancia práctica de la condición conservadora propuesta, la cual es fácilmente evaluable. No obstante, en el próximo capítulo se presentará una herramienta de diseño y simulación con la cual se puede desarrollar de una manera intuitiva el cálculo explícito de los valores más precisos del dominio de estabilidad (como una función de los parámetros de sintonía).

3.4. COMPENSACIÓN DE LA INCERTIDUMBRE

Una de las desventajas fundamentales de los sistemas de control basados en predictores es la influencia de las incertidumbres y los errores de modelado. Tal como se ha descrito en la sección dedicada al comportamiento de la arquitectura propuesta, los errores de modelado causan desplazamientos en la respuesta de la señal de realimentación y, como consecuencia, el sistema es conducido a la referencia con error en estado estacionario, a menos que la ley de control sea adaptada con respecto a (3.8). Por este motivo, uno de los objetivos de diseño del controlador PI-P fue el de proporcionar un grado extra de libertad (por medio de la ganancia proporcional K_{P2}) con el que poder tratar de evitar este efecto indeseado y mejorar la respuesta estacionaria. Resulta destacable comentar que el reajuste de la parte P representaría la forma más simple de conseguir tal objetivo, manteniendo las prestaciones del sistema global.

Desde un enfoque temporal, la consecuencia de los errores de modelado son variaciones en los instantes de disparo de los eventos, concretamente, fluctuaciones en los intervalos entre eventos con respecto a los valores ideales (los obtenidos con un modelo del proceso perfectamente conocido). Como se mencionó en la sección 3.3.1, aparecen ciertas dinámicas acopladas a la señal de realimentación y, una vez la acción del controlador P es habilitada, la respuesta se ve desplazada una cantidad de γ_1 . A causa de este desplazamiento, el valor final alcanzado por la salida del sistema (fijado por la ley de control (3.8) como $\Delta \cdot K_{P2}$) presentaría error en estado estacionario y, en este escenario, la salida del sistema $y(t)$ no reproduciría el comportamiento de la señal de realimentación (con el consecuente retardo L). No obstante, dado que los procesos estudiados en la presente Tesis no presentan integradores puros en su función de transferencia, la señal de salida del sistema y la de realimentación comparten un mismo valor en estado estacionario cuando la acción del controlador proporcional está habilitada. Esta ventaja ha sido explotada en el diseño del algoritmo para la compensación de los errores de modelado. Como la señal de realimentación del sistema $y_r(t)$ se compone de un modelo sin retardo $\bar{P}_0(s)$, el cual es perfectamente conocido, el valor de su salida puede ser fácilmente estimado para reajustar la ganancia del controlador proporcional K_{P2} . De esta manera, el algoritmo propuesto consistiría en

medir (de manera directa) o estimar (de manera indirecta a partir de la evolución del lazo) los nuevos intervalos entre eventos (los resultantes de los errores de modelado) y usarlos para calcular cuánto debería cambiar la ganancia K_{P2} (para alcanzar el valor de referencia). Así, dada una referencia r , la nueva ganancia requerida K_{P2} para evitar el error en estado estacionario se obtendría como:

$$\bar{y}_0(t_1) = \sum_{j=j_{max}}^2 j\Delta\alpha T_j \quad (3.31)$$

$$K_{P2} = \frac{r - \bar{y}_0(t_1)}{\Delta K}$$

donde los valores T_j podrían ser obtenidos mediante medida directa o estimados de manera indirecta a través de las expresiones indicadas en (3.35). El valor $\bar{y}_0(t_1)$ representaría la estima del valor de salida del subsistema $\bar{P}_0(s)$ en el instante de conmutación t_1 .

De esta forma, con sólo reajustar la ganancia de la componente P del controlador PI-P, la salida del sistema alcanzaría asintóticamente el valor de referencia. Adicionalmente, este reajuste no afectaría a las prestaciones del controlador global para el rechazo de perturbaciones, dado que estaría exclusivamente focalizado en la componente P. Obviamente, se debería tener en cuenta un aspecto y es que, una vez la respuesta ha alcanzado el valor de referencia y se encuentra encerrada en la banda muerta $(-\Delta, \Delta)$, si aparecieran nuevas perturbaciones y ellas no contribuyeran con la suficiente energía como para disparar nuevos eventos, el sistema presentaría error en estado estacionario. Sin embargo, merece la pena destacar que éste es un problema común a todas las implementaciones basadas en eventos que consideran una banda muerta alrededor de la referencia, y con independencia del controlador empleado.

Uno de los aspectos a destacar del algoritmo propuesto es la simplicidad del mismo. Se trataría de una rutina especialmente sencilla con la que poder abordar la problemática de la incertidumbre. El algoritmo se podría ejecutar on-line sin incrementar la carga computacional del lazo, debido a que los valores T_j podrían medirse directamente durante los experimentos a partir de técnicas de *time-stamp*, o en

cambio se podría recurrir a su estimación a partir de las expresiones (3.31). Como se demostrará más adelante, en la sección dedicada a los análisis en simulación y experimentales, el algoritmo propuesto trabajará correctamente tanto en la presencia de incertidumbres estructuradas como no estructuradas.

3.5. METODOLOGÍA DE SINTONÍA

Una de las principales contribuciones de la presente Tesis ha sido el desarrollo (como parte del proceso de co-diseño) de una metodología de sintonía específica para sistemas de control basados en eventos como el propuesto, con el objetivo de que sea de fácil aplicación, interpretación y extensión (premisas impuestas en el diseño). Una gran ventaja del enfoque actual es que la respuesta del sistema puede ser predicha con cierta precisión (bajo condiciones ideales lo sería de manera perfecta) y tal característica puede ser explotada para el cálculo no sólo de índices de rendimiento y prestaciones características de los sistemas basados en eventos, sino también de los planificados en tiempo.

3.5.1. Parámetros de sintonía

Como parte del nuevo procedimiento de sintonía, los tres parámetros básicos que caracterizan la ley de control del diseño PI-P (K_{P1}, T_I, K_{P2}) son reemplazados por los parámetros (Δ, α) , los cuales están relacionados con el generador de eventos y el controlador respectivamente. De cara a la sintonía, los parámetros originales serían especificados conforme a los parámetros del modelo del proceso según la definición de (3.8). A través de este cambio se consiguen ciertas ventajas prácticas, debido a que los nuevos parámetros de sintonía presentan un efecto más interactivo sobre la respuesta. Proporcionan dos grados de libertad con los que poder ajustar la forma de la respuesta y su influencia resulta muy intuitiva de cara al proceso de diseño. Por un lado, el parámetro Δ controlaría la distancia entre dos eventos consecutivos (en términos de magnitud), y consecuentemente, la sensibilidad del generador de eventos en términos del número de eventos esperado. Dado el comportamiento lineal a tramos del sistema (ante el controlador PI), no resultaría complejo determinar la distancia en términos de tiempo entre dos eventos consecutivos. Complementariamente, el parámetro α regularía la velocidad con la que la respuesta converge a la referencia y, por tanto, estaría

directamente relacionado con el esfuerzo de control que desempeña el sistema y con la capacidad que éste presenta para rechazar perturbaciones y reducir el error de control. En este contexto, la influencia que tienen los parámetros (Δ, α) sobre las prestaciones generales del sistema de control puede ser estimada a través de la definición de un conjunto de índices de rendimiento y, con ellos, definir un marco de trabajo con el que poder desarrollar la sintonía.

3.5.2. Índices de rendimiento

Los índices de rendimiento permiten caracterizar la respuesta esperada para el sistema de control basado en eventos y poder desarrollar la sintonía de manera práctica. La presente Tesis se ha centrado en la predicción de cuatro índices para el sistema: el tiempo de asentamiento, el esfuerzo de control, el error de control acumulado y el esfuerzo de muestreo. La forma de calcular cada uno de ellos se detalla en lo sucesivo.

Dado un valor de referencia r y unos parámetros de sintonía (Δ, α) , el tiempo de asentamiento esperado para un sistema según la Figura 3.2 podría calcularse como:

$$T_{ST}(r, \Delta, \alpha) = L + \frac{a}{|j_{max}| \Delta \alpha} + \sum_{j=|j_{max}|}^2 \frac{\Delta}{j \Delta \alpha} + T_s \quad (3.32)$$

Donde j_{max} y a representan respectivamente el cociente y el resto de la división entera $r \div \Delta$. El parámetro T_s se define como 5τ (intervalo de tiempo en el cual la respuesta de un sistema de primer orden se encuentra encerrada en la banda de error del 0,7 % alrededor de la referencia).

El esfuerzo de control y la capacidad para seguir referencias pueden estimarse cualitativamente a partir de dos índices de rendimiento: el IAU, definido como la integral del valor absoluto de la señal de control dividido por el tiempo de asentamiento (3.34) y el IAE, dado por la integral del valor absoluto de la señal de error de control (3.33). A partir de (3.10)-(3.11)-(3.13) y (3.32), el índice IAE podría ser precalculado para una referencia dada r como sigue:

$$\begin{aligned}
 IAE(r, \Delta, \alpha) &= \int_0^{T_{ST}} |e(t)| dt = \int_0^L |e(t)| dt + \sum_{j=j_{max}}^1 \int_0^{T_j} |e(t)| dt = \\
 &= \int_0^L |r| dt + \sum_{j=j_{max}}^1 \int_0^{T_j} |r - (y_r(t, j) + y_r(t_j, j))| dt = \\
 &= |Lr| + \sum_{j=j_{max}}^2 \int_0^{T_j} |r - (j\Delta\alpha t + y_r(t_j, j))| dt \\
 &\quad + \int_0^{T_1} |r - (\Delta(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + y_r(t_1, 1))| dt
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

donde $y_r(t_j, j)$ se definió en (3.12). De manera similar, a partir de (3.6)-(3.8) y (3.32), se podría calcular el índice IAU como:

$$\begin{aligned}
 IAU(r, \Delta, \alpha) &= \frac{\int_0^{T_{ST}} |u(t)| dt}{T_{ST}(r, \Delta, \alpha)} = \frac{\sum_{j=j_{max}}^1 \int_0^{T_j} |u(t)| dt}{T_{ST}(r, \Delta, \alpha)} = \\
 &= \frac{\sum_{j=j_{max}}^2 \int_0^{T_j} |e^*_{jK_{P1}} \left(1 + \frac{T_{j+1}}{T_l}\right) + u_0(t_j, j)| dt + \int_0^{T_1} |e^*_{1K_{P2}} + u_0(t_j, j)| dt}{T_{ST}(r, \Delta, \alpha)} \\
 &\quad \text{with } u_0(t_j, j) \\
 &= \begin{cases} \sum_{j_{max}^{-1}}^j e^*_{j+1K_{P1}} \left(1 + \frac{T_{j+1}}{T_l}\right) - \frac{\alpha\Delta\tau}{K} & \text{for } j \in [j_{max} - 1, 1] \\ 0 & \text{for } j = j_{max} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

y donde los valores T_j se estimarían como:

$$T_j = T_{j \rightarrow j-1} = \begin{cases} \frac{\Delta + a}{\alpha\Delta j} & \text{for } j = j_{max} \\ \frac{1}{\alpha j} & \text{for } j \in [j_{max} - 1, 2] \\ T_s & \text{for } j = 1 \end{cases} \tag{3.35}$$

En el contexto del control basado en eventos resulta muy usual recurrir al cálculo del esfuerzo de muestreo como medida adicional para caracterizar el rendimiento del sistema. En este sentido, una de las ventajas adicionales del enfoque propuesto sería que el sistema tiene una respuesta típicamente sobreamortiguada, es decir, sin sobrepaso.

Este aspecto beneficia al sistema en cuanto a la eficacia del muestreo, dado que para un umbral de evento definido, el número de eventos esperado para alcanzar la referencia sería el mínimo posible (considerando un esquema de muestreo del tipo SSOD).

Considerando el esquema de control acorde a la Figura 3.2, el número de eventos esperado se podría obtener como:

$$S = 2(r \div \Delta) \quad (3.36)$$

donde la operación $r \div \Delta$ representa la división entera. Tal como se puede apreciar, el esfuerzo de muestreo del diseño PI-P presenta una dependencia exclusiva con el parámetro Δ .

Un aspecto destacable del enfoque es que, aunque los índices de rendimiento suelen aportar una valiosa información con la que realizar diseños, no siempre resulta sencillo obtener una expresión analítica con la que estimarlos. Generalmente, este es un aspecto que se suele derivar de la simulación extensiva de los esquemas y por tanto calculados a posteriori. Especialmente, en el contexto del control basado en eventos, la predicción de aspectos tales como el tiempo de asentamiento, el número de eventos previsto o los otros índices referentes al esfuerzo de control o seguimiento de referencias entrañan una difícil tarea debido a la dependencia de los muestreos con el comportamiento del sistema y, por tanto, al carácter asíncrono de los eventos.

Junto con los índices presentados, otro aspecto que puede ser considerado como parte del desarrollo de la metodología de la sintonía sería el de un tipo de restricción sobre el actuador del sistema. Concretamente, se podrían analizar recomendaciones de diseño para restricciones de tipo *slew-rate*. Una restricción de este tipo impone una cota superior sobre la pendiente de la respuesta en la forma de $(j\Delta\alpha\tau)_{max}$. Sin embargo, de acuerdo con el enfoque predictivo del presente trabajo, para un valor de referencia r dado, se podrían pre-calcular los valores máximos de j , Δ y α tal que se satisfaga la cota superior impuesta por la restricción del actuador y así tenerlos en cuenta como parte de la sintonía del sistema. Además, la definición de la restricción del actuador durante la fase desarrollo de la sintonía resulta útil para evitar el *bumping effect* de la señal de control. Cada vez que se produce un evento, debido a que la señal de error está

cuantizada según un paso Δ , la acción proporcional de la parte PI del controlador PI-P genera el *bumping effect*. Si la sintonía fuese desarrollada bajo esta recomendación, de forma que se cumpliera la restricción del *slew-rate*, este fenómeno se vería muy reducido y, consecuentemente, la pérdida de rendimiento del sistema no sería sustancial. En la práctica, este efecto podría ser anulado si la sintonía fuera lo suficientemente conservadora pero, por el contrario, esta dinámica podría llegar a ser crítica si la restricción fuese severa y el diseño ignorara tal recomendación.

3.5.3. Regiones de sintonía

En la práctica, los aspectos mencionados hasta ahora permiten definir un marco de trabajo para el desarrollo de la sintonía. En este sentido, la sintonía podría llevarse a cabo por medio del concepto de las *regiones de sintonía* del sistema. Una región de sintonía ha sido definida en la presente Tesis como un espacio de parámetros que relaciona un conjunto de índices de rendimiento del sistema con los parámetros de sintonía (Δ, α) . La definición gráfica de las curvas de sintonía se ha concebido de manera que éstas muestren información sobre el índice de rendimiento observado, el número de eventos esperado y las restricciones del actuador. Un conjunto representativo de regiones de sintonía se podría precalcular fácilmente a partir de expresiones tales como (3.32)-(3.36) (aunque el enfoque se ha centrado en los índices propuestos, cabe destacar que este podría ser extendido a otras características de interés mediante la definición de su índice). Para ilustrar el enfoque, en la Figura 3.13 se han calculado las curvas de sintonía para los índices de rendimiento propuestos T_{ST} , IAU, e IAE. Para ello, se ha definido a modo de ejemplo el proceso dado por la función de transferencia (3.37), y se ha restringido el espacio de parámetros a los rangos $\Delta \in [0.1, 0.5]$ y $\alpha \in [0.1, 1]$. Adicionalmente, se ha considerado una restricción para el *slew-rate* dada por $(j\Delta\alpha\tau)_{max} = 0.5$.

$$P(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.6s} \quad (3.37)$$

La información que muestra cada región de sintonía se explica en lo sucesivo. Las líneas rayadas blancas verticales definen puntos donde el resto de la división entera (conforme a la expresión (3.36)) es cero y, por lo tanto, delimitan áreas de parámetros

con el mismo número de eventos esperado. Esto significa que diferentes especificaciones para los parámetros de sintonía que se encuentren encerradas en la misma franja de líneas rayadas blancas verticales, desempeñará el mismo esfuerzo de muestreo. Por otro lado, las líneas rayadas rojas están asociadas con la restricción del actuador. Éstas delimitan horizontalmente dos áreas de parámetros donde la restricción del actuador cumple o no respectivamente. La forma de interpretar la restricción depende de la curva de sintonía considerada. En el caso de la región de sintonía dedicada al tiempo de asentamiento (Figura 3.13a), considerando una de las áreas con la misma tasa de eventos, los incrementos en α reducirían el valor del índice T_{ST} . En este caso, la restricción del actuador se debería interpretar como una cota inferior en el valor del índice de rendimiento. De manera similar, la Figura 3.13b muestra la región de sintonía para el índice IAU según la definición dada en (3.34). En este caso, cada área entre líneas verticales blancas representa la evolución del esfuerzo de control ante esfuerzos de muestreo semejantes (tasas de eventos). La restricción del actuador (líneas rayadas rojas) delimitaría en este caso una cota superior. Como expresa la figura y resulta lógico, mayores valores de α se traducen a mayores valores del esfuerzo de control. Por último se considera el caso de la región de sintonía para el IAE (Figura 3.13c). Aquí, mayores valores del parámetro α resultan en valores más reducidos del índice IAE para una misma tasa de eventos. Al igual que en el caso del índice T_{ST} , las líneas rojas definirían para este caso una cota inferior.

Con el objetivo de ilustrar la metodología, se han mostrado un conjunto de curvas de sintonía para el proceso de ejemplo (3.37). En este contexto, dado un modelo genérico para el proceso del tipo FOPTD o una aproximación del mismo a tal estructura y una referencia r , se podría precalcular un conjunto de regiones de sintonía como las planteadas o considerar cualquier otro índice de rendimiento a discreción del diseñador. Una posible crítica a la metodología propuesta es que las curvas de sintonía serían calculadas teniendo en cuenta condiciones ideales, es decir, bajo una identificación exacta del modelo del proceso. Aunque siendo representativo, esto sería un caso particular, pero resulta destacable que la mayoría de las metodologías de sintonía partan de dicha premisa (véase (O'Dwyer, 2006)). No obstante, a pesar de tal falta de exactitud, las curvas seguirán siendo representativas haciendo que las desviaciones se encuentren acotadas con una tolerancia relativamente reducida, lo cual se conseguirá mientras se cumpla la condición de estabilidad definida en (3.30).

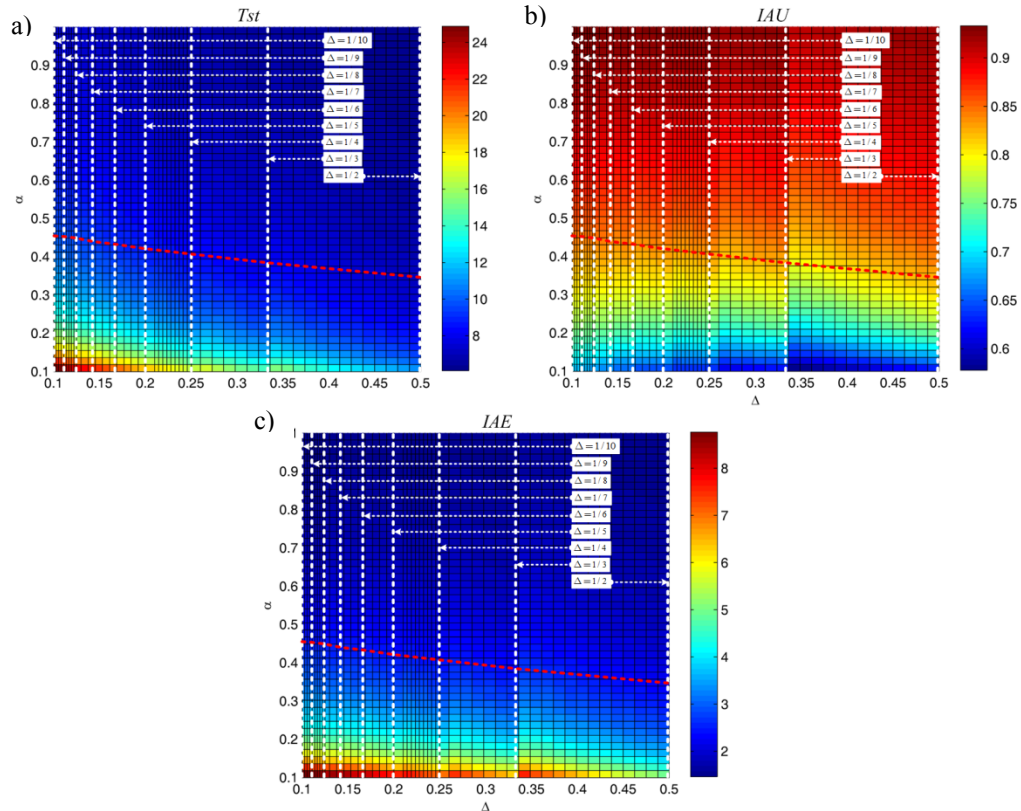


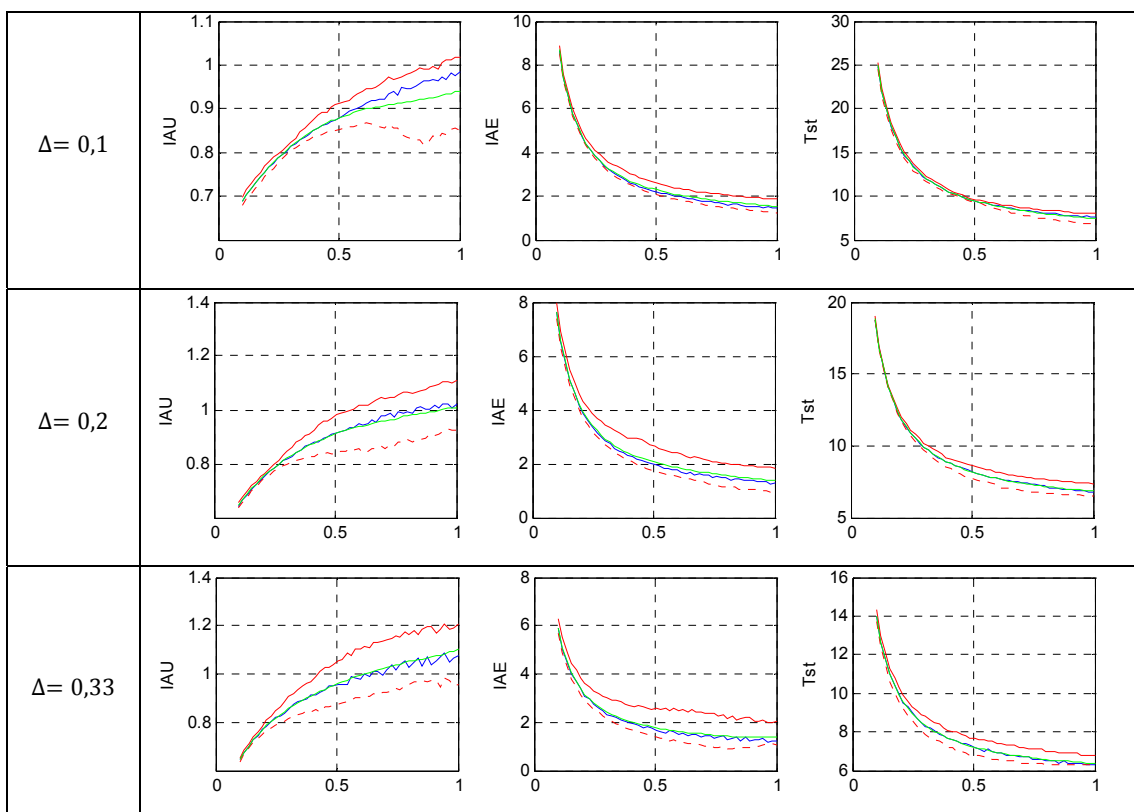
Figura 3.13: (a) Región de sintonía para el índice de rendimiento del tiempo de asentamiento (3.32). (b) Regiones de sintonía para el índice de rendimiento IAU (3.34). (c) Regiones de sintonía para el índice de rendimiento IAE (3.33). Las líneas rojas discontinuas de cada figura indican una cota superior o inferior en la restricción del actuador. Las líneas blancas discontinuas delimitan áreas con el mismo esfuerzo de muestreo

Si se desea estudiar la posible influencia de los errores de modelado sobre las curvas de sintonía se debería de recurrir a la simulación numérica. En este contexto, una forma de desarrollar las curvas de sintonía y, a su vez, poder ilustrar de una manera intuitiva la influencia que ejercen sobre las mismas los errores de modelado, sería el de partir de curvas en dos dimensiones. A pesar de que la representación en 3D resulta más completa, merece la pena introducir este tipo de representación de los parámetros de sintonía debido a que este tipo de curvas son las que se mostrarán en la herramienta interactiva presentada en el siguiente capítulo. En este caso, se optó por una representación en 2D debido a las limitaciones computacionales que establece la interactividad de la herramienta en la cual se ha desarrollado. La recarga de las curvas en 3D requeriría demasiado tiempo y casi suprimiría las ventajas interactivas de la misma. La única forma de mantener esta propiedad sería recurrir a la reducción de la precisión de las curvas, lo cual no es conveniente para los diseños.

3.5.4. Influencia de la incertidumbre sobre las curvas de sintonía. Análisis de Montecarlo

La representación en 2D de las curvas de sintonía para el controlador PI-P fue tratada en (Ruiz et al., 2013). Según este tipo de representación, las regiones de sintonía estarían formadas por curvas aisladas definidas para valores particulares del parámetro Δ . De esta manera, cada curva calculada mostraría la evolución de un índice de rendimiento concreto como una función del parámetro α y para un único valor de Δ (y, por tanto, cada curva correspondería con una tasa de eventos única). Como se deduce fácilmente, la representación en 3D resulta más precisa y versátil para el desarrollo de la sintonía. Este tipo de representación no será un problema para el análisis con la herramienta descrita en el siguiente capítulo gracias a las opciones de interactividad de la misma.

Tabla 3.1: Análisis de la influencia de la incertidumbre sobre las curvas de sintonía



Los gráficos de la Tabla 3.1 muestran un ejemplo de la influencia de las incertidumbres estructuradas sobre las curvas de sintonía para el proceso de ejemplo (3.37). Por motivos de claridad en la representación, sólo se muestra una única curva de

sintonía para cada caso, los correspondientes a $\Delta = \{0,1; 0,2; 0,33\}$. Las gráficas exhiben los valores medios, máximos y mínimos obtenidos mediante simulaciones de Montecarlo donde se ha considerado una incertidumbre máxima en la identificación de los parámetros L y τ del 20 % y el 50 % respectivamente. Las curvas dibujadas en azul representan las curvas ideales, es decir, bajo una identificación perfecta del modelo del proceso. Las curvas rojas de trazo continuo y rayado expresan, respectivamente, los valores máximos y mínimos de toda la serie y las curvas verdes los valores medios. Como se observa, ante incertidumbre estructurada como la considerada, la dispersión es aproximadamente simétrica y los valores medios fluctúan en torno a los ideales. La principal conclusión derivada de los resultados es que la dispersión presenta una dependencia creciente con el valor del parámetro α .

3.5.5. Guía de diseño de controladores PI-P

En los apartados previos, se ha explicado la metodología de sintonía mediante el uso de las regiones de sintonía (tanto en 2D como en 3D) y, a través de un modelo de ejemplo, se ha expuesto la influencia de la incertidumbre sobre las mismas. A partir de ahora, se analiza el enfoque desde un punto de vista cualitativo, con el objetivo de proponer una guía de recomendaciones de diseño con las que llevar a cabo la sintonía. Para ello, se empleará de nuevo como ejemplo el proceso (3.37), del cual fueron calculadas las curvas de sintonía.

La Figura 3.14 y la Figura 3.15 representan la respuesta temporal del sistema para diferentes ejemplos de sintonía. En ambos casos, la referencia se ha especificado como $r = 1$. En el experimento de la Figura 3.14 se ha fijado α a 0,5 y el parámetro de sintonía Δ cambia conforme al conjunto $\{0,1; 0,25; 0,5\}$. En términos cualitativos, cuando se fija α y se varía Δ , la velocidad de convergencia de la respuesta prácticamente se conserva, mientras que la tasa de eventos se puede reducir a razón del resultado de la ecuación (3.36).

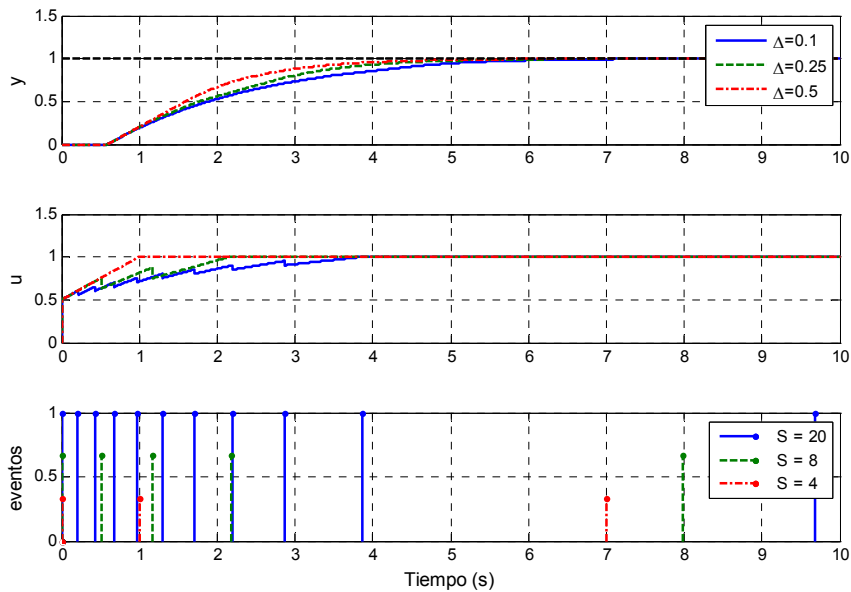


Figura 3.14: Influencia del parámetro Δ . Salidas, señales de control y relación de eventos en el ejemplo (3.37)

La influencia del parámetro α se analiza en la Figura 3.15. En este experimento, el parámetro Δ se define con el valor 0.25 y se varía α conforme a los valores del vector $\{0,25; 0,5; 1\}$. Como se observa en los resultados, la velocidad de convergencia de la respuesta se acelera a razón de los incrementos en α , mientras que la tasa de eventos resultante se conserva. Cabe destacar la correspondencia entre los valores de rendimiento predichos por las curvas de sintonía y los resultados obtenidos de la simulación.

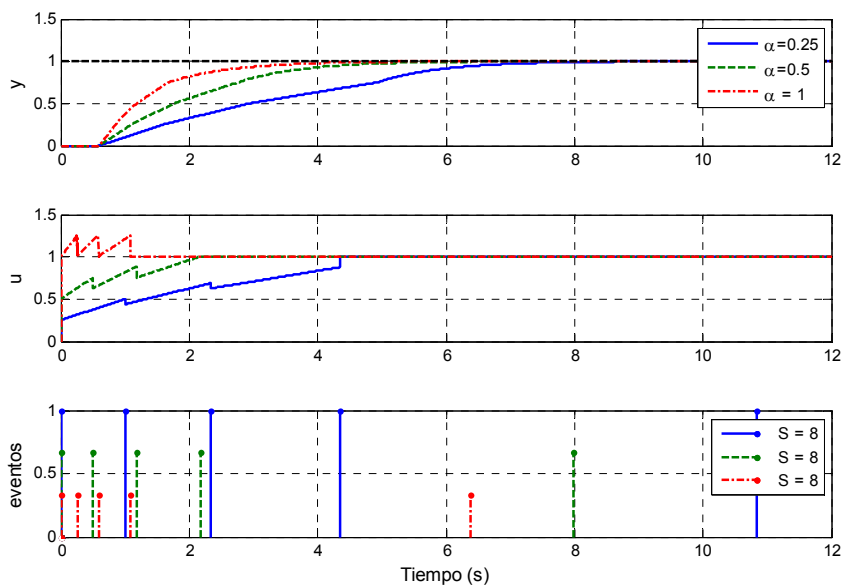


Figura 3.15: Influencia del parámetro α . Salidas, señales de control y relación de eventos en el ejemplo (3.37)

Como se observa en los ejemplos de los experimentos anteriores, bajo condiciones ideales, el sistema siempre alcanza el valor de referencia deseado sin error en estado estacionario, gracias a la compensación del retardo aportada por el predictor. En el caso contrario, si existieran errores en el modelado del proceso, los resultados de las regiones de sintonía no se corresponderían exactamente con los valores predichos por las curvas pero, aún así, su exactitud y validez podría seguir considerándose como satisfactoria si se siguieran algunas recomendaciones de diseño. La primera y fundamental sería que los parámetros de sintonía deberían cumplir con la restricción impuesta al actuador y con la condición estabilidad práctica definida en (3.30). El cumplimiento de esta condición, a su vez, preservaría la característica (3.36) en las prestaciones del sistema y así las desviaciones en el resto de índices estarían acotadas. La influencia de la cota (3.30) se analiza a partir de ahora con más detalle. En la Figura 3.16 se han calculado los máximos valores de α que satisfacen la condición de estabilidad para diferentes casos de incertidumbre estructurada. La figura ilustra cómo se va relajando la restricción de estabilidad a medida que se incrementa el umbral de evento Δ . En un sentido amplio, esto no implica necesariamente una mejora del rendimiento, dado que la cota de error en estado estacionario también se incrementaría. Además, ciertas perturbaciones de magnitud no despreciable podrían quedar enmascaradas en la banda muerta si los límites de la zona de equilibrio están considerablemente alejados del valor de referencia.

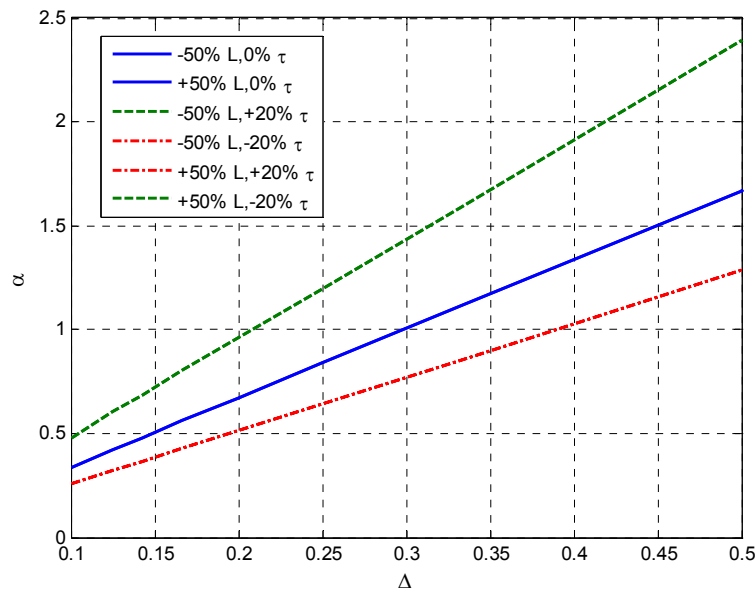


Figura 3.16: Evolución de la condición (3.30) para varios casos de errores de modelado estructurados

En el caso de que fuera posible identificar la incertidumbre o, en su defecto, establecer una cota para las mismas, resultaría sencillo obtener una representación combinada sobre las regiones de sintonía y la evolución de la condición de estabilidad (como las mostradas en la Figura 3.13 y Figura 3.16 respectivamente).

En base a todo lo explicado hasta el momento, se proponen a modo de guía algunas de las recomendaciones consideradas fundamentales para el ajuste de los parámetros de sintonía:

- Para procesos cuyos modelos sean relativamente precisos y donde no existan restricciones severas en el actuador, el diseñador podría calcular la región de sintonía deseada y elegir cualquier conjunto de parámetros de sintonía factible para su diseño.
- Cuando existan restricciones en el actuador del sistema, los parámetros de sintonía deberían satisfacer la cota superior definida por $(j\Delta\alpha\tau)_{max}$. Adicionalmente, se podrían considerar esquemas *Anti-Windup* para tratar con las saturaciones (véase (Åström & Hägglund, 2005; Garrido, 2012)).
- El valor del umbral Δ resulta fundamental para definir el comportamiento de la banda muerta y el punto de equilibrio del sistema. En la presencia de ruido en la medida del sensor, el valor del umbral de evento Δ debería ser mayor que el de la banda de ruido, con el objetivo de evitar trenes de eventos indeseados. También se debe prestar atención a este parámetro en relación al comportamiento ante perturbaciones. Si el umbral de eventos Δ fuese demasiado pequeño, el sistema sería muy sensible a las perturbaciones de pequeña ganancia en la banda muerta y se dispararían fácilmente nuevos eventos tras alcanzar el estacionario. Por el contrario, si este valor fuese demasiado elevado, perturbaciones relativamente significativas podrían quedar enmascaradas por la banda muerta, repercutiendo con un elevado error en estado estacionario. En este contexto, se debería llegar a un compromiso entre la detección de perturbaciones y el disparo de nuevos eventos. Un rango recomendado para la definición del parámetro Δ sería el comprendido entre dos veces la banda de ruido y la cota definida por $|r/2|$.
- La capacidad para rechazar perturbaciones depende, fundamentalmente, de la parte PI del controlador PI-P. Valores elevados del parámetro α incrementan la

agresividad de la parte PI del controlador y hacen converger la respuesta más rápidamente. No obstante, se debería ser cauteloso en su definición porque, ante incertidumbre, el valor del parámetro α puede condicionar el dominio de estabilidad del sistema, tal como se describió previamente en la Figura 3.16 y se comprobó a través de sus efectos en la dispersión de las curvas de sintonía.

- Si los errores de modelado son significativos, entonces las regiones de sintonía representan aproximaciones de los valores predichos para los índices de rendimiento. La sensibilidad de las aproximaciones fue explorada en el apartado anterior. En esta situación resulta fundamental satisfacer la condición de estabilidad (3.30). Concretamente, sería recomendable seguir un procedimiento en dos pasos: (I) El valor del parámetro α debería ser reducido hasta su valor mínimo admisible (se debe tener en cuenta que los incrementos en α contribuyen, por lo general, a alejar la salida del sistema del punto de equilibrio disminuyendo el margen de estabilidad e incrementando el error en estado estacionario) y (II) el valor del parámetro Δ debería ser incrementado hasta satisfacer la condición (3.30). Disminuir α e incrementar Δ da como resultado en sistemas más conservadores, pero también más robustos a la incertidumbre y con dominios de estabilidad superiores.
- Otro factor a tener en cuenta es el esfuerzo de muestreo del sistema. En arquitecturas con posibles restricciones energéticas o de ancho de banda, tales como los sistemas inalámbricos alimentados por baterías, resulta muy aconsejable disminuir el esfuerzo de muestreo en la medida de lo admisible por las prestaciones del sistema (conforme a los resultados de la expresión (3.36)).

Las recomendaciones planteadas representan un apoyo fundamental para la realización del diseño de los parámetros de sintonía. En el siguiente capítulo se presentará una herramienta sintonía y análisis con la que se podrán analizar de manera gráfica e intuitiva todos los aspectos comentados.

3.5.6. Formulación como un problema de optimización multiobjetivo

Una forma de obtener diseños adecuados en la selección de parámetros sujetos a restricciones es recurriendo a la optimización. Los requerimientos de diseño (en forma de índices de rendimiento deseados) se podrían definir como elementos de entrada de un

problema de optimización *multiobjetivo*, donde las funciones objetivo serían los índices de rendimiento, las variables de decisión serían Δ y α y las restricciones, serían las definidas previamente en la metodología de diseño (por ejemplo, la restricción correspondiente al *slew-rate*). Una posible forma de enfocar el problema sería la indicada en la tabla siguiente:

Tabla 3.2: Formulación de la sintonía del controlador como un problema de optimización

<p><i>Encontrar</i> $x = [\Delta, \alpha]^T$</p> <p><i>Sujeto a:</i></p> $j_{max}\Delta\alpha \leq SR$ $S \leq S_{max}$ $T_{ST}(r, \alpha, \Delta) \leq T_{ST_{max}}$ <p><i>Minimizando:</i></p> $f(x) = [f_1(x), f_2(x)]$

donde

$$f_1(x) = IAE(r, x, T_{ST}(x))$$

$$f_2(x) = IAU(r, x, T_{ST}(x))$$

conforme a las expresiones dadas en (3.32)-(3.34), y cuya solución se podría abordar mediante el método de la suma ponderada (Hwang & Masud, 1979) como:

$$\min \sum_{i=1}^k Q_i f_i(x)$$

o por el método de programación por metas (Hwang & Masud, 1979):

$$\min \sum_{i=1}^k Q_i |f_i(x) - M_i|$$

donde $Q_i > 0$ sería el coeficiente de peso del objetivo i y M_i representaría la meta del objetivo i -ésimo, es decir los valores deseados de los índices de rendimiento.

La optimización multiobjetivo no lineal representa una línea de investigación muy activa en la actualidad, dada la elevada dificultad que entraña. Este aspecto se separa sustancialmente de los objetivos iniciales de la presente Tesis y se propone como una de los posibles trabajos en el futuro cercano. Una forma posible de reducir la complejidad del problema sería la aproximación polinomial de las regiones de sintonía como función a optimizar. En el caso que nos ocupa, el desarrollo de la sintonía se plantearía mediante la especificación de los requerimientos y la búsqueda de soluciones a los mismos, lo que podría definirse en la forma de la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Formulación de la sintonía como un problema de delimitación de soluciones

<p><i>Encontrar</i> $x = [\Delta, \alpha]^T$</p> <p><i>Sujeto a:</i></p> $j_{max} \Delta \alpha \leq SR$ $T_{ST}(r, x) \leq T_{ST_{max}}$ $S \leq S_{max}$ $f_1(x) \leq IAE_{max}$ $f_2(x) \leq IAU_{max}$

3.6. EVALUACIÓN DE LA ROBUSTEZ

La evaluación de la robustez en el paradigma del control basado en eventos entraña una elevada dificultad. Como resulta lógico, las premisas necesarias para aplicar los métodos tradicionales basados en el dominio de la frecuencia no se sostienen para este tipo de sistemas y, por lo tanto, no son de aplicación. Como se comentó en los antecedentes, éste es uno de los motivos fundamentales por los que resulta complejo encontrar soluciones generales y con amplios dominios de validez. Ante tal escenario, la mayoría de los autores suelen recurrir a métodos de análisis estadísticos o a las metodologías del paradigma del control robusto para evaluar la robustez de los diseños. No obstante, desde un punto de vista más práctico, dado que la robustez del sistema se entiende como la capacidad del mismo para mantener el proceso estable y controlado a pesar de los efectos indeseables (típicamente, perturbaciones, ruido y errores de modelado), en la presente Tesis el análisis de robustez se ha enfocado en realizar una discusión de los resultados ante varias situaciones indeseables típicas de control. En este sentido, la capacidad del sistema para mantener al sistema estable y controlado vendrá dada por su capacidad para llevar la respuesta estacionaria del sistema al interior de la banda muerta bajo la influencia de dichos efectos.

3.6.1. Influencia del ruido en la medida

La perturbación presente más habitual en los sistemas de control es el ruido en las medidas. Una de las ventajas de las técnicas de muestreo basadas en eventos es su robustez natural a este efecto. Gracias a que las señales precisan superar ciertos umbrales para que su valor sea tenido en cuenta, los efectos del ruido no se transmiten de manera sustancial al controlador del proceso. En la Figura 3.17 se ha evaluado la respuesta del sistema (3.37) ante ruido en la medida de la salida. En este caso, la respuesta ideal (trazo azul) se ha comparado con la respuesta en presencia de un ruido Gaussiano para un límite de oscilación (w) del 2 % de la señal de referencia (trazo verde) y para un 10 % (trazo rojo), respectivamente. Como se puede observar, el ruido no afecta prácticamente a la dinámica del lazo.

El único efecto observable sería un pequeño error en estado estacionario, inferior a la banda de ruido, y que podría ser corregido mediante un ajuste adicional de la ganancia del controlador proporcional o mediante la consideración de un filtro

debidamente ajustado. En este último caso, debería prestarse atención a los fines con los que se diseña. Si se desea atenuar ruido, un filtro típico de primer orden podría resultar eficaz para tal fin pero, a su vez, podría afectar negativamente a las prestaciones de robustez y de rechazo de perturbaciones como se destaca en (Ruiz et al., 2013). En (Normey-Rico et al., 2009) se pueden encontrar metodologías para el diseño de filtros con fines de robustez. El uso del predictor de Smith filtrado como complemento al diseño del sistema PI-P representa otro de los aspectos a tratar en los trabajos futuros.

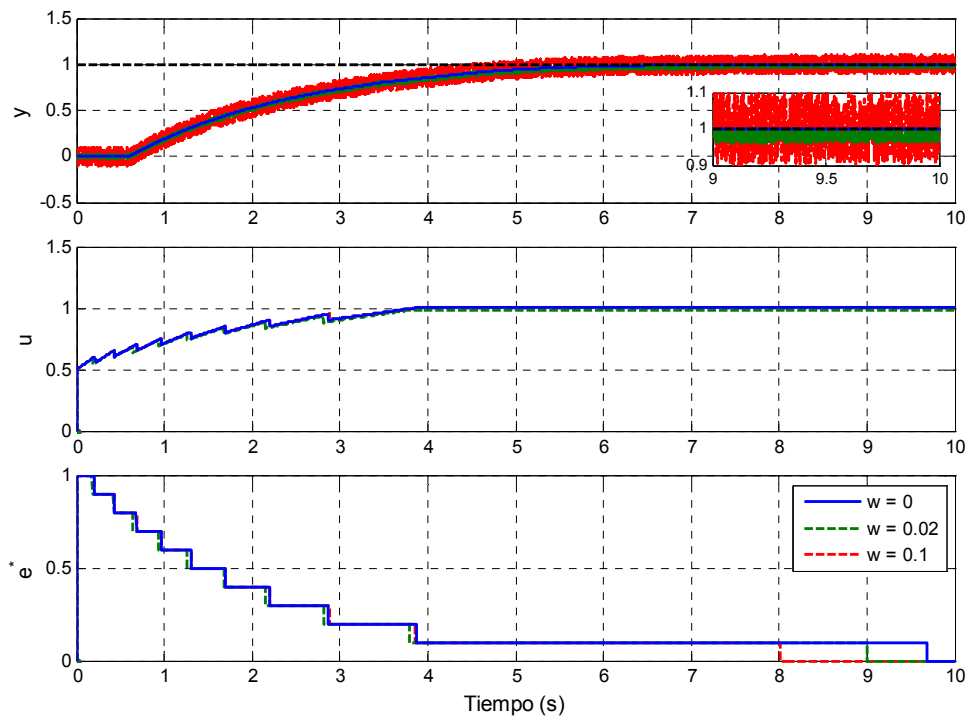


Figura 3.17: Salidas, señales de control y error muestreado en presencia de ruido en la medida en el ejemplo (3.37)

3.6.2. Perturbaciones e incertidumbre

A pesar de las condiciones de incertidumbre, es posible encontrar la sintonía y estrategia de ganancia planificada adecuada (mediante el reajuste de K_{p2}) para hacer el sistema estable. En el capítulo 5 se demostrará cómo es posible compensar la incertidumbre con la metodología propuesta en el apartado 3.4 del presente capítulo. Sin embargo, cuando existen errores de modelado y aparecen perturbaciones, éstas deberían ser estimadas y tenidas en cuenta para reajustar la ganancia K_{p2} . Debido a que esto no siempre es posible en la práctica, merece la pena verificar la robustez del sistema según la ley de control (3.8) en este caso práctico. Con este objetivo se definen dos nuevos

procesos. El proceso (3.38) se ha considerado para evaluar los casos de incertidumbre estructurada:

$$P(s) = \frac{1}{1.5s + 1} e^{-2s} \quad (3.38)$$

Para el diseño del controlador se han asumido variaciones en el rango del $\pm 20\%$ en el conjunto de parámetros $(\bar{L}, \bar{\tau})$. Para el caso de incertidumbre no estructurada, se ha considerado el proceso de cuarto orden (3.39) y su aproximación a modelo FOPTD.

$$P(s) = \frac{1}{(s + 1)^4} \quad (3.39)$$

$$\bar{P}(s) = \frac{1}{2.1168s + 1} e^{-1.8784s}$$

Los experimentos se han desarrollado aplicando una perturbación escalón unitario a la entrada del sistema en el instante de tiempo de 15 s. La Figura 3.18 muestra las respuestas temporales y la Tabla 3.4 resume los resultados obtenidos para los principales parámetros característicos del sistema. En la primera parte de la tabla se comparan los resultados ideales del proceso (3.38) con los obtenidos para diferentes condiciones de incertidumbre. En la segunda parte se comparan los resultados del proceso (3.39) para diferentes especificaciones de sintonía del controlador.

Tabla 3.4: Resultados de simulación en el análisis de robustez para las incertidumbres consideradas

\bar{K}	$\bar{\tau}$	\bar{L}	α	Δ	IAE (T_{ST})	IAU (T_{ST})	$E_{SS} (T_{ST})$	E_{max}	S	T_{ST}
<i>Structured uncertainties</i> $P(s) = (37)$										
1	1.5	2	0.25	0.1	3.37	0.87	3%	0.78	29	14.68
--	1.5	1.6	--	--	3.54	0.90	23.9%	0.80	30	14.63
--	1.5	2.4	--	--	3.33	0.85	24.5%	0.76	29	14.74
--	1.2	2	--	--	3.50	0.88	24.7%	0.80	30	14.73
--	1.8	2	--	--	3.38	0.87	28.8%	0.75	29	14.62
--	1.2	1.6	--	--	3.76	0.91	58.1%	0.83	32	14.74
--	1.8	1.6	--	--	3.43	0.89	9.7%	0.77	29	14.52
--	1.2	2.4	--	--	3.35	0.85	7.3%	0.78	29	14.75
--	1.8	2.4	--	--	3.32	0.84	46%	0.74	29	14.70
<i>Unstructured uncertainties</i> $P(s) = (35)$										
1	2.1168	1.8784	0.25	0.1	3.3943	0.92	1.6%	0.66	28	14.72
--	--	--	0.4	0.1	2.3672	1.01	30%	0.63	26	12.86
--	--	--	0.25	0.125	3.3138	0.93	4.4%	0.66	22	14.66
--	--	--	0.4	0.125	2.3672	1.02	24.6%	0.63	22	13.02
--	--	--	0.25	0.2	3.1750	0.97	22.8%	0.67	13	14.29
--	--	--	0.4	0.2	2.4238	1.05	48.6%	0.64	13	13.35

Para los casos estructurados, incluso ante variaciones del $\pm 20\%$ en el conjunto de parámetros, el rendimiento del sistema no disminuye significativamente. A pesar de que aparecería un offset inevitable entre la respuesta estacionaria del sistema y la referencia, la satisfacción de la condición de estabilidad mantiene las desviaciones de los índices de rendimiento en rangos reducidos en relación a los ideales. Algunos índices de rendimiento pueden incluso mejorar, como ocurre con el tiempo de asentamiento. Las fluctuaciones del dicho índice dependen, fundamentalmente, del instante en el cual la acción del controlador P es habilitada. Este instante se puede adelantar o retrasar como consecuencia de las perturbaciones o los errores de modelado. En este sentido, cuando la dinámica del predictor de Smith es más rápida que la del proceso, la acción del controlador conduce al proceso hacia la referencia, el mismo efecto de acercamiento que ejercería una perturbación positiva. Por el contrario, si la dinámica del modelo del predictor de Smith es más lenta, el controlador producirá una acción menos agresiva, es decir, el mismo efecto que una perturbación negativa. Por este motivo, los mejores resultados no tienen porque alcanzarse necesariamente para el caso ideal. Con respecto al número de eventos, los diferentes experimentos obtienen unos resultados muy similares. Para los sistemas considerados (estables en lazo abierto y con respuesta monótona creciente), el número de eventos esperado dependería fundamentalmente del umbral de evento definido Δ y del cambio máximo que produzca la perturbación sobre la respuesta antes de ser rechazada. Como consecuencia de esto último, pueden aparecer pequeñas discrepancias en los experimentos. Cabe destacar que, si se analizaran exclusivamente los experimentos hasta el intervalo previo a la aparición de la perturbación de entrada, la característica (3.36) (que define el número de eventos resultante) se conservaría en todos los experimentos.

Para los casos de incertidumbre no estructurada, el modelo empleado en la unidad de predicción representa una aproximación a un modelo del tipo FOPTD. De igual manera que en el caso anterior, el rendimiento del sistema no se ve sustancialmente afectado por las aproximaciones del modelo. A pesar de los inherentes errores de modelado, los experimentos alcanzan el punto de equilibrio y el valor de referencia es seguido con un error en estado estacionario razonable.

Como se puede observar en los ejemplos expuestos, el sistema de control propuesto muestra una relativamente aceptable robustez a los efectos indeseados considerados. Los resultados mostrados ponen de manifiesto la viabilidad del diseño de controladores con garantía de robustez a las incertidumbres y perturbaciones. Mientras se cumplan las condiciones de estabilidad del sistema con un margen de seguridad aceptable, el sistema es capaz de alcanzar el punto de equilibrio y su rendimiento no tiene porqué verse sustancialmente mermado. En los capítulos correspondientes a los resultados, se ampliará la batería de procesos a analizar y este aspecto se evaluará extensivamente. También se mostrará cómo es posible mejorar la robustez y respuesta del sistema con la aplicación del algoritmo para la compensación de la incertidumbre propuesto en la sección 3.4.

Merece la pena destacar que a pesar de la incertidumbre y las perturbaciones, el controlador propuesto representa una pequeña variación de una solución para el control de procesos bien evaluada como es el caso de un controlador PI. En la práctica, esta característica hace el enfoque apropiado para las tareas de control en aplicaciones reales y lo hace fácilmente extensible al control de sistemas de orden superior.

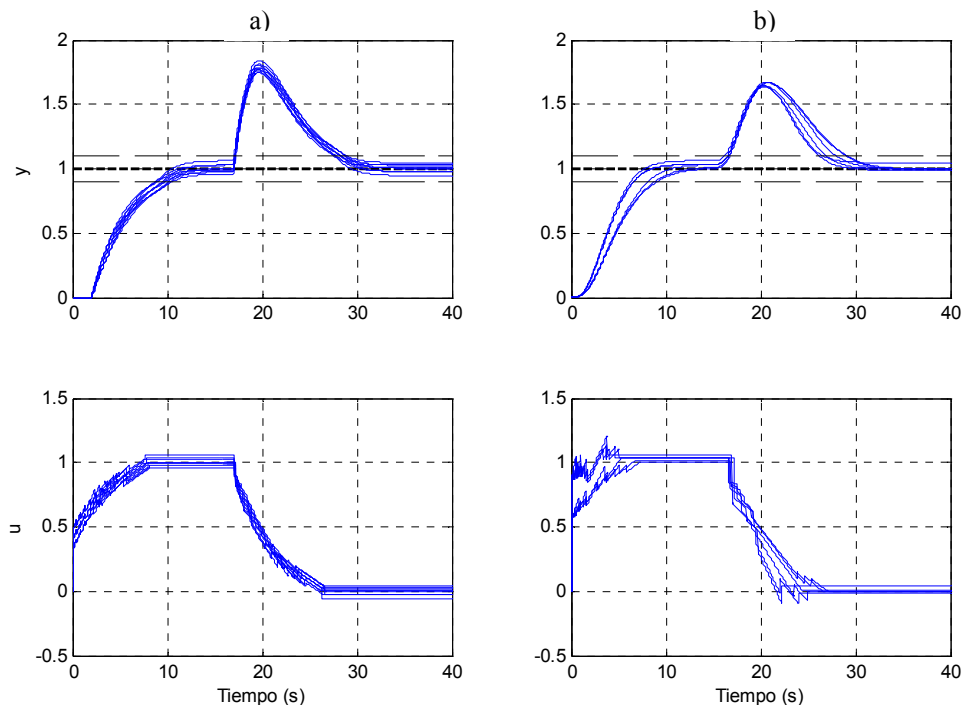


Figura 3.18: (a) Salidas y señales de control para el proceso (3.38). (b) Salidas y señales de control para el proceso (3.39)

3.7. ASPECTOS PRÁCTICOS Y DE IMPLEMENTACIÓN

En esta sección, se comentan algunos aspectos prácticos relacionados con la implementación del esquema y con ciertas prestaciones del sistema de control. Éstos se encuentran actualmente en evaluación y estudio y, por tanto, son resultados preliminares adicionales a los perseguidos con la presente Tesis. Tales aspectos forman parte de los objetivos futuros.

3.7.1. Implementación del esquema en un sistema de tiempo real

Por lo general, las aplicaciones de tales estrategias están relegadas a tareas más propias de los sistemas basados en microprocesadores de bajo coste, es decir, en la línea de los *smart-sensors* (Beschi et al., 2012c). En las aplicaciones manejadas por este tipo de equipos las tareas a realizar no son críticas y las precisiones y tolerancias contempladas suelen ser limitadas. Uno de los ejemplos característicos proviene de la automatización de edificios, donde en muchas de sus aplicaciones se desarrollan pequeños lazos de control simples cerrados mediante enlaces de comunicaciones inalámbricos. Por este motivo, la implementación de los elementos del lazo de control se suele llevar a cabo empleando las rutinas más sencillas admisibles por un sistema basado en microprocesador. En este sentido, se proporcionan los pseudocódigos necesarios para poder desarrollar la implementación de la estrategia en un entorno de este tipo.

Los algoritmos en pseudocódigo para el desarrollo del generador de eventos y el controlador PI-P se muestran en la Tabla 3.5 y Tabla 3.6 respectivamente. En el caso del generador de eventos el algoritmo se divide en 5 pasos. En el paso número 1 se definen las condiciones iniciales, las cuales pueden ser arbitrariamente especificadas. Por motivos aclaratorios, se han especificado a cero. En el paso 2 se actualizan las medidas de las señales $y(t)$ y $r(t)$, con el objetivo de calcular las señales de realimentación $y_r(t)$ y de error de control $e(t)$. El cálculo de esta señal se efectúa a través del cálculo intermedio de las señales $\bar{y}(t)$ e $\bar{y}_0(t)$, correspondientes a la emulación de la salida del modelo del predictor. En el paso 3 se evalúa la condición de evento y se envía una nueva muestra a la unidad de control cada vez que ésta es satisfecha (véase algoritmo SSOD en el apartado 3.2.1.1). En el paso 4 se guarda en memoria cada nueva muestra

después de un evento y transmisión para posteriormente emplearla cuando se necesiten actualizaciones en los valores de $\bar{y}(t)$ (en el paso 2). Dado que se trata de un algoritmo que debe ejecutarse cíclicamente, en el paso 5 se reinicia el algoritmo para continuar por el paso 2.

El algoritmo destinado al controlador PI-P se dividiría en 4 pasos. Los pasos 1 y 4 se corresponderían con los pasos 1 y 5 del algoritmo anterior. En el paso 2 se actualizan los valores del error cada vez que se recibe una nueva muestra. En cada iteración del paso 3 se actualiza y habilita la ley de control adecuada conforme a (3.8).

Los subíndices c y l de ambos algoritmos se refieren a los valores actual y anterior de la señal considerada. Los parámetros h_s y h_c permiten simular la técnica de *fast sampling* (Dormido et al., 2008) con una tarjeta de adquisición de datos de cada unidad. En una implementación real, estos valores deberían ser fijados al valor mínimo posible con el objetivo de detectar los instantes de los cruces que disparan los eventos de la manera más precisa posible.

Tabla 3.5: Pseudocódigo para la implementación del algoritmo del generador de eventos

EVENT GENERATOR	
<p>1. Parameter Initiation $e_c^* = 0; e_l^* = 0; e_{c2}^* = 0; e_{l2}^* = 0; \bar{y}_c = 0; t_{acu} = 0;$ $\bar{y}_{0,c} = 0; \bar{y}_l = 0; \bar{y}_{0,l} = 0; n_1 = 0; n_2 = 0; k = 0;$</p> <p>2. Calculation of $e(t)$ $y_c = y(t);$ $y_{SP} = r(t);$ if $(e_l^* == 2\Delta)$ and $(e_c^* == \Delta)$ then $n_1 = n_1 + 1;$ $\bar{y}_{0,c} = e_c^*(1 - \exp(-h_s n_1 / \bar{\tau})) + \bar{y}_{0,l};$ else $n_1 = 0;$ $\bar{y}_{0,c} = e_c^* \alpha h_s + \bar{y}_{0,l};$ end if $(e_{l2}^* == 2\Delta)$ and $(e_{c2}^* == \Delta)$ then $n_2 = n_2 + 1;$ $\bar{y}_c = e_{c2}^*(1 - \exp(-h_s n_2 / \bar{\tau})) + \bar{y}_{0,l};$ else $n_2 = 0;$ $\bar{y}_c = e_{c2}^* \alpha h_s + \bar{y}_{0,l};$ end $y_r(t) = y_{SP} - \bar{y}_c + \bar{y}_{0,c};$ $e(t) = y_{SP} - y_r;$</p>	<p>$\bar{y}_{0,l} = \bar{y}_{0,c};$ $\bar{y}_l = \bar{y}_c;$</p> <p>3. Event sampling if $(e(t) - e_c^* > \Delta)$ then $e_l^* = e_c^*;$ $j = e(t) \div \Delta;$ $e_c^* = j\Delta;$ Send e_c^* to control unit end</p> <p>4. Error stack if $e_c^* \neq e_l^*$ then $k = k + 1;$ $S_e(k) = e_c^*;$ $S_r(k) = \bar{L} + t_{acu};$ if $t_{acu} \geq S_r(q)$ then $q = q + 1;$ $e_{l2}^* = e_{c2}^*;$ $e_{c2}^* = S_e(q);$ $t_{acu} = 0;$ else $t_{acu} = t_{acu} + h_s;$ end</p> <p>5. Go to 2</p>

Tabla 3.6: Pseudocódigo para la implementación del algoritmo del controlador PI-P

<i>PI · P CONTROLLER</i>
<p>1. Parameter Initiation $e_c^* = 0; e_l^* = 0; u_{PI,l} = 0;$ $En_1 = 1; En_0 = 0;$</p> <p>2. if a new sample e^* is received, update of e_c^* then $e_l^* = e_c^*;$ $e_c^* = e^*;$</p> <p>3. Calculation of $u(t)$ if ($e_l^* == 2\Delta$) and ($e_c^* == \Delta$) then $En_1 = 0;$ $En_2 = 1;$ else $En_1 = 1;$ $En_2 = 0;$ end $u_{i,PI,c} = En_1 K_{P1} e_c^* \frac{h_c}{T} + u_{i,PI,l};$ $u_{i,PI,l} = u_{i,PI,c};$ $u_{k,PI} = En_1 K_{P1} e_c^*;$ $u_{PI} = u_{i,PI,c} + u_{k,PI}$ $u_P = En_2 K_{P2} e_c^*;$ $u_{PI-P} = u_{PI} + u_P;$</p> <p>4. Go to 2</p>

Como se puede observar, los algoritmos no suponen una gran carga computacional ni rutinas complejas y pueden ser fácilmente implementados en controladores industriales muy simples. Tampoco sería precisa la sincronización estricta de ambos algoritmos, pudiendo ser implementados en diferentes dispositivos y con diferentes periodos de muestreo. De esta manera, se podrían establecer comunicaciones inalámbricas entre los mismos y definir arquitecturas típicas de los sistemas de control en red.

3.7.2. Otros aspectos prácticos

En lo sucesivo se comentan algunos aspectos adicionales de implementación relacionados con las prestaciones del sistema.

3.7.2.1. Algoritmos para la detección y estimación de perturbaciones

En ausencia de errores de modelado o bajo pequeñas desviaciones de los parámetros, la forma de la respuesta con control PI es prácticamente lineal a tramos según (3.8),(3.17)-(3.18). En este escenario, resulta menos complejo identificar las

posibles señales perturbadoras que se acoplen sobre la realimentación. Este aspecto favorece el desarrollo de algoritmos de bajo coste computacional para la identificación on-line de las perturbaciones, sin que ello conlleve un incremento de la complejidad del esquema de control. El estudio de la estimación de perturbaciones pretende contribuir al desarrollo de compensadores que mejoren la respuesta del controlador ante las mismas. Este aspecto se plantea como uno de los resultados preliminares y se encuentra actualmente en estudio con el objetivo de desarrollar compensadores *feedforward* adicionales a la estrategia PI-P.

Considerando la arquitectura de control de la Figura 3.2, la tarea de identificación podría ser desarrollada en la unidad de predicción, mediante la detección de los instantes de tiempo en que suceden los eventos y el cálculo del intervalo entre los mismos. Con esta filosofía, se propone un algoritmo de bajo coste computacional para la estimación on-line de las perturbaciones a la entrada y a la salida. A lo largo de la presente Tesis se ha considerado la presencia de perturbaciones de tipo escalón tanto a la entrada como a la salida del proceso. Si se asume que aparecen de manera independiente en el tiempo, las respuestas temporales de las posibles perturbaciones sobre la entrada y la salida se podrían definir respectivamente como:

$$d_u(t) = \begin{cases} 0 & t < t_{du} \\ d_u & t \geq t_{du} \end{cases} \quad d_y(t) = \begin{cases} 0 & t < t_{dy} \\ d_y & t \geq t_{dy} \end{cases} \quad (3.40)$$

donde t_{du} y t_{dy} representan los instantes de tiempo en los cuales aparecería cada perturbación. En este contexto, suponiendo a priori que no existen errores de modelado o que su efecto fuera despreciable en relación a la dinámica del sistema y no existieran perturbaciones, a partir de (3.9), la señal de realimentación para un estado dado j se puede aproximar a su expresión ideal según (3.15) y el intervalo entre dos eventos consecutivos, T_j , sería perfectamente determinista según (3.35). Este último podría ir siendo comprobado en el bloque SSOD para un α y un Δ previamente establecidos. En este contexto, partiendo de un instante de referencia t_{jmax} en el cual se ha producido un cambio en la referencia y el sistema comienza a evolucionar, si se asumiera que ocurre una perturbación entre dos muestras dadas en un instante cualquiera, t_d (refiriéndose a t_{du} o t_{dy}), tal que t_d perteneciera al periodo entre dos instantes de evento cualesquiera

(t_j, t_{j-1}) y asumiendo que $|j| > 2$, la realimentación ya no seguiría la dinámica (3.15) y la condición (3.35) ya no se cumpliría para el intervalo actual. Los instantes de tiempo de los sucesivos eventos variarían con respecto a la situación ideal, t_{j-1}, \dots, t_{j-n} , siendo desplazados a otros nuevos instantes $t'_{j-1}, \dots, t'_{j-n}$ y, por lo tanto, se obtendrían diferentes intervalos entre eventos en referencia a los ideales (T'_j, T'_{j-1}, T'_{j-2} y así sucesivamente). Teniendo en cuenta esto, mediante el método propuesto las perturbaciones podrían ser detectadas en el periodo actual entre dos muestras consecutivas y estimadas en el siguiente periodo a partir del cual se podría proceder a su compensación. La siguiente ecuación podría ser empleada para la estimación de la perturbación a la entrada:

$$d_u = \frac{\Delta - \alpha j T'_j}{K \left(1 - e^{-\frac{T'_{j-1}}{\tau}} \right)} \quad (3.41)$$

Que implica la medición de los nuevos intervalos de tiempo entre eventos ocasionados por la perturbación. La siguiente ecuación podría emplearse para la estimación de las perturbaciones a la salida:

$$d_y = (n + 1)\Delta - \alpha \Delta [(j - n)T'_{j-n} + jT'_j] \quad (3.42)$$

donde n indicaría el número de intervalos de cuantización atravesados por la perturbación (como caso particular, para $n = 1$, es decir, para los periodos consecutivos T'_j y T'_{j-1}). A partir de las ecuaciones (3.35),(3.41)-(3.42) se podría disponer el pseudocódigo del algoritmo para la estimación de perturbaciones desde la unidad de predicción. Para simplificar la nomenclatura del algoritmo, se ha denotado por medio del subíndice k la sucesión de eventos, siendo k el último valor de la muestra del error y del instante en que se produjo el evento. Para una sucesión de eventos, $e^*_{k-m} \dots, e^*_{k-1}, e^*_k, e^*_{k+1}, \dots, e^*_{k+m}$ e instantes de eventos medidos, $t'_{k-m} \dots, t'_{k-1}, t'_k, t'_{k+1}, \dots, t'_{k+m}$, en los cuales y, sin pérdida de generalidad, el error está decreciendo, si se supone para la especificación de los subíndices, que se detecta la perturbación en el intervalo $T'_k = T'_{j \rightarrow j-1}$, donde

$t'_j = t'_k$ y $t'_{j-1} = t'_{k+1}$, estimándose en el intervalo $T'_{k+1} = T'_{j-1 \rightarrow j-2}$, el algoritmo para la estimación de las perturbaciones a la entrada o salida se indica en la Tabla 3.7.

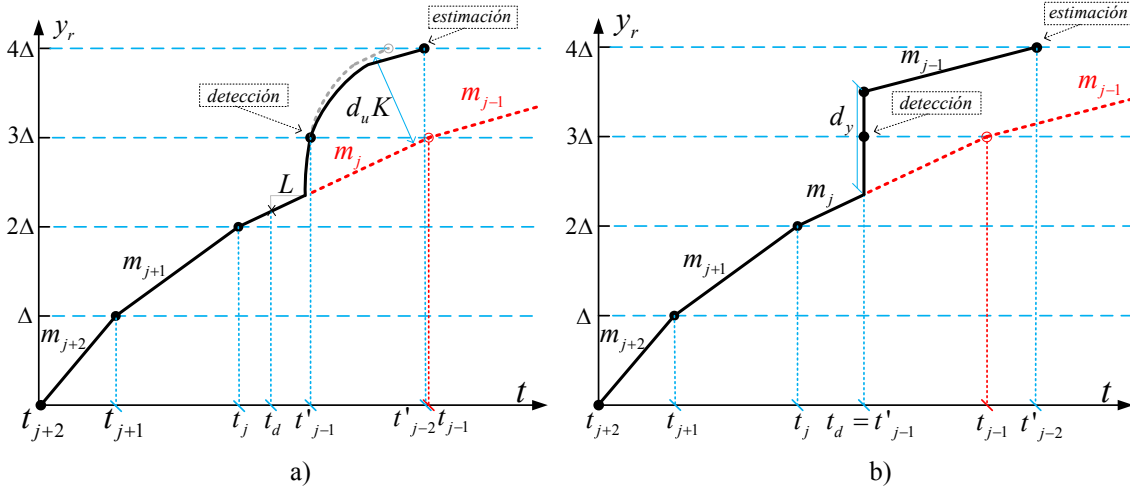


Figura 3.19: Fases de detección y estimación de perturbaciones. (a) Respuesta de la realimentación ante una perturbación a la entrada. (b) Respuesta de la realimentación ante una perturbación a la salida. Las líneas rojas rayadas indican la respuesta ideal de la señal de realimentación

Tabla 3.7: Pseudocódigo para la implementación del algoritmo de detección y estimación de perturbaciones

DISTURBANCE ESTIMATION ALGORITHM
<p>1. Event triggering detection $e(t)$ Calculation if $(e(t) - e_k^* > \Delta)$ then Parameter Initiation $\alpha, K, \mu, \Delta, d$ t'_{k+1} calculation else Go to 4 end</p>
<p>2. Calculation of T_k and T'_k $T_k = \frac{1}{j\Delta}$ T'_k calculation // $T'_k = t'_{k+1} - t'_k$ $e_{k+1}^* = (j-1)\Delta$; if $T'_k - T_k > \mu$ then $d = 1$, Go to 4</p>
<p>3. if $(d = 0)$ then Go to 4 else T'_{k+1} calculation // $T'_{k+1} = t'_{k+2} - t'_{k+1}$ $d_u = \frac{\Delta - \alpha j T'_{k+1}}{K \left(1 - e^{-\frac{T'_{k+1}}{\tau}} \right)}$ $d_y = 2\Delta - \alpha \Delta [(j-1)T'_{k+1} + jT'_k]$ $d = 0$ end</p>
<p>4. End</p>

El parámetro μ representaría tolerancia del algoritmo para la detección de las perturbaciones, es decir, la diferencia mínima necesaria entre los intervalos reales e ideales como para que se considere que se ha producido una perturbación. En este parámetro se debería tener en cuenta el posible umbral de ruido presente en el proceso, dado que puede ocasionar diferencias entre los citados intervalos. El parámetro d indicaría con un 1 que una perturbación ha sido detectada y con un 0, el caso contrario. Por simplificación se ha considerado en el pseudocódigo el caso de detección de una perturbación a la salida en el que ésta sólo atravesaría un intervalo de cuantización ($n = 1$). La forma de discernir si la perturbación es a la entrada o a la salida sería midiendo la derivada de la señal de salida del sistema antes y después de la detección de la perturbación. Una perturbación a la salida produciría un cambio suficientemente abrupto en la señal de salida, (una derivada elevada). Una perturbación a la entrada evolucionaría según una dinámica de primer orden similar a la del proceso considerado. Las ecuaciones (3.41) y (3.42) y el algoritmo expuesto para la estimación de perturbaciones se pueden interpretar a través de la Figura 3.19.

3.7.2.2. *Transferencia entre controladores sin salto (Bumpless Transfer)*

Mientras el error de control del sistema se encuentre dentro de la banda muerta como consecuencia de la acción del controlador P, no se dispararán nuevos eventos. En este estado, un nuevo cambio de referencia o la aparición de una perturbación causarían la evolución del error de control y, con ello, el disparo de nuevos eventos. Esto, a su vez, produciría un nuevo cambio de objetivos en el controlador PI-P según la ley de control (3.8) y, por tanto, una nueva conmutación de los subcontroladores (pasando de actuar la parte P a nuevamente el PI).

En este escenario, durante el proceso de conmutación de los controladores se produce el efecto de salto (*bumping*), como consecuencia de la anulación de la ganancia del subcontrolador P según la ley (3.8). Las respuestas y detalles en azul de la Figura 3.20 resaltan este efecto. Las consecuencias de este efecto pueden ser reducidas (en algunos casos despreciables), dependiendo del valor definido para el umbral de evento Δ . No obstante, su efecto puede corregirse completamente introduciendo una condición adicional de reset en la ley de control (3.8). Esta condición se aplicaría al integrador del subcontrolador PI. La idea sería que, cuando se detecta la condición de conmutación,

antes de que se realice el cambio, resetear el integrador del PI con el valor actual de la acción de control tal como esboza la Figura 3.21.

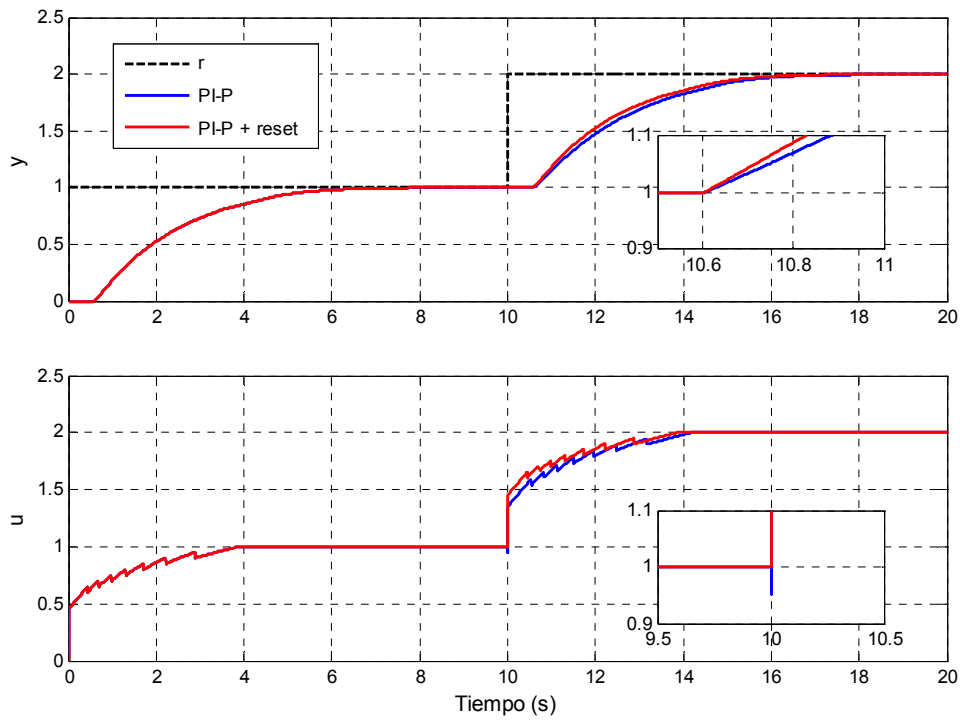


Figura 3.20: Respuesta con y sin bumpless transfer

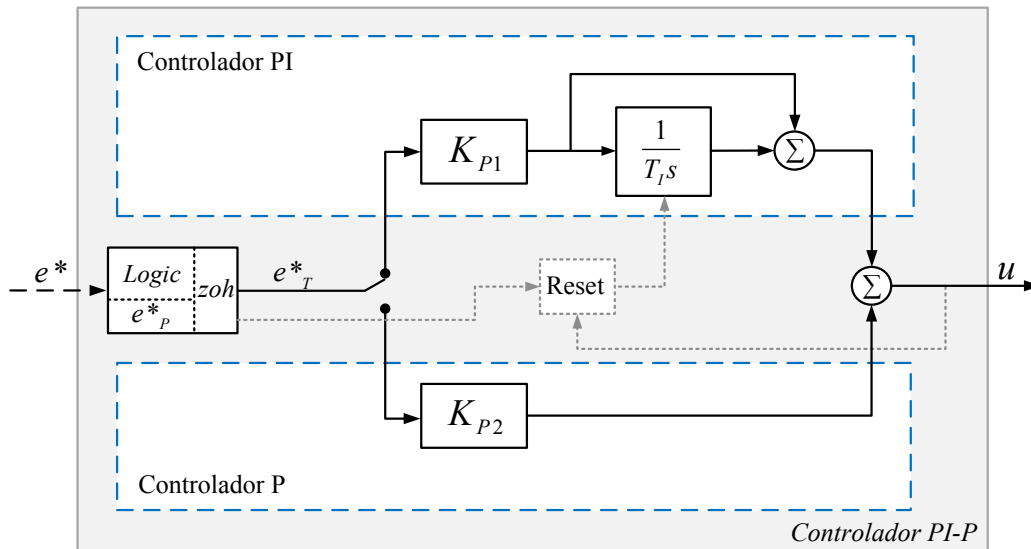


Figura 3.21: Controlador PI-P modificado con la condición de reset

De esta manera, la ley de control (3.8) quedaría modificada en la siguiente forma:

$(K_{P1}, K_{P2}) = \begin{cases} \left(\frac{\alpha T_I}{K}, 0\right) & , T_I = \tau, \\ \left(0, \frac{1}{K}\right) & \text{reset}(PI) \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{for} & \text{Otherwise} \\ \text{for} & (j = 1) \wedge (e^*_P > e^*_j) \end{matrix}$	(3.43)
--	--------

La respuesta de la Figura 3.20 resaltada en rojo refleja la mejora conseguida con esta modificación de la ley de control.

3.7.2.3. Procesos con grandes constantes de tiempo

Aunque el tiempo de convergencia de la respuesta de un sistema puede mejorarse a razón del parámetro α , en el caso de procesos con grandes constantes de tiempo τ , los tiempos de asentamiento de la respuesta se ven incrementados sustancialmente como consecuencia de la acción proporcional desarrollada en la banda muerta. Una forma de mejorar tales resultados vendría dada por la metodología propuesta en (Sánchez et al., 2009b) para controladores *feedforward*. Empleando un controlador proporcional y aplicando dos pulsos sucesivos, es posible mejorar el tiempo de respuesta de un sistema de primer orden en los cambios de referencia. La metodología se ilustra en la Figura 3.22. Suponiendo que el sistema parte de un valor inicial que, por simplificación, se ha considerado nulo, el nuevo estado al que se quiere llevar el sistema viene dado por y_{sp} . Para desarrollar este cambio de referencia, se emplearía la siguiente acción *feedforward* (destacada en rojo en la figura):

$$u_{ff}(t) = \begin{cases} \bar{u}_{ff} & t < \theta \\ \frac{y_{SP}}{K} & t \geq \theta \end{cases} \quad (3.44)$$

Que contiene como parámetros ajustables \bar{u}_{ff} y θ , los cuales están relacionados por las dos expresiones complementarias

$$\bar{u}_{ff} = \frac{y_{SP}/K}{1 - e^{-\theta/\tau}}$$

$$\theta = -\tau \log \left(1 - \frac{y_{SP}}{K\bar{u}_{ff}} \right) \quad (3.45)$$

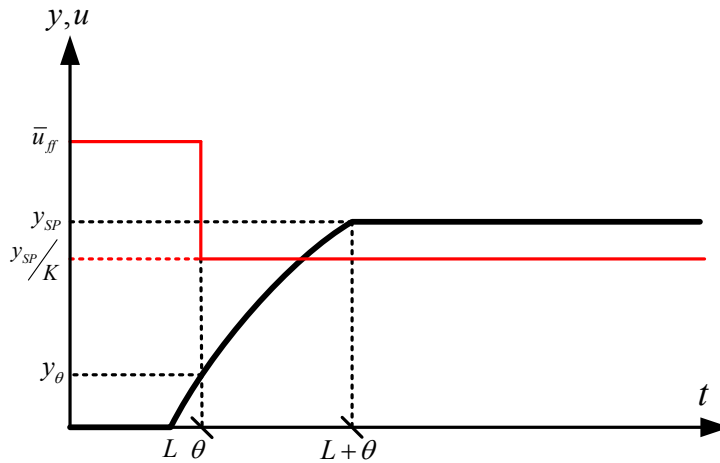


Figura 3.22: Respuesta en lazo abierto a partir del controlador *feedforward* descrito en [JOSE]

Manteniendo la relación logarítmica establecida por la expresión (3.45), es posible desarrollar el mismo cambio de referencia para diferentes anchos y amplitudes del pulso inicial. La metodología es ilustrada con un ejemplo.

Considérese el proceso de ejemplo (3.46), que representa la dinámica del modelo linealizado de una de las partes de una planta de cuatro tanques acoplados según el diseño de (Castelo et al., 2008), a la que se le ha añadido un tiempo de retardo cualquiera de valor 5 s. Según el diseño de (Castelo et al., 2008), los caudales de entrada están restringidos al rango $[0 - 200]$ cm^3/s por lo que la nueva acción *feedforward* tendría que respetar dichas cotas.

$$P(s) = \frac{0.3284}{183.5s + 1} e^{-5s} \quad (3.46)$$

La Figura 3.23 compara la respuesta resultante de aplicar el controlador PI-P, según la ley de control (3.8), con la obtenida configurando el subcontrolador P conforme a la metodología descrita en (Sánchez et al., 2009b) para el siguiente diseño de los pulsos:

$$u_{ff}(t) = \begin{cases} \bar{u}_{ff} = 50 & t_1 < t < t_1 + \theta \\ \frac{y_{SP}}{K} = \frac{\Delta}{K} = \frac{0.1}{0.3284} & t \geq t_1 + \theta \end{cases} \quad (3.47)$$

Los parámetros de sintonía se han definido en ambos experimentos como $\Delta = 0.1$ y $\alpha = 0.25$.

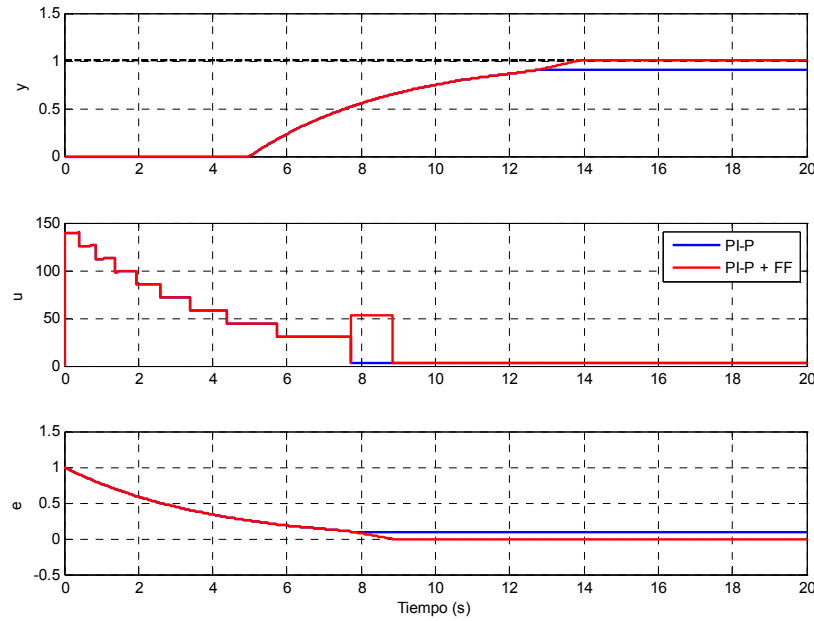


Figura 3.23: Salidas, señales de control y error instantáneo aplicando la metodología para la compensación de la constante de tiempo para el proceso (3.46)

Como se puede observar, mientras que en el primer experimento la respuesta evoluciona muy lentamente después de establecerse la acción proporcional, en el segundo la respuesta converge a la referencia en un periodo de tiempo máximo de θ segundos.

Con esta metodología se puede conseguir una mejora sustancial del tiempo de respuesta de los sistemas con grandes constantes de tiempo. La definición de los parámetros \bar{u}_{ff} y θ dependerá, fundamentalmente, de las restricciones impuestas por el sistema. En circunstancias ideales, la condición de estabilidad (3.30) se conservaría, pero obviamente se requeriría más esfuerzo para evaluar la influencia de las incertidumbres sobre esta modificación de la estrategia. Como se comentó al principio

del apartado, estos aspectos se encuentran actualmente en evaluación y forman parte de los trabajos futuros.

3.7.2.4. Otros esquemas de cuantización.

Otro aspecto que se encuentra actualmente en evaluación y se explorará como parte de los trabajos futuros es el uso de diferentes esquemas de cuantización bajo el enfoque del controlador PI-P. Como se puso de manifiesto, el esquema SSOD según la representación de la Figura 3.3 presenta ciertas ventajas para la prevención de los ciclos límite. No obstante, sería posible obtener mejoras en los esfuerzos de muestreo del sistema mediante el uso de esquemas de cuantización con un paso Δ_k variable (funciones polinomiales del umbral Δ , logarítmicas, exponenciales, etc.), como los que muestra a modo de ejemplo la Figura 3.24. Este aspecto está siendo objeto de diversos estudios en la actualidad. El trabajo de (Beschi et al., 2012c) pone de manifiesto la posibilidad de llegar a un compromiso entre la mejora del esfuerzo de muestreo y la pérdida de rendimiento del sistema mediante el uso de esquemas de cuantización de paso variable.

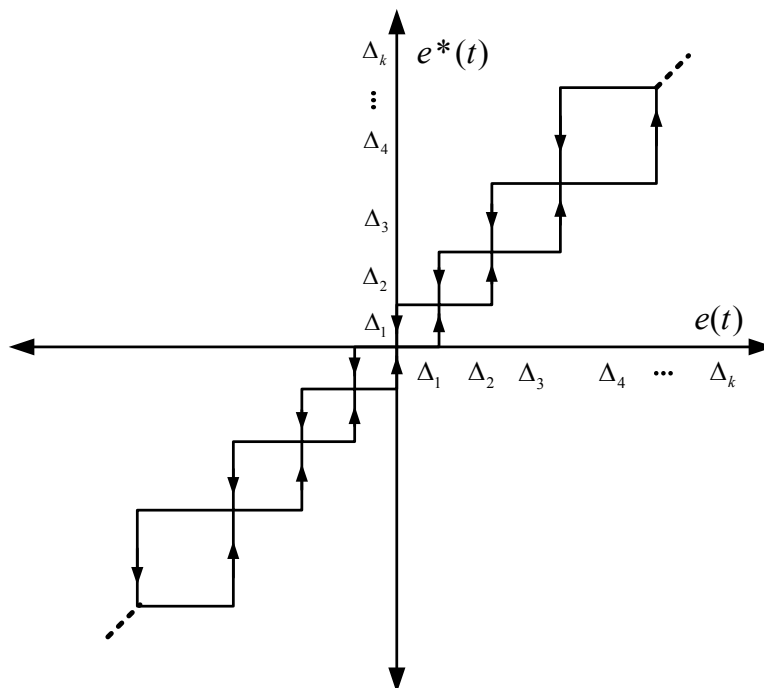


Figura 3.24: Ejemplo de esquema de cuantización con umbral de evento variable

Otro aspecto que merecería la pena estudiar sería el uso de diferentes condiciones de evento para la transición de estados en los esquemas de cuantización. Algunas de las

condiciones más empleadas en la literatura fueron reflejadas en la Tabla 2.1. Tales condiciones también podrían aportar mejoras a los resultados de muestreo (véase (Sánchez et al., 2009a)), así como exhibir ciertas propiedades que ayuden a la mejora de las prestaciones del sistema. Sin embargo, éste es un aspecto que requeriría de un análisis detallado para la caracterización de la estabilidad y la robustez del sistema dado que afectaría sustancialmente a la dinámica global del conjunto.

CAPÍTULO 4. PI-P-TOOL. HERRAMIENTA INTERACTIVA DE DISEÑO Y ANÁLISIS

En el presente capítulo se presenta la primera versión de una herramienta interactiva de diseño y simulación para sistemas de control activados por eventos basados en la arquitectura PI-P. La herramienta está desarrollada en *Sysquake* (Piguet, 2004) y dispone de una interfaz gráfica dividida en dos modos de operación complementarios. Por un lado, el modo de sintonía (basado en la metodología presentada en el capítulo anterior), orientado a que el usuario encuentre las prestaciones del diseño que cumplan con sus requerimientos y, por otro lado, el modo de evaluación o análisis, que permite la evaluación del diseño alcanzado ante diferentes condiciones del lazo de control tales como perturbaciones, errores de modelado, ruido, etc. Dado que se trata de una primera versión de la herramienta, sólo está enfocada a procesos de primer orden con retardo y algunas de las opciones analizadas en el capítulo anterior aún no están disponibles.

4.1. SIMULACIÓN INTERACTIVA Y CONTROL BASADO EN EVENTOS

Las ideas y conceptos inmersos en el control automático son realmente ricos en contenido visual que puede ser representado de forma intuitiva geoméricamente. El contenido visual puede ser usado para presentar tareas, manejar conceptos y métodos e, incluso, manipulado para resolver problemas. Las ideas básicas del control automático a menudo surgen de situaciones muy específicas y visuales. Usando la información visual y la intuición, los especialistas en control son capaces de relacionar multitud de hechos frecuentemente complejos con los resultados de sus teorías de una manera sumamente

versátil. Nuestra forma de asimilar conceptos y aprendizaje es primariamente visual y, por tal razón, no es de extrañar que los expertos en control a menudo hagan uso de diagramas (respuestas en los dominios del tiempo y la frecuencia, localización de polos y ceros en el plano complejo, diagramas de Bode, Nyquist y Nichols, lugar de las raíces, etc.) y otras formas imaginativas de procesos para desarrollar su trabajo. En este sentido, la visualización parece ser algo natural tanto en el origen del control automático como en el descubrimiento de nuevas relaciones entre objetos matemáticos (Dormido et al., 2005).

Tradicionalmente el diseño de los sistemas se lleva a cabo siguiendo un proceso iterativo. Normalmente no se suelen emplear las especificaciones del problema para calcular los valores de los parámetros del sistema debido a que no existe una fórmula explícita que los relacione directamente. Ésta es la razón por la que cada iteración del proceso de diseño se suele dividir en dos fases (Figura 4.1a). La primera, llamada con frecuencia “*de síntesis*”, que consiste en calcular los parámetros desconocidos del sistema, tomando como base un grupo de variables de diseño que están asociadas a la especificación. Durante la segunda fase, comúnmente llamada “*de análisis*”, se evalúa el rendimiento del sistema y se compara con las especificaciones. Si los resultados no se corresponden con los esperados, se modifican las variables de diseño y se desarrolla una nueva iteración. Sin embargo, es posible fusionar ambas fases en una y que las modificaciones de parámetros produzcan un efecto inmediato sobre el análisis de resultados. Este aspecto responde al concepto de interactividad en el diseño. El impacto que tiene la interactividad sobre la educación en control es sumamente beneficioso, no sólo para los estudiantes que comienzan, sino también para los profesionales y los ya iniciados en la materia. Las herramientas interactivas proporcionan una conexión en tiempo real entre las decisiones tomadas durante la fase de diseño y los resultados obtenidos en la fase análisis de cualquier proyecto relacionado con el control (Guzmán, 2006). De esta forma, el procedimiento de diseño se convierte en una tarea realmente dinámica y los usuarios son capaces de percibir la magnitud de los cambios en los criterios de rendimiento. La capacidad interactiva permite naturalizar el proceso de aprendizaje y permite identificar mucho más fácilmente los compromisos que se pueden alcanzar en un problema de diseño de control.

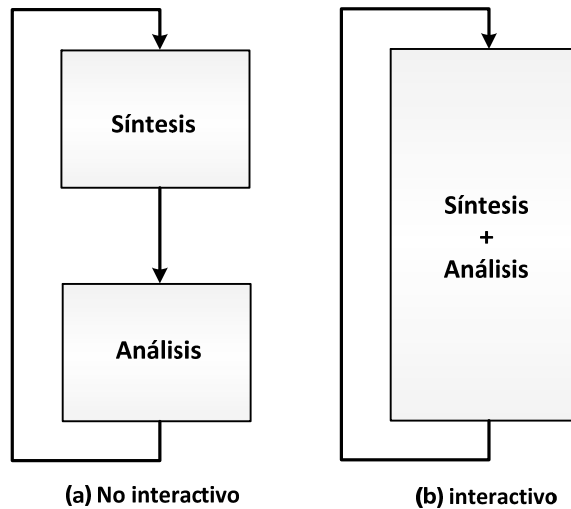


Figura 4.1: (a) Fases de diseño en una aplicación no interactiva. (b) Fases de diseño en una aplicación interactiva (Dormido et al., 2005)

En el campo de la educación en control se han desarrollado muchas herramientas a lo largo de los años con tales objetivos. Muchas de las ideas y conceptos del campo del control automático fueron implementadas por el profesor Åström y sus colaboradores en la universidad de Lund (Johansson et al., 1998). Estas ideas se basan en los conceptos de gráficas dinámicas y sistemas virtuales interactivos, que fueron introducidos por Wittenmark (Wittenmark et al., 1998), donde el principal objetivo de estas herramientas era fomentar la participación de los estudiantes en los cursos de control. En esencia, un dibujo dinámico es una colección de ventanas gráficas que son manipuladas simplemente con el uso del ratón. Están basadas en objetos que permiten una manipulación gráfica directa, de forma que cada vez que se cambia cualquier elemento activo de las ventanas gráficas, comenzaría un proceso automático de recálculo y presentación gráfica de resultados que haría que el resto de elementos fueran actualizados. Gracias a este tipo de herramientas interactivas, es posible realizar las fases de síntesis y análisis comentados anteriormente de forma conjunta (Figura 4.1b), haciendo el proceso de diseño muy dinámico. Así, el usuario puede percibir de manera inmediata y coherente cómo sus modificaciones afectan a los resultados obtenidos, interpretar de una manera visual y conceptual la relación existente entre todos los elementos y asimilar cómo el gradiente de sus cambios influye sobre los fenómenos de estudio implicados.

Las experiencias de aprendizaje interactivo desarrolladas en la rama de los conceptos relacionados con los sistemas de control en tiempo continuo y discreto han resultado ser muy satisfactorias y han cumplido con las expectativas de aprendizaje previstas. En este contexto, cabría destacar los trabajos de (Álvarez et al., 2013; Dormido et al., 2012a, 2012b, 2011; Guzmán et al., 2008a, 2008b, 2005; Normey-Rico et al., 2009; Pisoni et al., 2009) entre otras, cuyas aplicaciones han sido codificadas en Sysquake (Piguet, 2004) y gran parte de las experiencias han sido evaluadas por estudiantes en aulas de enseñanza. También merece la pena destacar los trabajos de (Besada-Portas et al., 2013; Farias et al., 2010; Guinaldo et al., 2012; Ramírez-Ramírez et al., 2013) desarrollados en la plataforma basada en Java EJS (Easy Java Simulations) (Sánchez & Esquembre, 2004) o los de las aplicaciones interactivas basadas en WEB, como (González et al., 2013; Vargas et al., 2011), muchas de las cuales también han sido testadas en aulas docentes o cursos de formación en ingeniería de control. No obstante, en el contexto del control basado en eventos, como resultado de la carencia de desarrollos teóricos, las herramientas interactivas destinadas al estudio de los conceptos básicos de tal paradigma son muy escasas. Las herramientas existentes carecen de interactividad y las que la implementan están muy focalizadas al diseño y análisis de problemas concretos. Cabe destacar (Dormido et al., 2012a; Guinaldo et al., 2012).

Con el objetivo de contribuir en esta área, se ha desarrollado como parte de la presente Tesis una nueva herramienta interactiva bajo el entorno de Sysquake para el diseño y análisis de controladores PI-P basados en eventos. En el trabajo de (Ruiz et al., 2013) se realizó un análisis teórico del sistema que se apoyó en simulaciones, pero para aquel entonces no se disponía de una herramienta interactiva con la que mejorar la comprensión de la interacción entre los eventos, las condiciones no ideales y respuestas temporales resultantes del lazo. Particularmente, el software Sysquake es un entorno de programación basado en un lenguaje en la línea de Matlab, que proporciona excelentes prestaciones para la interactividad gráfica y una rápida ejecución. Una de las grandes ventajas de las aplicaciones desarrolladas en Sysquake es que pueden ser distribuidas como una aplicación ejecutable, lo que las hace totalmente accesibles a la comunidad de control (Piguet, 2004).

4.2. DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA PI-P-TOOL

Esta sección describe brevemente la funcionalidad de la herramienta desarrollada. La herramienta no precisa licencia de Sysquake para su ejecución y se encuentra disponible para su libre uso y distribución en la página en la página del grupo de investigación PRINIA a través del enlace www.uco.es/grupos/prinia/wp-content/uploads/PI-P-TOOL.rar. Dado que la aplicación se inicia por defecto en inglés, se empleará para la descripción de los parámetros de la interfaz la versión inglesa. Si el usuario lo deseara, es posible cambiar el idioma y trabajar con la versión en español de la misma. Junto con la aplicación es posible descargar un manual de usuario, solamente disponible en español.

Una herramienta se implementa en Sysquake mediante tres componentes de programación: las funciones de cálculo, las funciones gráficas y las funciones de dependencia. Las primeras incluyen aquellos cálculos matemáticos que son llevados a cabo cada vez que se modifica un parámetro en la herramienta. La parte gráfica interactiva en Sysquake se compone de los gráficos y eventos. Por un lado, los gráficos muestran los resultados y los elementos interactivos (tales como curvas, líneas, barras de tipo slider, cajas de texto, etc.). Cada elemento gráfico lleva asociado un ID interactivo. Los eventos se definen para capturar cualquier cambio que se produzca sobre las áreas gráficas activas de la herramienta (mediante el uso del ID interactivo asociado al elemento gráfico) y para proporcionar el nuevo estado de los parámetros después del cambio realizado. El tercer componente, las funciones de dependencia, se codifican para hacer de enlace entre los eventos y las funciones de cálculo. Cada vez que se produce un evento, el nuevo estado que alcanzan los parámetros es usado por las funciones de dependencia para determinar todos los elementos afectados por el cambio. Entonces, los nuevos estados de todos los parámetros afectados son empleados por las funciones de cálculo para obtener los nuevos resultados matemáticos que, posteriormente, se muestran en la parte gráfica. De esta manera, todos los elementos están interconectados obteniendo una herramienta interactiva sumamente versátil. Es preciso destacar que la principal característica de la herramienta, la interactividad, no es algo que pueda ser debidamente ilustrado con texto. No obstante, las principales características de la herramienta, sus ventajas y su funcionalidad, serán comentadas a lo largo del presente capítulo y, complementariamente, el lector es cordialmente invitado a

descargar la herramienta y experimentar personalmente sus propiedades interactivas y pedagógicas.

Cuando se desarrolla una herramienta de este tipo, una de las consideraciones más importantes de las que el desarrollador debe ser consciente es la organización de las principales ventanas y de los menús. La intención debe ser la de facilitar al usuario la comprensión de las opciones de la herramienta y el procedimiento de diseño del controlador que ésta propone (Guzmán, 2006). De tal forma, la herramienta se organiza desde un punto de vista ingenieril y, dado que el diseño implica un procedimiento en dos pasos, se ha organizado en dos modos principales: el modo de sintonía en primer lugar, y el de evaluación en segundo. Así, el proceso de diseño podrá conllevar la conmutación entre ambas fases de forma iterada (al estilo de una herramienta de diseño de ingeniería típica) hasta que, a juicio del usuario, se alcancen los compromisos de diseño esperados.

4.2.1. Modo de sintonía

El primer paso en el diseño de un controlador PI-P según la metodología propuesta para el uso de la herramienta PI-P-TOOL, sería el de encontrar el mejor ajuste de los parámetros de sintonía a los requerimientos del usuario. Para tal fin se define este modo. En este primer paso se podrían calcular las regiones de sintonía para un proceso dado (3.1) en la versión en 2D expuesta en el capítulo anterior. Se ha optado por este formato de representación debido a que la carga computacional que supondría el recálculo de curvas de sintonía en 3D haría inviables las propiedades interactivas de la herramienta. No obstante, a pesar del formato de representación en 2D, las propiedades interactivas de la herramienta proveen una metodología de diseño muy dinámica. La interactividad permite, entre otros aspectos, que el usuario pueda observar cómo evolucionan los índices de rendimiento mientras está cambiando los valores de los parámetros de sintonía o se configura un nuevo proceso. Con esto se consigue explorar de una manera muy dinámica e intuitiva el espacio de soluciones para los parámetros de sintonía que mejor se ajuste a las especificaciones deseadas (en la forma de índices de rendimiento). En lo sucesivo se describe brevemente la configuración del presente modo y las funciones que proporciona al usuario. En la Figura 4.2 se muestra una captura del modo de sintonía.

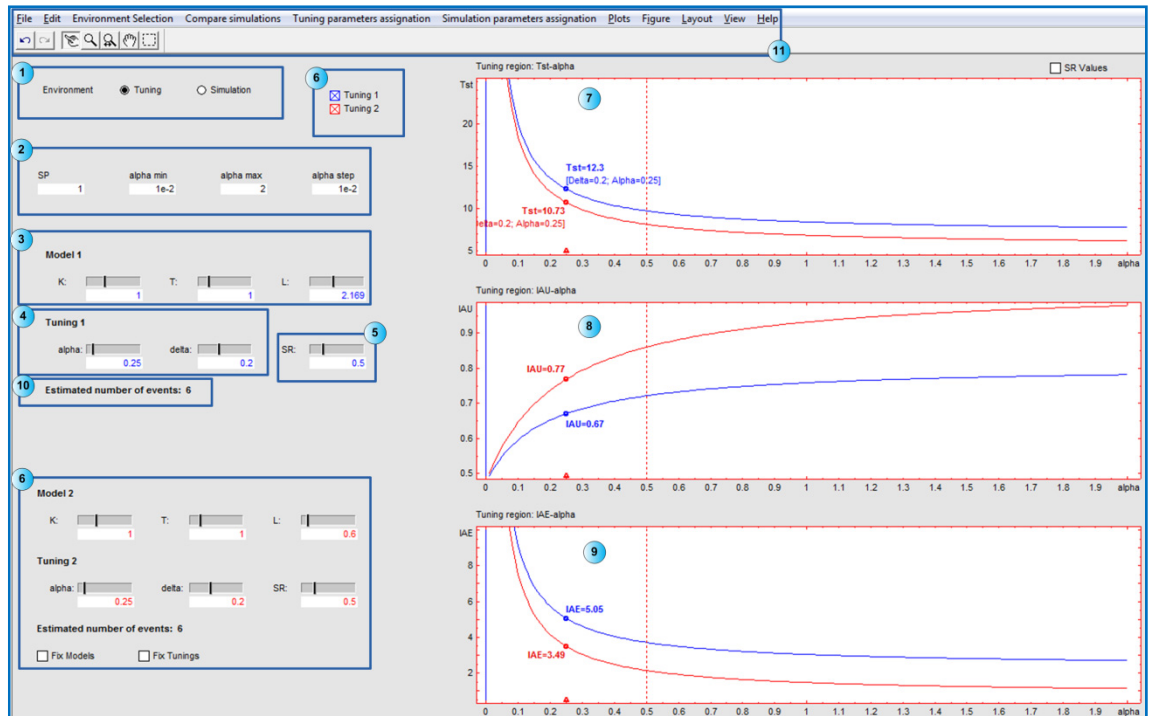


Figura 4.2: Interfaz de usuario de la herramienta interactiva PI-P-TOOL correspondiente al modo de sintonía

A pesar de que el software Sysquake presenta excelentes propiedades gráficas y permite definir entornos de cierta complejidad, el diseño de la interfaz se ha realizado siguiendo el principio de simplicidad de uso (Guzmán, 2006). El modo de sintonía se divide en dos partes bien diferenciadas, mostrando los parámetros de configuración en el lado izquierdo de la interfaz y las ventanas de resultados en el lado derecho. Con este planteamiento, este modo ofrece las siguientes opciones de configuración:

1. **Selección del entorno (Environment choice):** Esta opción permite seleccionar el entorno actual de entre los modos disponibles (modos de sintonía y simulación respectivamente). Los pasos de un entorno a otro sólo producen cambios en aquellos parámetros que son comunes a ambos. El resto de parámetros se mantiene inalterado, permitiendo un uso dinámico de los modos de diseño. Una vez los parámetros de sintonía satisfacen las especificaciones del usuario (en términos de los índices de rendimiento), se puede cambiar el modo para evaluar la respuesta del sistema ante diferentes situaciones no ideales del lazo. Del mismo modo, si la evaluación no es satisfactoria y se precisa un refinado de los parámetros de sintonía, se podría volver a conmutar el modo. Sin embargo, como se verá en adelante, lo habitual y más natural para el diseñador será

continuar experimentando en el modo de evaluación, dado que éste también admite modificaciones en los parámetros de sintonía.

2. **Parámetros de simulación (simulation parameters):** Para obtener las regiones de sintonía sería necesario especificar cuatro parámetros. El primero sería el *set-point value*, que define la referencia para la salida del sistema. Adicionalmente, sería necesario definir los tres parámetros *alpha min*, *alpha max* y *alpha step* relacionados con la precisión y el rango de visualización de las curvas de sintonía. Los parámetros *alpha min* y *alpha max* indican los límites máximo y mínimo del parámetro α (eje horizontal) para el cálculo de las curvas y el parámetro *alpha step* el tamaño de paso que determina la cantidad de puntos en la estimación de las mismas. Valores más reducidos de *alpha step* incrementarían el número de puntos a calcular en las curvas y, por tanto, la precisión de las estimaciones. Con los parámetros *alpha min* y *alpha max* se puede acotar la zona de observación. Para la especificación de tales parámetros la herramienta dispone de cuatro registros de entrada.
3. **Definición de los modelos (model definition):** Esta opción permite modificar interactivamente los parámetros del proceso (según la estructura (3.1)) y, a su vez, los parámetros del modelo considerado en la unidad de predicción de la Figura 3.8 (según (3.4)). Dado que se trata de la primera versión de la herramienta, el desarrollo de la sintonía se ha abordado de manera ideal, es decir, durante la operatoria con el modo de sintonía se asume una correspondencia perfecta entre el proceso y el modelo considerado en la unidad de predicción. Por este motivo, se emplean los mismos sliders y registros para modificar los parámetros (K, τ, L) y $(\bar{K}, \bar{\tau}, \bar{L})$, correspondientes a la estructura del proceso y predictor (especificados como *model 1* y *model 2*). Una vez se conmuta al modo de evaluación, sí se admite la introducción de errores de modelado como parte de los aspectos a evaluar sobre la robustez del diseño.
4. **Parámetros de sintonía (Tuning definition):** El objetivo de este modo es el de ajustar los parámetros de sintonía del diseño. Para ello se dispone de dos sliders con sus respectivos registros con los que poder cambiar los parámetros (Δ, α) . Aparecen especificados como *tuning 1* y *tuning 2*, respectivamente.
5. **Slew-rate:** Junto con los parámetros de sintonía, el parámetro denominado con la abreviatura SR define una posible cota relacionada con la limitación en la tasa de cambio del actuador (véase sección X). La cota relaciona los parámetros α, Δ

y *set-point* en la forma $SR = (j_{max} \alpha \Delta \tau)_{max}$ y se representa gráficamente con una línea rayada vertical que expresa el valor máximo del parámetro α que satisface la restricción. La línea divide la región de sintonía en dos áreas donde se cumpliría o no la restricción y se puede modificar interactivamente a través de los sliders y registros asociados a α , Δ , *set-point* y *SR* o desplazando directamente la línea vertical de una curva de sintonía concreta con el ratón.

6. **Comparación de experimentos:** Con el propósito de poder comparar diseños se han implementado algunas opciones adicionales. Ambos modos de la herramienta ofrecen la posibilidad de configurar y mostrar los resultados para dos diseños simultáneamente. Los parámetros de configuración y los resultados gráficos de cada uno de los diseños se pueden habilitar y deshabilitar mediante sendas *checkmarks* localizadas en la parte superior de la zona de parámetros (*Tuning 1* y *Tuning 2*, respectivamente). Ambos diseños se diferencian mediante el uso de los colores rojo y azul en la configuración de parámetros y en las ventanas de visualización. Para habilitar ciertas opciones adicionales se han dispuesto dos *checkmarks* denominadas *Fix models* y *Fix tunings*. Si se habilita la opción *Fix models*, los parámetros del modelo 2 (reflejado en rojo según la figura X) siguen a los parámetros del modelo 1, es decir, representarían una copia de modelo 1 y los cambios que se produjeran en éste se verían reflejados en el modelo 2. El resto de parámetros del otro modelo no se verían afectados. Si se habilitara la opción *Fix tunings*, los parámetros de sintonía del segundo modelo seguirían al primero. Con esta funcionalidad se pueden realizar experimentos donde se observe de forma muy dinámica cómo afectan los cambios al diseño si solo cambiaran los parámetros del modelo o los de la sintonía.

Las opciones de visualización para este modo serían las siguientes:

7. **$T_{st} - \alpha$ Tuning region:** Esta ventana muestra la curva de sintonía que relaciona el tiempo de asentamiento según (3.32) (eje vertical) con el parámetro α (eje horizontal) para un único valor del parámetro Δ . El número de puntos mostrado depende del vector de valores definido por el conjunto de parámetros *alpha min*, *alpha max* y *alpha step* (los cuales definen la resolución del eje horizontal). Las curvas mostradas para cada posible diseño se ven afectadas por todos los

parámetros de configuración y, por tanto, se actualizan interactivamente con cada nuevo ajuste. La curva dispone de un marcador que puede ser desplazado interactivamente con el ratón y que resalta los valores de los parámetros de sintonía y del índice de rendimiento para el punto de diseño marcado. Con respecto a las propiedades interactivas, los cambios en el valor del parámetro Δ lanzan el recálculo de la curva completa y se observa un efecto de desplazamiento de la misma. Los cambios en el parámetro α desplazan horizontalmente el marcador a lo largo de la curva de sintonía (el punto de diseño actual). El otro elemento gráfico interactivo correspondería a la restricción del actuador. Los desplazamientos de este elemento provocan las actualizaciones automáticas del valor SR . En este caso, la restricción debería ser interpretada como una cota máxima en la estima del valor del tiempo de asentamiento.

8. **IAU – α Tuning region**: La curva relaciona el índice IAU (definido en (3.34)) con el valor de α . Las propiedades interactivas serían similares a las de la curva $T_{st} - \alpha$ y, en este caso, la restricción del actuador también representaría una cota superior en el valor del IAU.
9. **IAE – α Tuning region**: Esta ventana muestra la curva de sintonía que relacionaría el valor del índice de rendimiento IAE (según (3.33)) con α . La funcionalidad y características interactivas son similares a las descritas en las curvas de sintonía anteriores. En este caso, la restricción del actuador debería interpretarse como una cota inferior en el conjunto de valores admisibles para el IAE.
10. **Número de eventos estimado (Estimated number of events)**: Asociado a las regiones de sintonía, como parte del procedimiento de diseño, se puede considerar otro índice de rendimiento típico de los sistemas de control basados en eventos el número de eventos esperado. Este índice depende exclusivamente de la relación de parámetros Δ y *set-point* conforme a (3.36). El resultado de este índice se muestra como un registro de salida junto a los parámetros de configuración.
11. **Opciones de menús**: Todos los parámetros de la herramienta son configurables desde las opciones de los menús de la aplicación. Los nombres asociados a cada parámetro dentro de los menús son similares a los configurables desde la vista

de la interfaz. Los submenús se organizan por modos y áreas, realizando la misma diferenciación que las vistas de parámetros de la interfaz. Cada vez que se accede a uno de los parámetros dentro de los listados de los menús, aparecería una ventana de aviso a modo de registro solicitando el nuevo valor del parámetro concreto. En caso de que el valor introducido no sea admisible o se saliera de rango, la ventana daría un aviso y volvería a solicitar su valor. Cada cambio desde las opciones de menús tendría el mismo efecto que un cambio interactivo desde las opciones de la interfaz. Dado que los parámetros de la herramienta ya han sido comentados, solo cabría destacar las opciones de idioma y de ayuda. A la opción de idioma se puede acceder desde la ruta *Edit > Language* y permite conmutar el idioma mostrado en la interfaz las opciones de idioma español e inglés. La opción de ayuda es accesible desde la opción de menú *Help* y muestra una guía con breve descripción de las áreas y de los parámetros de cada entorno.

Como se deduce de las opciones comentadas y se esboza en las capturas de ejemplo de la Figura 4.2, es posible llegar a cabo un amplio abanico de simulaciones en el presente modo. Tanto este modo como el modo de evaluación permiten definir dos procesos del tipo FOPTD y, realizar ajustes para los parámetros de sintonía. Todos los parámetros puede ajustarse interactivamente mediante los sliders y registros disponibles o haciendo uso de las entradas de los menús de la herramienta. Para este último caso, todos los registros disponibles se han nombrado del mismo modo que los parámetros visibles en la interfaz. Cada gráfico permite mostrar los dos diseños simultáneamente o deshabilitarlos mediante las *checkmarks* definidas para tal fin. Adicionalmente, para facilitar los experimentos de comparación, se pueden fijar respectivamente los parámetros del proceso o de la sintonía con el objetivo de evaluar la influencia de los parámetros complementarios. Aunque no se ha comentado expresamente, las dimensiones de los ejes que determinan la zona visible de las curvas de sintonía se actualizan interactivamente ante los cambios de parámetros.

4.2.2. Modo de simulación

Una vez se han definido los parámetros de sintonía, el siguiente paso del procedimiento de diseño sería el de evaluar la robustez y el rendimiento del sistema bajo

diferentes condiciones. El controlador se ha diseñado previamente en el entorno de sintonía como solución para un conjunto de especificaciones deseadas para el usuario. Este paso se lleva a cabo asumiendo una correspondencia perfecta entre los parámetros del proceso y del modelo de la unidad de predicción. En el modo de simulación, el usuario puede analizar la viabilidad y robustez de su diseño evaluando cómo diferentes escenarios afectan a sus prestaciones y rendimiento. En este sentido, el presente modo permite, entre otros, evaluar aspectos tales como los errores de modelado, la influencia de las perturbaciones y fuentes de ruido. De la misma forma que en el modo anterior, se ha plasmado una interfaz que siga el principio de facilidad de uso y, nuevamente, dos diseños pueden ser ajustados y visualizados con propósitos de comparación. Las opciones de configuración de este modo serían las siguientes:

1. **Selección del entorno (*environment Choice*)**: Esta sería la opción homóloga a la del modo de sintonía que permitiría cambiar de un entorno a otro durante el proceso de diseño. Como ya se mencionó, los parámetros comunes conservarían su valor ante cambios de entorno.
2. **Ajuste de ejes (*adjustment of axis*)**: La ventana temporal observable para las gráficas es configurada por el usuario a través de los parámetros t_{min} y t_{max} . Con respecto a las magnitudes de las señales visualizadas, el usuario tiene la opción de establecer un ajuste automático o manual de las mismas (opciones *auto* y *manual*). En la opción automática la herramienta fijaría interactivamente los límites de los ejes verticales de cada gráfica con las tolerancias necesarias para que todas las señales representadas fueran observables. Si se optara por un ajuste manual, los límites los podría fijar el usuario a través de los registros y_{min} , y_{max} , u_{min} , u_{max} , e_{min} , e_{max} pudiendo resaltar los detalles deseados de las curvas mostradas.
3. **Parámetros de simulación (*simulation parameters*)**: En esta área de la interfaz se configuran los principales parámetros empleados para evaluar la robustez del diseño, a excepción de los errores de modelado que se configurarían en el área de parámetros del proceso. El primer parámetro que debe definirse es el valor de referencia deseado. Por defecto, la referencia se define como un salto escalón aplicado en el instante $t = 0$ cuya magnitud se define en el registro $SP1$. Un segundo salto podría definirse para evaluar la respuesta del sistema ante cambios en la referencia a través de los registros t_{SP2} y $SP2$ (referenciados a los orígenes de los ejes). Otros efectos que pueden analizarse actuando sobre esta

área de parámetros son las perturbaciones y la influencia de fuentes de ruido. Adicionalmente, se ha implementado una opción para estudiar el diseño de la ganancia del proporcional del controlador P para la compensación de la incertidumbre conforme a la metodología presentada en la presente Tesis en la sección 3.4. Las perturbaciones consideradas en esta Tesis son de tipo escalón y podrían ser especificadas empleando los registros Du , t_Du y Dy , t_Dy (para perturbaciones a la entrada y salida respectivamente), o de manera interactiva moviendo el marcador verde definido en la zona de los gráficos. En el segundo caso, las posiciones horizontal y vertical del marcador definirían respectivamente el instante en el que aparece la perturbación y la magnitud de la misma. Las fuentes de ruido son definidas en el registro denominado w . Este registro permite acoplar una fuente de ruido *Gaussiano* a la señal de salida del proceso especificando el valor de la banda de ruido. Los parámetros definidos para estudiar la compensación de la incertidumbre admiten, tanto un ajuste automático siguiendo el algoritmo propuesto en la sección 3.4 (*checkmark auto*), como explorar otros ajustes definiendo directamente las ganancias a través de los registros *adjust_kp1* y *adjust_kp2* (una por cada diseño observable y según (3.31)).

4. **Parámetros del modelo, proceso y sintonía (*process and model definition and tuning of parameters*):** En esta área de parámetros se podrían actualizar los parámetros del proceso y los de sintonía que ya habrán sido definidos en el modo de sintonía y, como opción adicional, indicar los parámetros del modelo incluido en la unidad de predicción según (3.4). Los parámetros del proceso y del modelo responden a la estructura de sistemas del tipo FOPTD tal como se definieron en (3.1) y (3.4). Los parámetros (K, τ, L) del proceso se definirían con los registros o sliders denominados K , T y L y los parámetros del modelo $(\bar{K}, \bar{\tau}, \bar{L})$ a través de los registros o sliders mostrados como K_S , T_S y L_S . El diseñador podría explorar cualquier combinación de los parámetros K_S , T_S y L_S diferente a los del proceso con el objetivo de estudiar la influencia de diferentes tipos de incertidumbres estructuradas.
5. **Comparación de experimentos:** Siguiendo la misma filosofía que en el entorno de sintonía, en este modo se podrían definir dos experimentos diferentes para propósitos de comparación. De la misma forma, se podrían habilitar uno o dos diseños empleando las *checkmarks* localizadas en la parte superior de la zona de

parámetros (*Tuning 1* y *Tuning 2* respectivamente) donde se han empleado los colores azul y rojo para identificar fácilmente los parámetros y gráficos asociados a cada diseño. En este caso, las opciones adicionales vienen dadas por tres *checkmarks* denominadas *Fix processes*, *Fix models* y *Fix tunings*, cuyas funciones se pueden deducir fácilmente de lo explicado para el entorno de sintonía. Con esta funcionalidad se pueden realizar una amplia variedad de experimentos donde se observe de forma muy dinámica cómo afectan los cambios al diseño si sólo cambiaran los parámetros del proceso, los del modelo (el tipo de incertidumbre) o los de la sintonía. Tras un primer paso de diseño donde se ajustan los parámetros de sintonía conforme a los requerimientos del usuario, en el presente modo se podría realizar un proceso de refinado de parámetros para hacer más robustos el diseño ante los posibles efectos no ideales del lazo. Cabe destacar la amplísima variedad de simulaciones interactivas que admitiría la herramienta diseñada.

Este modo propone las siguientes opciones de visualización:

6. ***Respuesta del sistema y de la realimentación (system response and feedback signals)***: Esta ventana muestra las respuestas de las señales $y(t)$ e $y_r(t)$ de acuerdo con la nomenclatura empleada en el capítulo anterior. Como elementos gráficos interactivos, la gráfica incluye dos marcadores para definir perturbaciones a la entrada y salida del sistema (afectando a los registros Du , t_Du , Dy y t_Dy), un marcador etiquetado con la palabra “*Delay*” que admite un desplazamiento horizontal y que permite modificar el valor del retardo del proceso (registro L) y un conjunto de *checkmarks* nombradas como *Response*, *Feedback* y *Ref $\pm \Delta$ margin*. Los dos primeros permiten habilitar y deshabilitar la visualización de las respuestas $y(t)$ e $y_r(t)$. La *checkmark Ref $\pm \Delta$ margin* permite mostrar los límites de la banda muerta, es decir, los límites de la zona de equilibrio del sistema. Este elemento gráfico resulta muy útil para interpretar la estabilidad del sistema, debido a que indica los márgenes entre los cuales el controlador P debería guiar la respuesta. Como resultados de las condiciones no ideales del lazo, la estabilidad del sistema puede verse comprometida. Este aspecto puede estudiarse en la herramienta con el objetivo de realizar los ajustes necesarios del controlador que garanticen la estabilidad. Este tipo de análisis

representaría uno de los principales objetivos perseguidos con el desarrollo de la presente herramienta.

7. **Respuesta del Controlador (controller response)**: La ventana intermedia representa la respuesta de la estrategia de control PI-P. Esta gráfica dispone de la misma escala temporal que la respuesta del proceso. Para que puedan ser objeto de análisis, la acción de cada subcontrolador del algoritmo PI-P puede visualizarse de manera independiente haciendo uso de las *checkmarks* U_{pi} and U_p . Las líneas verticales rayadas indican los instantes en los cuales los subcontroladores son conmutados a lo largo de la línea de tiempos. Adicionalmente, cada etapa está etiquetada con las palabras PI y P dependiendo del subcontrolador habilitado.
8. **Errores instantáneos y muestreados (instantaneous and sampled error)**: El sistema de control descrito en la presente Tesis considera un esquema de muestreo basado en eventos sobre la señal de error instantáneo del lazo. Tanto el error instantáneo como el muestreo por eventos pueden ser visualizados en la tercera ventana incluida en este modo. A partir de esta señal, el usuario puede analizar cualitativamente la eficacia de la sintonía desempeñada en la reducción del error de control.
9. **Tasa de eventos (event rate)**: En esta ventana se muestra el historial temporal de los eventos disparados en el sistema. A partir del análisis de esta gráfica puede interpretarse la eficacia de la sintonía desde el punto de vista del esfuerzo de muestreo (conclusiones sobre el número de eventos por unidad de tiempo, tiempo medio entre eventos y distancia mínima entre dos eventos consecutivos).
10. **Índices de rendimiento calculados (performance index results)**: Los índices de rendimiento que eran estimados en el entorno de sintonía son ahora calculados en este otro entorno a partir de los resultados de simulación. Los resultados se muestran en los registros de salida T_{ST} , IAE , IAU and S . En este caso, los resultados obtenidos sí contemplan las condiciones no ideales evaluadas en el lazo. Los índices de rendimiento estimados en la fase sintonía (definidos en las ecuaciones (3.32)-(3.36)) están calculados en relación a un periodo de tiempo dado por el tiempo de estacionamiento estimado para la respuesta. En el caso del entorno de simulación, el horizonte temporal para los cálculos puede ser definido por el usuario a través del registro t_{sim} . Este horizonte de cálculo también puede moverse interactivamente sobre los elementos gráficos a través

de la línea vertical verde rayada definida a tal efecto. El único índice que no se vería afectado por la ampliación del horizonte sería el tiempo de asentamiento T_{ST} . Por defecto, la herramienta considera que el sistema se asienta en un periodo de tiempo equivalente a $t_1 + 5\tau$, el cual se corresponde con el tiempo de asentamiento típico de la respuesta (donde t_1 representaría el instante en el que se habilita el subcontrolador P) y, en base a este intervalo, calcula el resto de índices. Debe tenerse en cuenta que cuando se consideran ciertas condiciones no ideales del lazo, la respuesta podría volverse inestable o alcanzar un ciclo límite, y, en cualquiera de los dos casos, no llegar a estacionarse. Este aspecto dificulta la definición automática de la ventana temporal a partir de la cual obtener los resultados de los índices de rendimiento.

11. **Informe de eventos (event report):** Otra de las opciones que ofrece la herramienta es crear un informe con los eventos. Pulsando el botón con la etiqueta *Events* la herramienta genera un fichero .txt formateado por columnas que muestra un resumen de la parametrización actual de la herramienta y los resultados del muestreo. Mediante esta utilidad se pueden disponer de registros con los que poder realizar análisis estadísticos.
12. **Opción de zoom rápido (rapid zoom):** Cada una de las gráficas disponibles en los entornos de la herramienta pueden ser maximizadas y devueltas a su tamaño estándar de manera instantánea situando el ratón encima y haciendo uso del *scroll*.

Como se puede observar, la herramienta permite evaluar una amplia gama de posibles situaciones de control. Concluida la fase de simulación, el usuario puede concluir con el diseño si éste cumple las expectativas previstas o, en cambio, realizar un refinado de los parámetros o de las especificaciones, en cuyo caso se volvería a repetir el procedimiento de diseño en dos pasos citado.

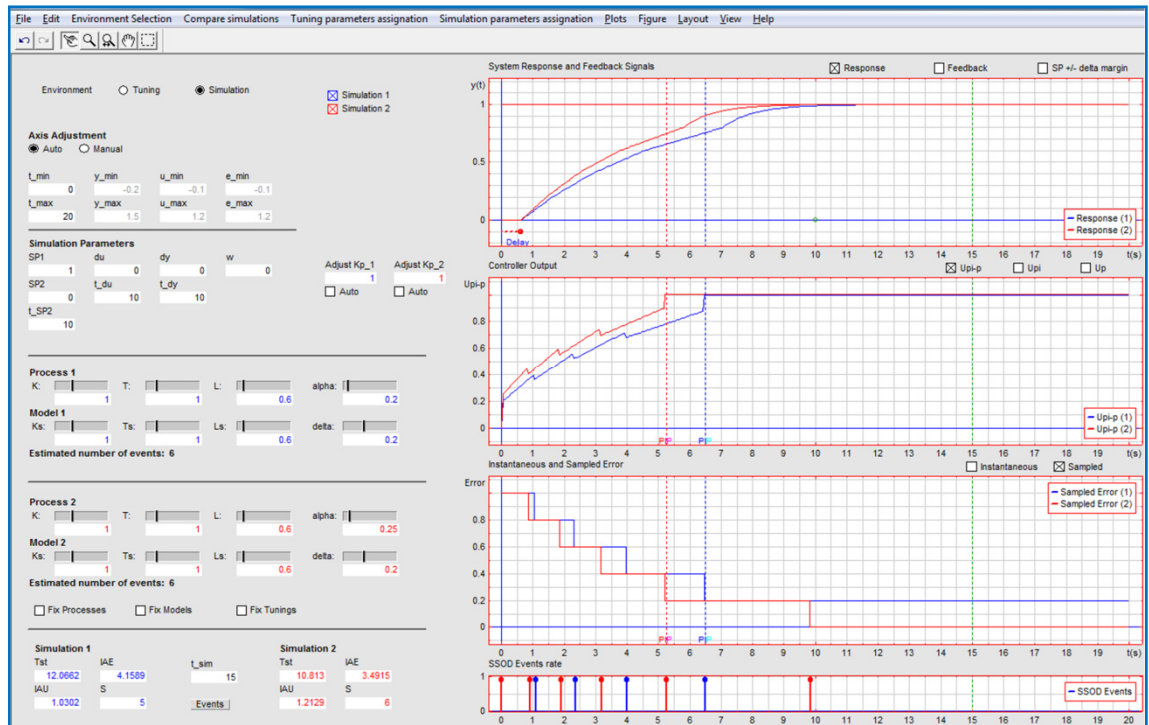


Figura 4.3: Interfaz de usuario de la herramienta interactiva PI-P-TOOL correspondiente al modo de simulación

4.3. ALGUNOS EJEMPLOS ILUSTRATIVOS

En líneas generales, la herramienta posee opciones para estudiar de manera extensiva, entre otros aspectos, la sintonía del controlador, la influencia de los errores de modelado, perturbaciones, ruido, cambios de referencias, ajustes de la ganancia proporcional, estadísticas de eventos, y todo ello enriquecido por las opciones de análisis comparativo. Para mostrar la operatoria de la herramienta y ser concisos en las explicaciones se ha desarrollado una batería de ejemplos ilustrativos. Dado que los escenarios posibles son numerosos, los ejemplos se han centrado en tratar algunos de los aspectos teóricos más significativos de los analizados en el capítulo anterior. De modo no exhaustivo, aunque sí representativo, el objetivo de las experiencias se ha centrado en los siguientes escenarios:

- Optimización de índices de rendimiento (modo de sintonía).
- Caracterización de los límites de estabilidad en función de α y Δ (modo de simulación).
- Compensación de la incertidumbre y del ruido (modo de simulación).

- Respuesta ante perturbaciones e incertidumbre (modo de simulación).

Con estas experiencias representativas se pretende ilustrar la forma de operar con la herramienta. Debido a que el modo de simulación ofrece una mayor versatilidad y número de opciones, la mayor parte de los ejemplos se han centrado en el mismo. Para ampliar detalles o desarrollar otras experiencias, el lector es invitado a descargar la aplicación desde la página web indicada al principio de la sección 4.2.

Optimización de índices de rendimiento.

Típicamente, un diseño partirá de una serie de especificaciones numéricas admisibles para los índices de rendimiento o, en su defecto, de unas preferencias de ajuste que sean traducibles a la asignación de un peso específico a los índices de rendimiento. En ciertas aplicaciones podría ser más imperante reducir el número de comunicaciones de sensor a controlador y en otras reducir el esfuerzo de control a las mínimas cotas. No obstante, una situación que podría darse, es la de no partir de tales especificaciones, en cuyo caso lo natural sería tratar de optimizar todos los índices de rendimiento. Dado que la herramienta no dispone de opciones de optimización (actualmente se está trabajando para incluirlas en la segunda versión de la herramienta), cualquier solución alcanzada por el usuario representará un óptimo local que dependerá del juicio del diseñador. Además, dependiendo de las especificaciones de partida, por lo general no será posible optimizar todos los índices de rendimiento a la vez. Para ilustrar el problema se plantea una situación hipotética donde se ha asumido que el sistema tiene que presentar una tasa de eventos baja y que, por motivos del ruido presente en la medida del proceso, esté al menos comprendida entre los umbrales de evento [0.125,0.2]. Por motivos de coherencia y claridad, se ha seguido la estela de ejemplos del capítulo anterior considerando el proceso de ejemplo (3.37). En este escenario, los límites del parámetro de sintonía Δ quedarían predefinidos y lo más eficaz para la exploración interactiva de soluciones sería disponer de forma comparativa de las curvas de sintonía correspondientes a ambos límites, como muestra la Figura 4.4. Si el usuario deseara explorar otros posibles parámetros del proceso podría hacer uso de la opción *Fix models*, lo cual facilitaría dicha tarea.

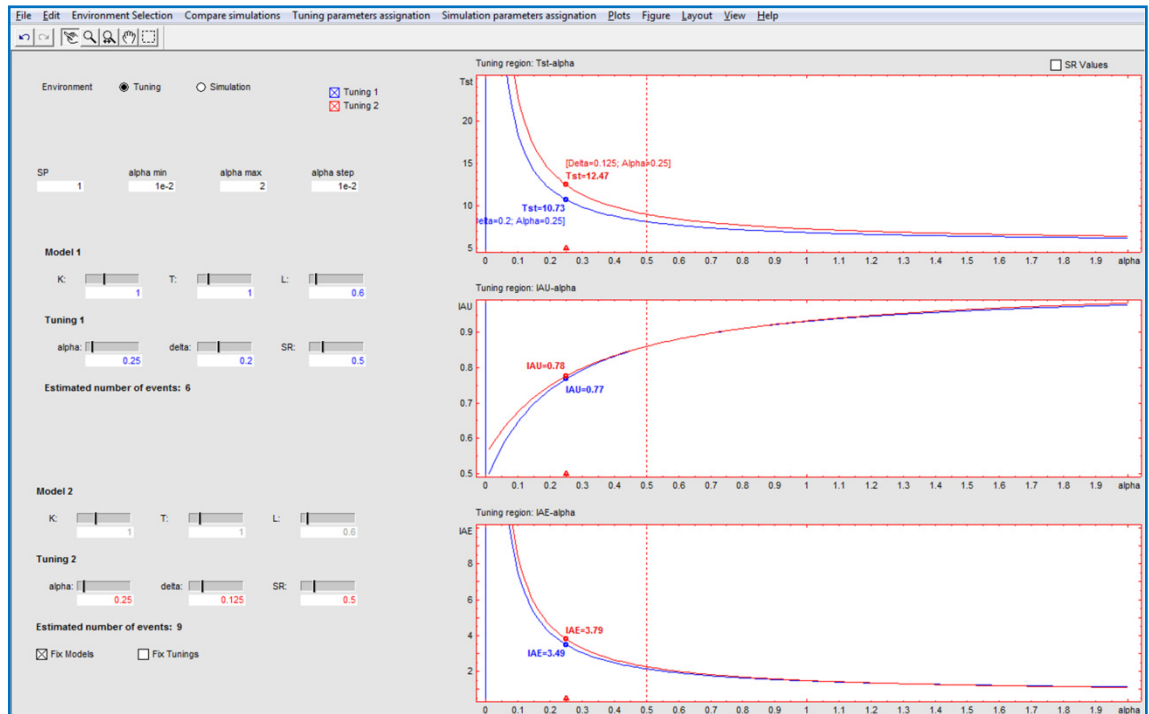


Figura 4.4: Ejemplo de sintonía para el proceso (3.37) (modo de sintonía)

Para encontrar una solución adecuada al experimento planteado resulta fundamental interpretar la forma geométrica que adquieren las curvas. En el experimento planteado, mientras que las curvas de sintonía correspondientes al tiempo de asentamiento y al IAE se aproximan a una función exponencial negativa, la relativa al IAU se podría aproximar a una exponencial positiva. Esta evolución denota el tipo de dependencia de cada índice con α , que fue comentada durante los análisis teóricos. Con la filosofía de pesar de una forma equilibrada todos los índices, una adecuada solución de compromiso situaría los puntos de diseño en torno al 60 % de la curva mostrada (a partir del cual el gradiente de crecimiento (IAU) y decrecimiento (T_{ST} e IAE) de los índices se suaviza y se aproxima a una recta). Para poder comparar debidamente, los marcadores de ambos puntos de diseño se sitúan en la misma coordenada α . En este caso el diseño correspondiente a $\Delta = 0.2$ (en azul) ofrecería mejores resultados de los índices y podría ser una solución aceptada para el diseño.

Cualquier otro nuevo diseño que partiera de unas especificaciones diferentes podría llevarse a cabo de la misma forma comentada. Podría darse el caso de que la severidad de las restricciones no haga factible la solución, en cuyo caso deberían ser

reconsideradas mediante la asignación de un peso específico diferente o la asignación de prioridades, de manera que se pueda encontrar el mejor compromiso de diseño.

Caracterización de los límites de estabilidad

Dando otro paso en el proceso de diseño y pasando al modo de simulación, las opciones de análisis se incrementan. Un posible problema de diseño sería aquél en el que el diseñador es consciente de los errores de modelado cometidos durante la identificación del proceso, pero puede definir una cota para los mismos. En esta situación podría ser de interés para el diseñador encontrar los límites de estabilidad y, por tanto, evaluar la robustez del sistema en dos posibles escenarios: partiendo de un valor deseado del esfuerzo de control (para un α prefijado), y otro, para una tasa de eventos deseada (para un Δ prefijado).

Si se considerara el primer caso y se definiera una cota para los errores de modelado del -50 % en los parámetros (τ, L) y un valor de partida para los parámetros de sintonía de $(\alpha, \Delta) = (0.4, 0.1)$, el sistema entraría en un ciclo límite como se muestra en el diseño de la Figura 4.5 identificado en rojo. Si se recuerda la condición de estabilidad dada en (3.30) y la guía de diseño propuesta en el apartado 3.5.5, habría dos formas de relajar la restricción de estabilidad del sistema. Por un lado, la reducción del parámetro α y, por otro, el incremento del umbral de evento Δ . Por las premisas asumidas, no se desearía reducir el valor de α , por lo que se actuaría sobre el otro grado de libertad dado por el parámetro Δ . Si se observa el diseño azul, se puede comprobar este compromiso de estabilidad. Con un suave incremento del parámetro Δ , es posible hacer que la respuesta se estacione dentro de la banda muerta y el sistema se vuelva estable. Este ejemplo se puede contrastar con los resultados teóricos desarrollados en el capítulo 3. La gráfica de la Figura 3.16 mostraba la evolución de los límites de los parámetros α y Δ para diferentes tipos de incertidumbre en el proceso de ejemplo (3.37). En la gráfica se puede comprobar que la solución de los parámetros de sintonía para el sistema (3.37) y ante las incertidumbres contempladas, se encuentra dentro del dominio de estabilidad predicho para el mismo por esta gráfica.

Como resulta lógico, ante un diseño real y bajo tales cotas de incertidumbre, es recomendable tratar de incrementar en la medida de lo posible el valor de Δ dado que

este aspecto definirá el margen de estabilidad y, en consecuencia, caracterizará la robustez del sistema. Si se llevara el valor de Δ justo al límite, un pequeño nivel de ruido o una pequeña perturbación podría desestabilizar el sistema.

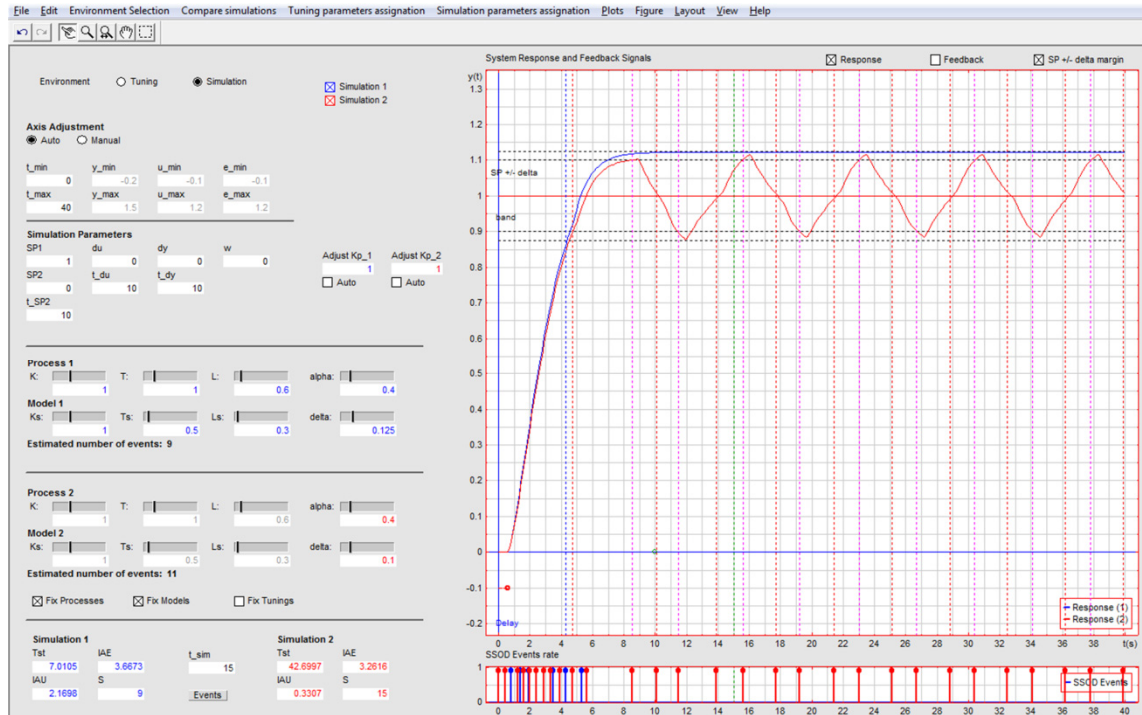


Figura 4.5: Ejemplo de caracterización del límite de estabilidad del parámetro Δ bajo incertidumbre en el proceso (3.37)

El segundo tipo de experimento podría ser aquél en el que, partiendo de las mismas condiciones de incertidumbre, el diseñador desea prefijar una tasa de eventos dada (valor de Δ) como especificación de diseño y evaluar, para un valor dado de α , la robustez del sistema. Partiendo en este ejemplo y de una especificación para la sintonía $(\alpha, \Delta) = (0.1, 0.25)$, tal como muestra el diseño identificado en rojo en la Figura 4.6, se pretendería encontrar la cota superior de α que preservaría la estabilidad del sistema ante las condiciones descritas. Como muestra el diseño representado en azul, el sistema admitiría un incremento relativamente amplio de α mientras preserva la estabilidad. Un diseño de este tipo se podría caracterizar de conservador y se puede afirmar que tendría un margen de estabilidad amplio. De esta forma, la banda muerta presentaría una buena robustez al ruido y las posibles perturbaciones.

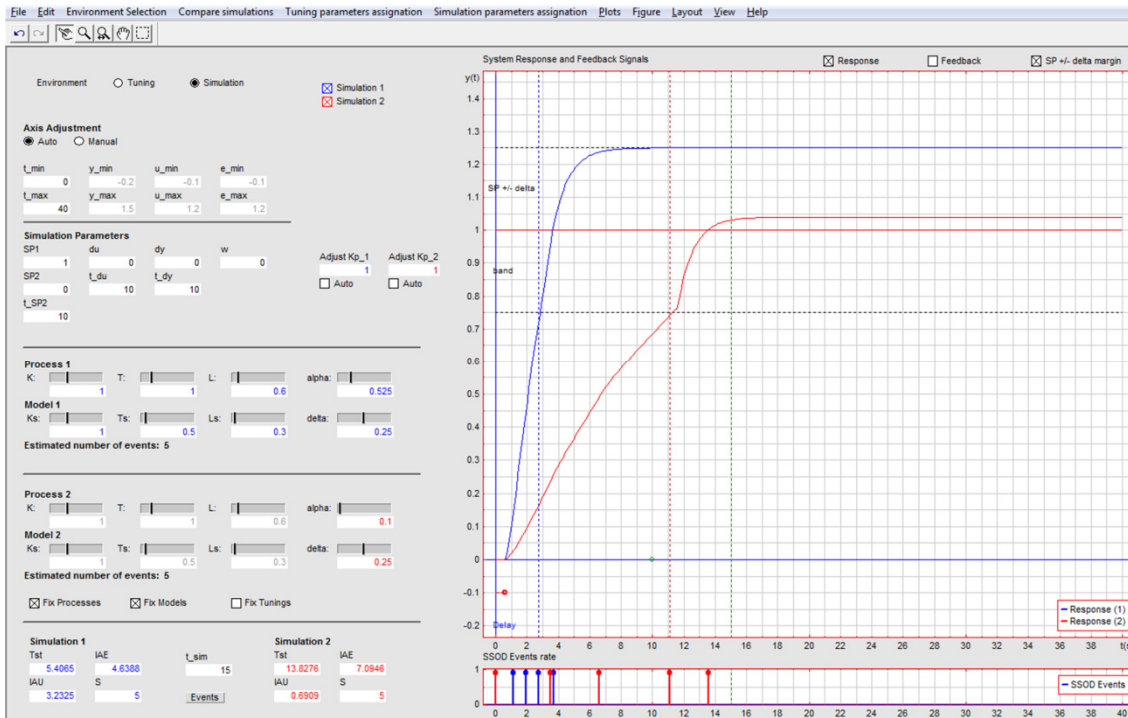


Figura 4.6: Ejemplo de caracterización del límite de estabilidad del parámetro α bajo incertidumbre en el proceso (3.37)

Compensación de la incertidumbre y el ruido

Otro de los aspectos descritos durante los análisis teóricos del capítulo anterior fue el diseño de una estrategia con la que compensar la incertidumbre. Éste representaba uno de los objetivos de diseño de la estrategia adaptativa PI-P y, para ello, se propuso un algoritmo (véase sección 3.4). El experimento actual parte de las mismas condiciones de incertidumbre anteriores y pretende ilustrar las ventajas del autoajuste. La Figura 4.7 compara la respuesta de un sistema que efectúa el ajuste automático de la ganancia proporcional con otro que no lo hace (y por tanto mantiene la ley de control (3.8)). Como se puede observar, desde el punto de vista del seguimiento de referencias, la mejora de la respuesta estacionaria es sustancial. Por motivos de precisión numérica de la herramienta, la respuesta del sistema no se corresponde exactamente con el valor de referencia. En el siguiente capítulo, dedicado a los resultados y análisis, se comprobará mediante el uso de Matlab y un paso de integración más pequeño, cómo la compensación total descrita en los análisis teóricos es posible.

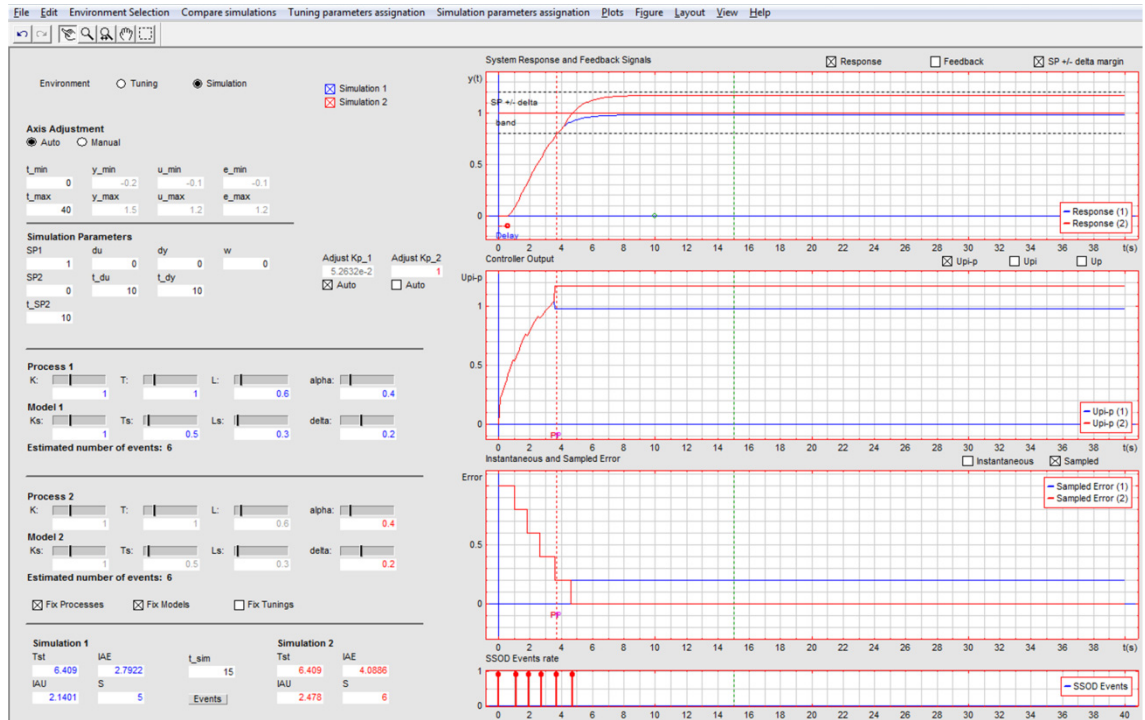


Figura 4.7: Ejemplo de aplicación de la opción de ajuste automático de la ganancia proporcional para dos casos con la misma incertidumbre en el proceso (3.37)

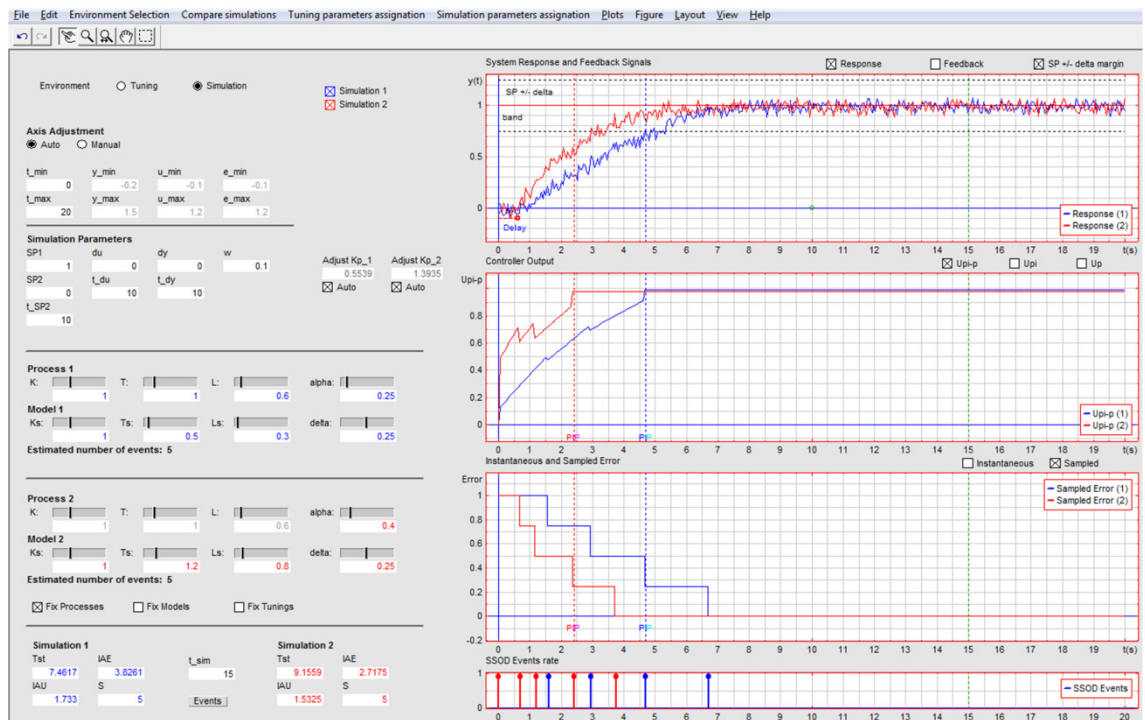


Figura 4.8: Ejemplo de aplicación de la opción de ajuste automático de la ganancia proporcional para dos casos diferentes incertidumbre y bajo la influencia de ruido en el proceso (3.37)

En una segunda simulación, se ha añadido a las respuestas de los diseños una señal de ruido con una banda de oscilación del 10 % de la señal de referencia (Figura 4.8). El parámetro Δ se ha ajustado siguiendo las recomendaciones de la guía de diseño relativas a la presencia de ruido ($\Delta \geq 2w$). Como se aprecia en la interfaz, se han diferenciado los valores del parámetro α de cada diseño, así como el tipo de incertidumbre. Como se puede observar, cada diseño realiza un ajuste diferente de la ganancia proporcional del sistema en base al algoritmo propuesto. Mientras un diseño debe incrementarla, el otro la reduce. La eficacia del algoritmo queda probada en ambos casos con la mejora de la respuesta estacionaria.

Respuesta ante perturbaciones e incertidumbre

En los últimos casos de ejemplo se ilustra otra de las situaciones típicas en un lazo de control, la presencia de perturbaciones. Las perturbaciones se pueden introducir en los diseños de manera interactiva a través de los marcadores definidos en verde. En los diseños mostrados en la primera experiencia, mostrada en la Figura 4.9, se somete al diseño a ruido ($w = 0.1$) y dos tipos de incertidumbre en los parámetros (τ, L). En el instante equivalente a 10 segundos se aplica al sistema un cambio de referencia hasta el valor -1. Cabe destacar que las perturbaciones a la salida del sistema tendrían el mismo efecto sobre el lazo que un cambio de referencia. En la segunda experiencia (Figura 4.10), se somete al sistema a una perturbación de entrada positiva de valor unidad. En ambos casos se ha habilitado el autoajuste de la ganancia proporcional del sistema.

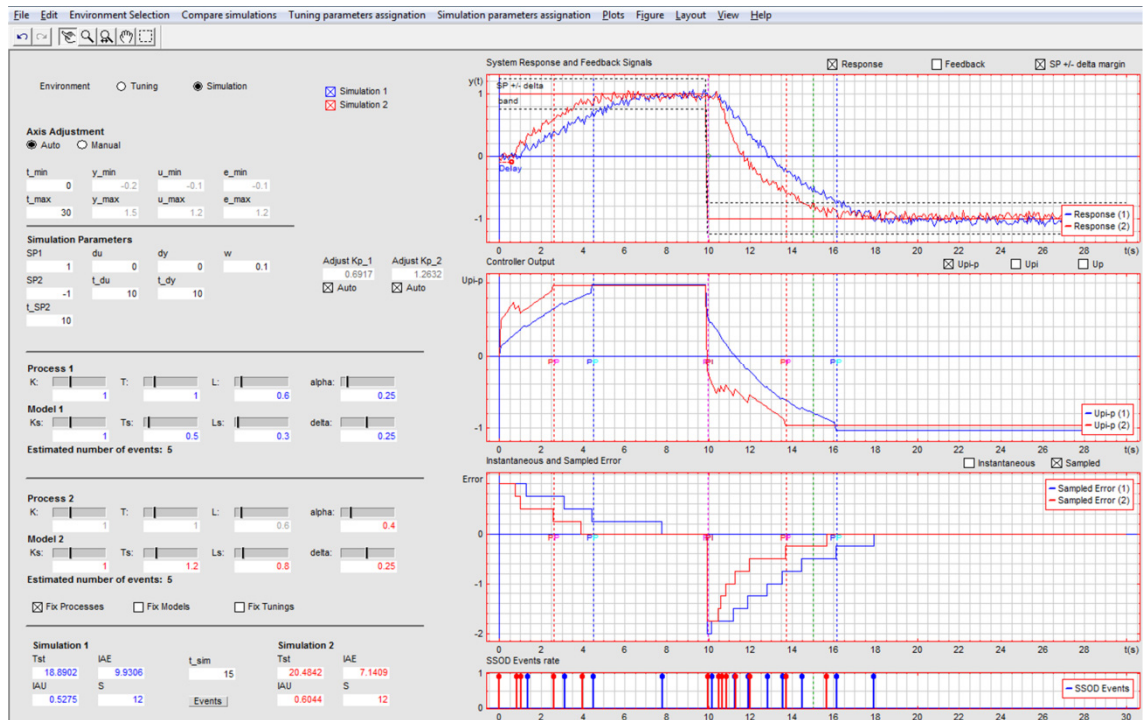


Figura 4.9: Ejemplo de análisis de perturbaciones y ruido para dos casos diferentes incertidumbre en el proceso (3.37)

Como muestran ambas simulaciones, a pesar de las perturbaciones, la incertidumbre y el ruido, la herramienta permite llevar a cabo un intuitivo proceso de ajuste de los parámetros de sintonía que garantiza una adecuada respuesta estacionaria del proceso. El proceso de diseño se transforma en un procedimiento muy dinámico gracias al carácter amigable e interactivo de la interfaz desarrollada. Merece la pena destacar la amplia variedad de escenarios que se podrían estudiar en el contexto del control basado en eventos. En este sentido, se estima que la herramienta desarrollada constituye un destacado instrumento pedagógico no sólo para el diseño de los sistemas de control basados en la estrategia PI-P, sino también para el estudio de parte de los fenómenos implicados en el paradigma del control basado en eventos, un aspecto muy necesario para los desarrollos teóricos del mismo.

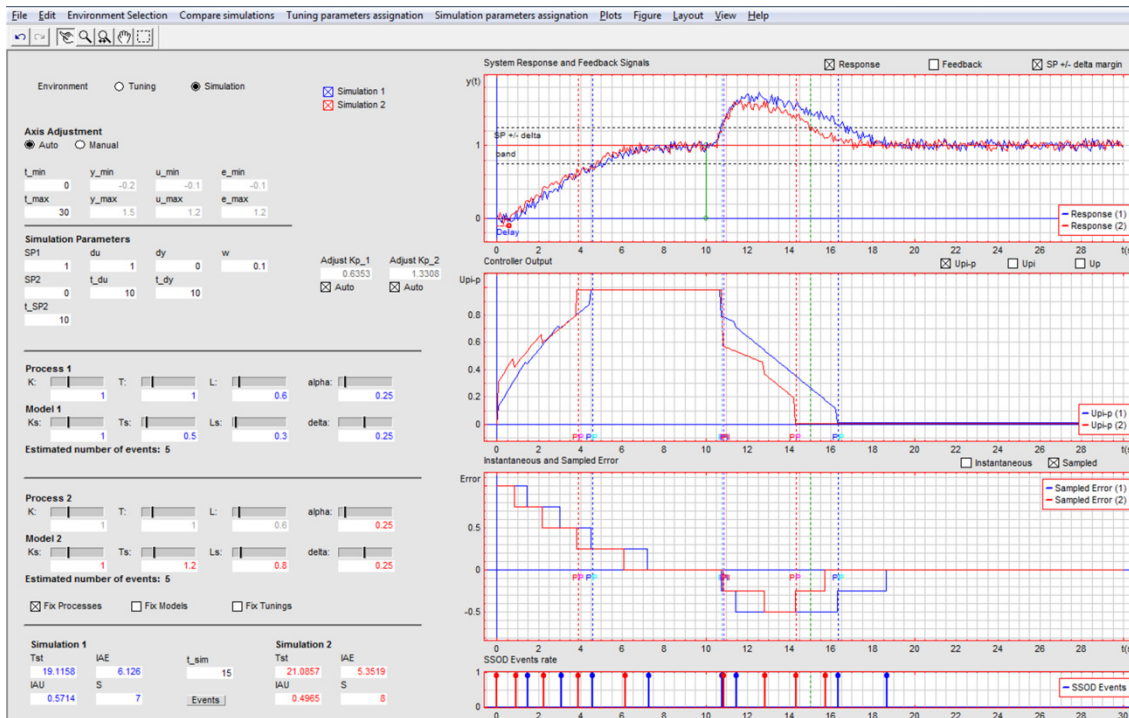


Figura 4.10: Aplicación del reajuste de la ganancia proporcional al caso de ejemplo de la Figura 4.9

4.4. OPCIONES FUTURAS

Como parte de los objetivos futuros, actualmente se está trabajando en una segunda versión de la herramienta que incluya algunas de las prestaciones de interés citadas, tales como:

- Análisis de la influencia de los errores de modelado en la sintonía.
- Consideración de cualquier estructura para el modelo del proceso.
- Posibilidad de considerar una red no ideal entre el generador de eventos y el controlador, introduciendo retardos y pérdidas de paquetes en las comunicaciones.
- Posibilidad de optimización de parámetros.
- Otros índices de rendimiento tales como los considerados en (Sánchez et al., 2009).
- Posibilidad de incluir un filtro en el predictor.
- Posibilidad de considerar diferentes esquemas de cuantización en la unidad de predicción.

CAPÍTULO 5. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

El presente capítulo está dedicado a la evaluación y discusión de resultados sobre los diseños y análisis teóricos desarrollados a lo largo de la presente Tesis. En la primera parte del capítulo se expondrán de manera general los resultados obtenidos mediante simulación. En la segunda parte, la eficacia de la metodología será comprobada sobre dos plantas de laboratorio con las que se ha llevado a cabo la parte experimental de la presente Tesis. Por último, se realizará una evaluación comparativa del controlador propuesto con otros controladores basados en eventos destacados de la literatura.

5.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este apartado se ilustra por medio de la simulación las prestaciones generales del sistema de control propuesto y los principales aspectos teóricos descritos durante el diseño del mismo. Durante los análisis teóricos se ha asumido una estructura de primer orden con retardo para el proceso. Sin embargo, como se demostrará en lo sucesivo, la metodología puede extenderse a procesos de orden y complejidad mayor, conservando razonablemente las ventajas prácticas de la metodología. Con tal objetivo, se propone una serie de bancos de procesos de diferente orden y complejidad, con los que explotar los resultados de las metodologías aportadas en la presente Tesis. Los experimentos abarcarán de forma no exhaustiva, pero sí representativa, algunas de las estructuras presentes en el ámbito industrial como las siguientes:

- Sistemas de primer orden con retardo (FOPTD).
- Sistemas de segundo orden con y sin retardo.
- Sistemas con polos múltiples (de orden n).

5.1.1. Aplicación a sistemas de primer orden con retardo

Dado que la metodología y los desarrollos teóricos se apoyan y contextualizan en este tipo de procesos, se ha llevado a cabo un análisis más extenso con los mismos. Para dar la mayor representatividad a los resultados, se ha tomado como referencia un conjunto de procesos de la serie definida en (Åström & Hägglund, 2005), empleada con frecuencia para la evaluación de controladores bajo el algoritmo PID. De todo el conjunto de modelos de primer orden con retardo propuesto en (Åström & Hägglund, 2005), se ha tomado como referencia la siguiente familia de procesos

$$P_1(s) = \frac{e^{-L_1 s}}{1 + \tau_1 s} \text{ con } \tau_1 \in [0.1, 1, 2, 4], L_1 \in [0.5, 1, 2, 4] \quad (5.1)$$

que abarcan una representativa variedad de dinámicas de primer orden con retardo.

5.1.1.1. Una visión general de la respuesta bajo condiciones ideales

La forma de la respuesta bajo condiciones ideales en el lazo fue descrita a través de sus expresiones matemáticas en el capítulo 3. La Figura 5.1 presenta una visión más detallada de la respuesta típica del sistema atendiendo a diferentes especificaciones del proceso y de la sintonía. Como describen los experimentos (a) y (b), ante especificaciones similares de la sintonía, los cambios en la constante de tiempo del proceso no afectan a la forma de la respuesta mientras la acción de control la desempeña la parte PI. De tal forma, todos los controladores llevarían a su correspondiente proceso al estado de conmutación que define la banda muerta en el mismo intervalo de tiempo. Este resultado se consigue a costa de un mayor esfuerzo de control en los sistemas con constantes más elevadas, tal como establece la relación definida por la ley de control (3.8). Sin embargo, tal dependencia se podría reducir a discreción del criterio del diseñador con la contraprestación del incremento en el tiempo de asentamiento, tal como ilustra el caso (b). En cualquier caso, la relación *causa-efecto* conseguida entre los cambios en los parámetros de sintonía y la forma que adopta la respuesta es muy intuitiva, objetivo que se perseguía con el *co-diseño* de la metodología propuesta. En la gráficas (c) y (d) se analiza la influencia de la relación entre el retardo del sistema y la sintonía. Las variaciones en el retardo no condicionan la acción de control del sistema. Bajo condiciones ideales, estos cambios en la estructura del proceso se traducen a

traslaciones temporales, es decir, en variaciones del tiempo del asentamiento que experimenta.

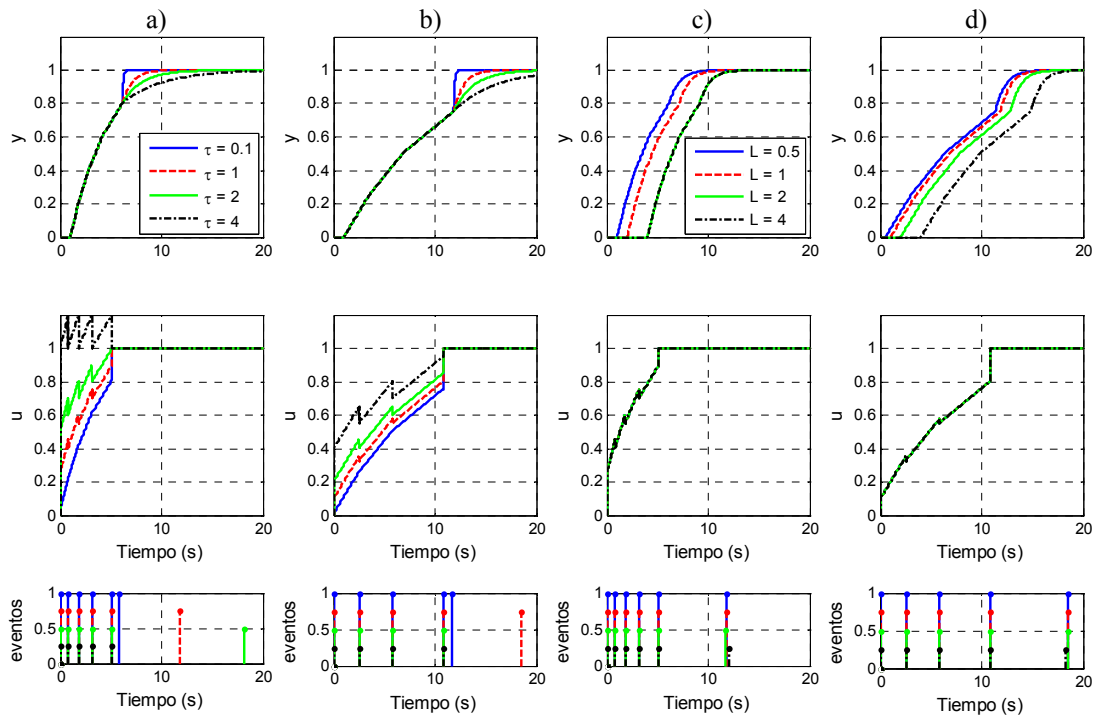


Figura 5.1: Salidas, señales de control y relación de eventos. (a),(c) $(\alpha, \Delta) = (0.1, 0.25)$. (b),(d) $(\alpha, \Delta) = (0.25, 0.2)$

Con respecto al subcontrolador proporcional, éste aporta ventajas prácticas desde el punto de vista del seguimiento referencias, pero una de sus desventajas manifiestas es la demora que introduce en los procesos de constante de tiempo dominante (gráficas (a) y (b)). Sin embargo, tal como mostrarán los resultados, este efecto se podría paliar aplicando la metodología descrita en el epígrafe 3.7.2.3.

En lo referente a la distribución de los muestreos (o eventos), los resultados no se verían sustancialmente condicionados por los cambios en el proceso. Tal como se mostró en (3.36) y se puso de manifiesto en la sección 3.6, en ausencia de perturbaciones el esfuerzo de muestreo solamente depende del parámetro Δ . La distribución temporal de los mismos sí atenderá a la evolución de la señal de realimentación $y_r(t)$, cuya pendiente estaría condicionada por el parámetro α . Por tanto, valores más elevados de α incrementarían la tasa de muestreos por unidad de tiempo (reduciendo el intervalo entre los mismos) y valores más reducidos de α separarían los instantes de eventos, reduciendo dicha tasa. El análisis de este aspecto

puede llegar a ser representativo en casos como el de las arquitecturas de control basadas en red. Aquí puede resultar conveniente fijar un intervalo mínimo de tiempo entre dos eventos, a fin de reducir la carga de la red y dejar el búfer de comunicaciones disponible para atender a la solicitud de otros dispositivos que quieran acceder al medio.

Aunque no se ha comentado explícitamente, merece la pena destacar que todos los aspectos comentados podrían ser analizados a través de la herramienta interactiva propuesta.

5.1.1.2. Efecto de las perturbaciones

La influencia de los tipos de perturbación consideradas y el papel que juega la sintonía en su rechazo se analizan en este epígrafe. En este caso se ha tomado como ejemplo el proceso (5.2). En esta evaluación no se han considerado incertidumbres en el modelo, pero se ha añadido a la señal de salida una componente de ruido con una banda del 1 % de la señal de referencia. En el primer experimento de ejemplo se ha simulado una perturbación escalón unidad a la entrada en el instante equivalente a 15 segundos. La Figura 5.2 simula la respuesta a la perturbación ante variaciones en el parámetro Δ y α respectivamente. El mismo experimento se reproduce en la Figura 5.3 para el caso de una perturbación a la salida.

$$P_1(s) = \frac{e^{-4s}}{1 + 2s} \quad (5.2)$$

Con independencia del tipo de perturbación, la respuesta se ve afectada fundamentalmente para incrementos de α . A medida que se incrementa α , aumenta la capacidad del sistema para corregir el error de control y, por tanto, se reduce su tiempo de rechazo. Los incrementos en el parámetro Δ no afectan sustancialmente al tiempo de rechazo de las perturbaciones pero permiten mejorar el tiempo de asentamiento del sistema sin cambios sustanciales de su respuesta. No obstante, como se puntualizó en la guía de diseño, se debería ser cauteloso al definir el valor del parámetro Δ , dado que si se incrementa demasiado la banda muerta, podría enmascarar las perturbaciones de baja ganancia. El caso de las perturbaciones a la salida se puede interpretar de la misma forma que un cambio de referencia y, como es lógico, el sistema responde mejor ante este tipo de perturbaciones.

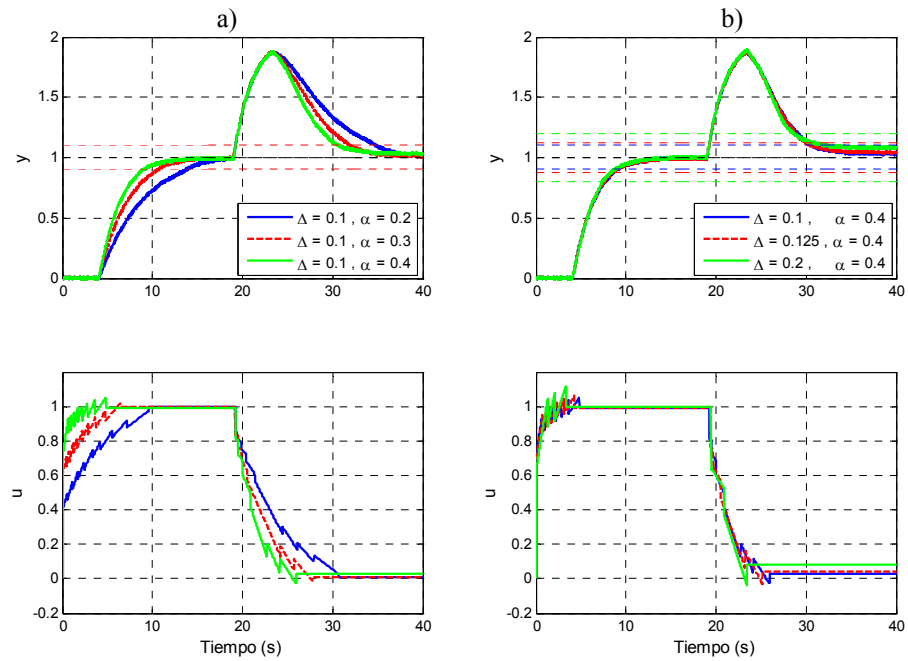


Figura 5.2: Influencia de la sintonía sobre las perturbaciones a la entrada. (a) Salidas y señales de control ante variaciones en α . (b) Salidas y señales de control ante variaciones en Δ

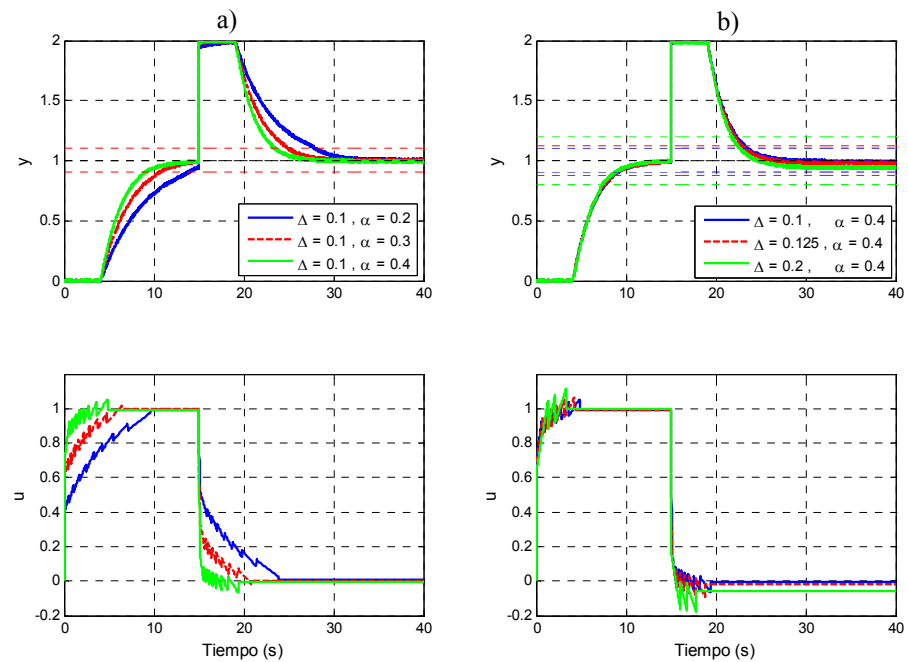


Figura 5.3: Influencia de la sintonía sobre las perturbaciones a la salida. (a) Salidas y señales de control ante variaciones en α . (b) Salidas y señales de control ante variaciones en Δ

Tal como muestran los resultados, las propiedades generales del enfoque se conservan a pesar de las perturbaciones. La respuesta del sistema perturbado presenta el mismo comportamiento dinámico ante los cambios en los parámetros de sintonía.

5.1.1.3. Algoritmo de compensación de la incertidumbre

En presencia de incertidumbre estructurada, se pueden encontrar fácilmente los valores de sintonía que garanticen la estabilidad práctica del sistema. Sin embargo, bajo condiciones de incertidumbre la respuesta se estabiliza en la banda muerta presentando cierto error en estado estacionario que debería ser cancelado. Con este objetivo, se describió un algoritmo para la compensación de la deriva causada por la incertidumbre, que consistía en estimar la evolución de la respuesta a partir del modelo incluido en la unidad de predicción y emplear esta información para ajustar la ganancia del subcontrolador P. En lo sucesivo se evalúa el algoritmo.

$$P_1(s) = \frac{e^{-2s}}{1+s} \quad (5.3)$$

En este caso, se ha tomado como referencia el modelo (5.3) y se le ha sometido a diferentes combinaciones de incertidumbre en el rango del $\pm 20\%$ en L , y del $\pm 50\%$ en τ . La sintonía se ha definido intencionadamente para obtener un sistema de control con una robustez relativamente baja a las incertidumbres en relación a la dinámica del proceso (especificando una estrecha banda muerta y un valor significativo de α , $(\Delta, \alpha) = (0.1, 0.5)$). En la Figura 5.4 se comparan los resultados bajo condiciones ideales con los de la respuesta del sistema compensada y sin compensar.

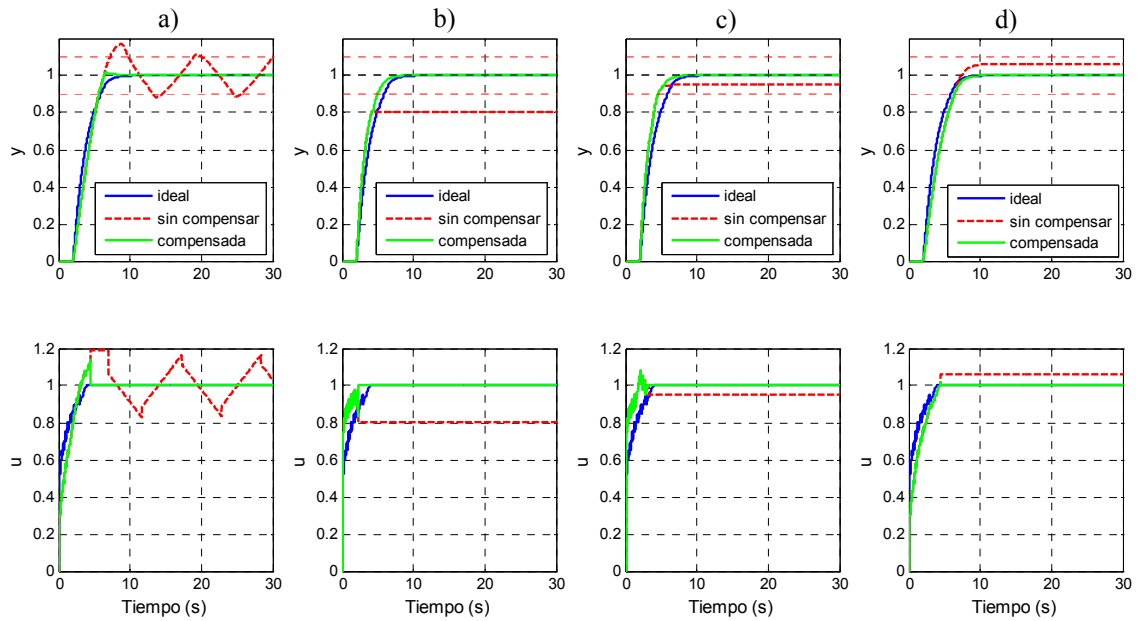


Figura 5.4: Evaluación del algoritmo para la compensación de la incertidumbre en el proceso (5.3)

Como se puede observar, con la estrategia de ganancia planificada, adecuada es posible no sólo garantizar la estabilidad, sino también, corregir la deriva, consiguiendo que la respuesta converja a la referencia con cierta precisión. En este sentido, el algoritmo aporta otras ventajas a la sintonía, además de la mejora de los resultados estacionarios. Posibilita la extensión de los parámetros de diseño a valores que podrían quedar excluidos por el incumplimiento de la condición de estabilidad (3.30). Un ejemplo de ello sería el del primer caso de incertidumbre mostrado (ejemplo (a)), donde para los parámetros de diseño empleados, la respuesta alcanzaría un ciclo límite.

Analizando las acciones de control de los experimentos se observa que, dependiendo de la dinámica considerada en el modelo y, consecuentemente, de la incertidumbre resultante, se produce un incremento o reducción de las mismas con respecto a la ideal (véase sección 3.6). A causa de este efecto, la nueva acción proporcional debe incrementar o reducir su ganancia para la compensación. Obviamente, la aplicación del algoritmo quedaría condicionada por las restricciones que pudiera presentar el actuador del sistema y, concretamente, en los sistemas de constante de tiempo dominante, es posible que pueda primar una mejora en el tiempo de asentamiento del sistema en sacrificio de la mejora del error de control. Estos compromisos se analizan en los siguientes epígrafes.

5.1.1.4. Compensación de la constante de tiempo del sistema

Los sistemas con una elevada constante de tiempo ven penalizado su tiempo de asentamiento como consecuencia de la conmutación de controladores. Con el objetivo de paliar este efecto, se propuso el uso de la metodología de control *feedforward* expuesta en (Sánchez et al., 2009). Para su evaluación se ha tomado como ejemplo el proceso de constante de tiempo dominante (5.4). En todos los ejemplos se ha supuesto una señal de ruido añadida a la salida del 1 % y los parámetros de sintonía se han especificado como $(\Delta, \alpha) = (0.25, 0.2)$. Bajo estas premisas se han desarrollado dos tipos de ejemplos. En el primero, se ha asumido una identificación perfecta del proceso y se ha aplicado la metodología de (Sánchez et al., 2009) para diferentes modulaciones de la anchura y magnitud del pulso. La Figura 5.5 refleja los resultados. La incorporación de esta metodología se traduce en una mejora muy significativa del tiempo de asentamiento de las respuestas. Como se explicó en el capítulo 3, la relación de magnitudes y ancho de los pulsos pueden regularse a razón de la relación (3.45). La definición de dicha relación deberá atender a las posibles restricciones que pudiera presentar el actuador del sistema y al compromiso que defina el diseñador entre el tiempo de asentamiento y esfuerzo de control deseado.

$$P_1(s) = \frac{e^{-0.5s}}{1 + 4s} \quad (5.4)$$

El segundo ejemplo desarrollado se muestra en la Figura 5.6. En este caso, asumiendo un error del - 50 % en la identificación de τ , se han comparado las respuestas bajo diferentes comportamientos del sistema control. En el primer caso (respuesta con trazo azul continuo), se ha considerado exclusivamente la compensación de la constante de tiempo. En el segundo caso (respuesta con trazo rojo rayado), se ha considerado exclusivamente el algoritmo para la compensación de la incertidumbre. En el caso de la respuesta con trazo verde continuo, se han considerado ambos aspectos, es decir, se ha estimado en primer lugar la nueva acción proporcional necesaria para compensar la incertidumbre y, a partir de ésta, se calcula la nueva acción *feedforward* a desarrollar. En el último caso (respuesta con trazo negro continuo), no se ha considerado ningún tipo de compensación (exclusivamente la ley de control (3.8)).

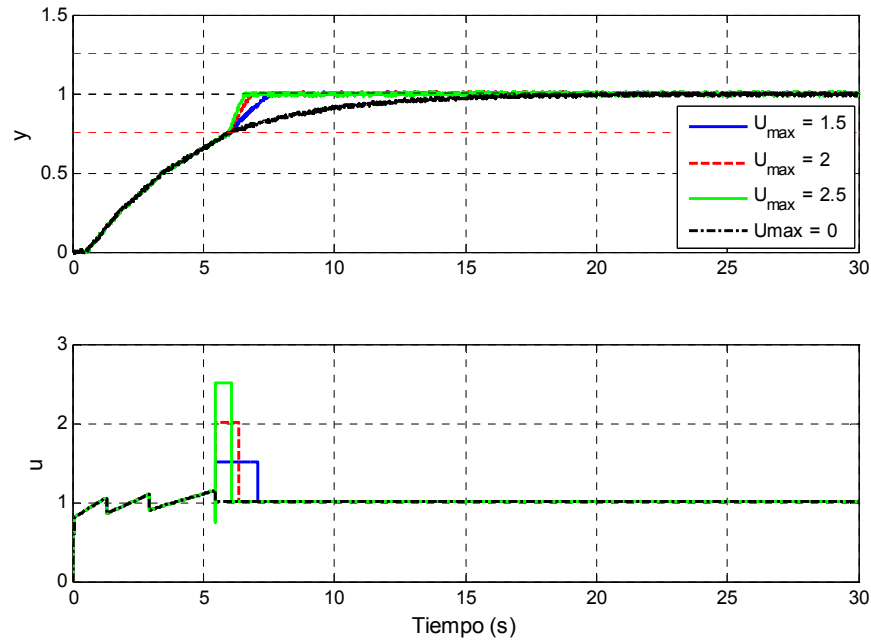


Figura 5.5: Evaluación de la compensación de la constante de tiempo para diferentes magnitudes del pulso sobre el proceso (5.4)

Tal como muestran los resultados, la compensación de la constante de tiempo sólo es efectiva si se ha tenido en cuenta la incertidumbre. Los casos restantes presentan la misma demora en su tiempo de asentamiento con independencia de las acciones proporcionales desarrolladas. Al aplicar la secuencia de pulsos, a pesar de que el valor final de la respuesta se mantendría, la acción proporcional se vuelve más agresiva, lo cual podría ocasionar que el error rebasara el umbral de la banda muerta y el sistema dejara de ser estable (obsérvense las señales del error de control en la Figura 5.6). Por ello no se recomienda emplearla sin previamente compensar la incertidumbre dado que, en tal supuesto, no mejoraría el tiempo de asentamiento del sistema y aumentarían las posibilidades de que se hiciera inestable como ocurre en el caso de la respuesta del primer experimento (trazo azul). Actualmente, este aspecto se está investigando con el objeto de aunar ambas metodologías y garantizar la estabilidad global del sistema, pero se necesitan estudios más detallados a tal efecto.

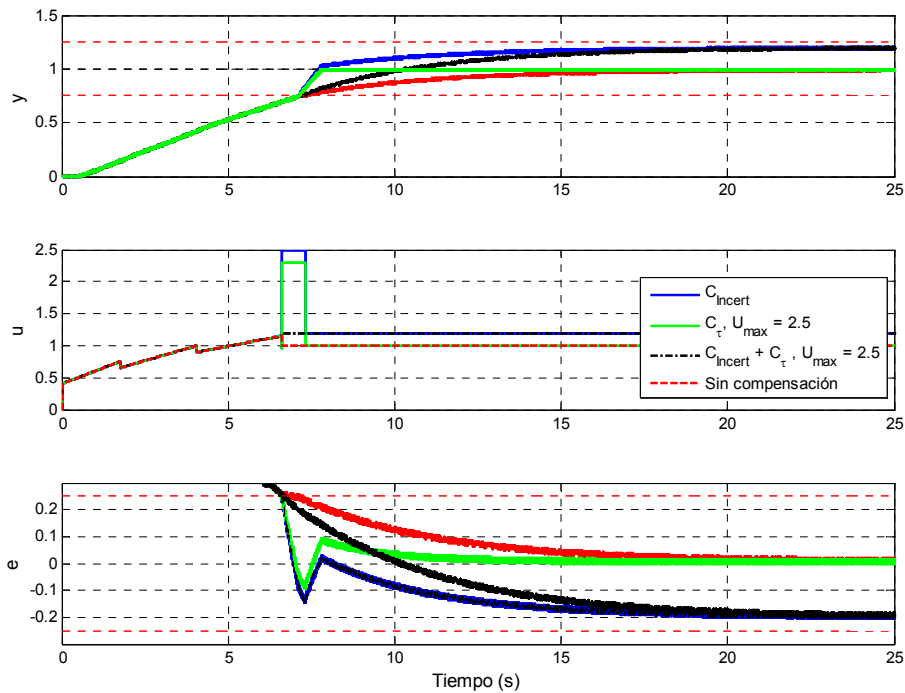


Figura 5.6: Comparación de diferentes estrategias de compensación sobre el proceso (5.4)

5.1.1.5. Tratamiento de las restricciones del actuador

Otro de los aspectos analizados en el desarrollo de la sintonía era el tratamiento de posibles restricciones de tipo *slew-rate* en el actuador del sistema. Este aspecto imponía una cota máxima en el cálculo de los parámetros de sintonía en la forma $(j_{max}\Delta\alpha\tau)_{max}$. Como se describió con anterioridad, esta restricción se podía tener en cuenta de una forma gráfica e intuitiva en la representación de las curvas de sintonía, lo cual facilitaba al diseñador la exploración de soluciones. En este apartado se analiza su influencia desde el punto de vista de la sintonía desarrollada. Para su evaluación, se han considerado los procesos (3.37) y (5.4). En ambos casos se ha definido una restricción en la tasa de cambio de $(j_{max}\Delta\alpha\tau)_{max} = 0.5$ y el parámetro Δ se ha especificado como 0.2. En base a esta restricción y considerando como referencia un escalón unidad, los valores máximos de α para el modelo (3.37) serían de 0.5 y, para (5.4), de 0.125. En el caso del modelo (3.37) la evolución de la cota puede observarse sobre las curvas de sintonía que fueron calculadas y descritas en la Figura 3.13. La Figura 5.7 muestra los resultados de los experimentos para un conjunto de valores del parámetro de sintonía α . De los cuatro experimentos realizados por proceso, los dos primeros cumplen la restricción y los dos restantes no lo hacen.

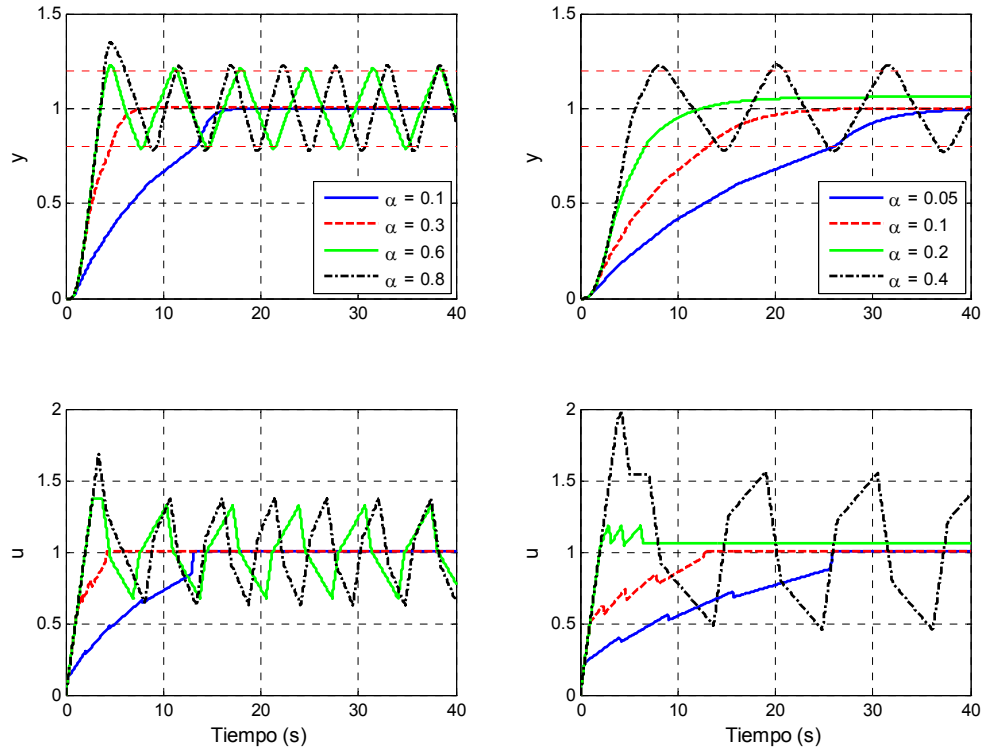


Figura 5.7: Influencia de la sintonía sobre la respuesta ante una restricción en el actuador en los procesos (3.37) y (5.4)

Como se puede observar, dependiendo del grado de cumplimiento de la restricción, la respuesta puede verse sustancialmente afectada. En los experimentos que cumplen con la recomendación, la respuesta no se desvía significativamente de la ideal, mientras que en los otros casos, sufre desplazamientos severos a causa de la limitación impuesta a la señal de control.

Como puede parecer lógico, ante tal tipo de restricción podría no ser recomendable aplicar la compensación de la incertidumbre o de la constante de tiempo del sistema puesto que, en ambos casos, podría incrementarse la acción proporcional lo suficiente como para incumplir de manera severa la restricción y llegar a la inestabilidad. En este sentido, se debería tratar de llegar a la mejor solución de compromiso.

5.1.1.6. Comparación con un controlador basado en tiempo

El siguiente experimento compara el rendimiento del sistema de control basado en eventos propuesto con el de un esquema planificado en tiempo. Para llevar a cabo una comparación justa, el sistema de control basado en tiempo se construye a partir de la

estructura de la Figura 3.6, en la cual se ha omitido el bloque SSOD y se ha introducido un controlador PI estándar según (3.6). De igual manera, para obtener resultados comparables, ambos esquemas se discretizan y se emplea la misma técnica de *fast sampling* en la observación del error de control.

En el primer experimento se ha considerado como proceso (3.37). Partiendo de este proceso, el controlador basado en tiempo se ha sintonizado empleando la regla estándar de Ziegler-Nichols (O'Dwyer, 2006) y la regla SIMC de Skogestad (Skogestad, 2001). La Figura 5.8 muestra los resultados de la simulación considerando una perturbación escalón unidad a la entrada en el instante equivalente a 15 segundos. Los parámetros de sintonía del controlador basado en eventos han sido establecidos como $\alpha = 0.5$ y $\Delta = 0.1$. La Tabla 5.1 resume los resultados de los índices de rendimiento evaluados y la sintonía de cada controlador. En el segundo experimento se ha considerado el modelo de constante de tiempo dominante (5.4). Aquí se ha incorporado en el algoritmo del controlador PI-P la compensación de la constante de tiempo. Las respuestas y resultados de este segundo experimento se muestran, respectivamente, en la Figura 5.9 y Tabla 5.1. El controlador PI-P se ha sintonizado con los mismos parámetros anteriores.

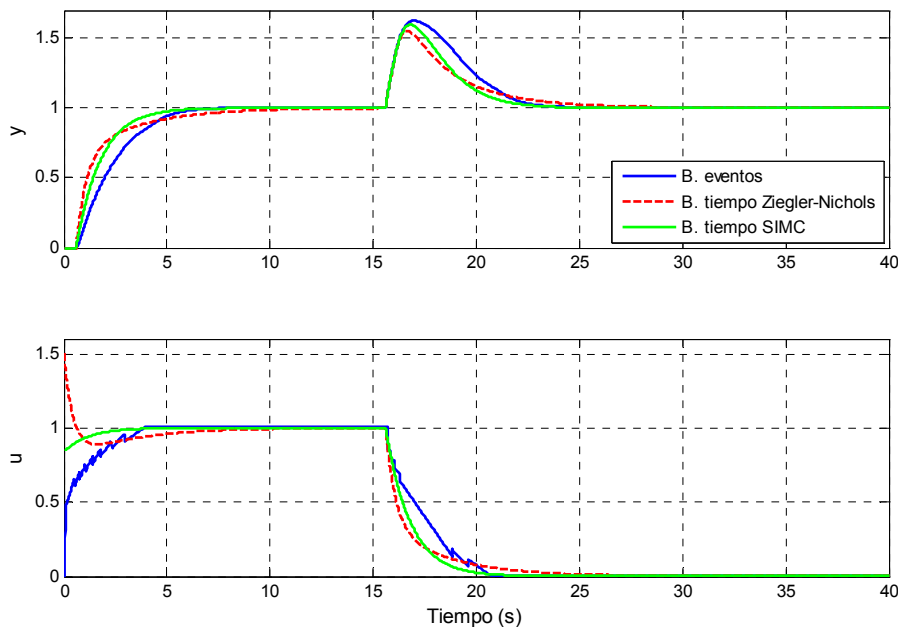


Figura 5.8: Comparativa de la respuesta del sistema de control basado en eventos con la de dos controladores planificados en tiempo para el caso del proceso (3.37)

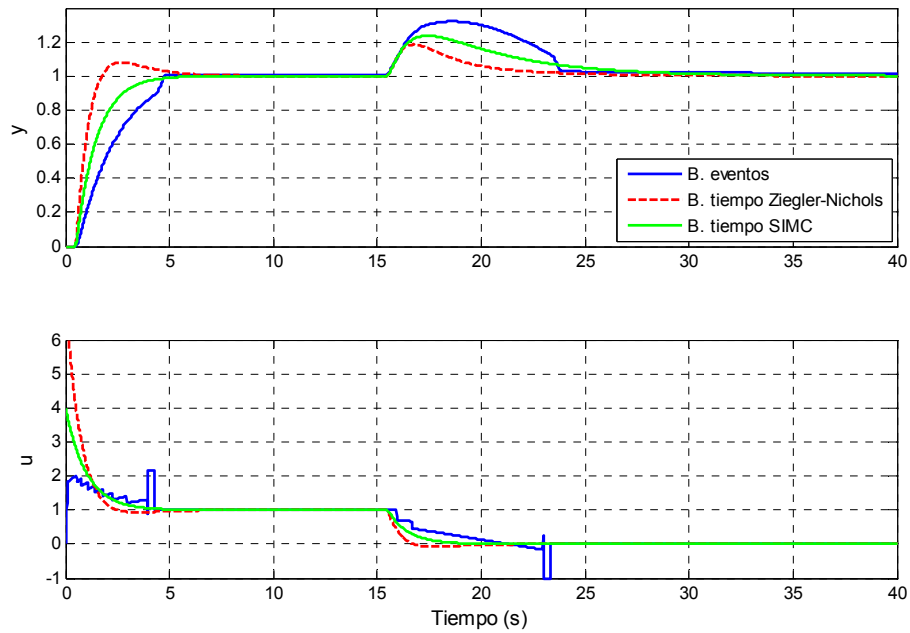


Figura 5.9: Comparativa de la respuesta del sistema de control basado en eventos con la de dos controladores planificados en tiempo para el caso del proceso (5.4)

Según los resultados del primer experimento, los controladores presentan un tiempo de asentamiento muy similar con un menor esfuerzo de control desarrollado por el controlador PI-P. El valor del índice IAE aumenta por este motivo. En el segundo experimento, el controlador PI-P logra el mejor tiempo de asentamiento y, a pesar de la compensación, presenta un esfuerzo de control más reducido que el de los otros controladores. Al ser la respuesta del controlador menos agresiva, la respuesta transitoria del proceso ante rechazo de perturbaciones es algo más lenta.

El aspecto fundamental que se pretende destacar con los ensayos de este epígrafe es que es posible asemejar el rendimiento de un sistema control basado en eventos con el de un controlador basado en tiempo, a pesar de la notable reducción de comunicaciones con el controlador que éste experimenta (de 4000 a 27 y 23 respectivamente).

Tabla 5.1: Sintonía de los controladores y resultados índices de rendimiento de los experimentos de la Figura 5.8 y la Figura 5.9

	K_p	T_i	α	Δ	IAE (T_{ST})	IAU(T_{ST})	E_{max}	S	T_{ST}
P(s) = (3.37)									
PI-P (Event-based)	--	--	0.5	0.1	1.76	0.91	0.625	27	8.94
Ziegler-Nichols (Time-based)	1.5	1.998	--	--	1.32	0.98	0.55	4000	14.25
SIMC (Time-based)	0.83	1	--	--	1.19	0.97	0.59	4000	9.2
P(s) = (5.4)									
PI-P (Event-based)	--	--	0.5	0.1	1.69	1.02	0.32	23	4.77
Ziegler-Nichols (Time-based)	7.2	1.66	--	--	0.63	1.42	0.18	4000	8.81
SIMC (Time-based)	4	4	--	--	0.99	1.39	0.59	4000	7.54

5.1.1.7. Dos casos ilustrativos de diseño conjunto entre la herramienta PI-P-TOOL y Matlab-Simulink ®

Con el desarrollo de la herramienta PI-P-TOOL se ha tratado de implementar una herramienta lo más completa posible con la que poder evaluar la mayoría de los conceptos tratados a lo largo de la presente Tesis. Contar con una herramienta interactiva resulta sumamente útil cuando se quieren asimilar conceptos o analizar dinámicamente la interacción de todos los elementos, sobre todo en aquellos casos en los que el problema a analizar es nuevo o no está claramente definido. Sin embargo, este tipo de herramientas interactivas no poseen la versatilidad de otros entornos de diseño y análisis tipo Matlab-Simulink a la hora de cambiar el enfoque de estudio de un problema. En este sentido, es intención de los autores destacar que una herramienta no sustituye a la otra, sino que ambas se complementan enriqueciendo las tareas de diseño y análisis de este tipo de controladores. En el caso de la herramienta PI-P TOOL, ésta no sólo cumple con una notable función en el proceso de diseño sino que, adicionalmente, cumple una labor pedagógica en el estudio de los fenómenos implicados en el paradigma del control basado en eventos.

En el capítulo 4 se presentaron de manera particular algunos de los tipos de análisis más representativos que se pueden realizar con la herramienta PI-P-TOOL. En este apartado se pretende ilustrar un posible procedimiento de diseño conjunto entre la aplicación PI-P-TOOL y Matlab-Simulink, a través de dos procesos de ejemplo con dinámicas muy distintas. De esta forma también se quieren poner de manifiesto las bondades de la interacción de ambos entornos.

El primer ejemplo abordará el diseño del controlador para el proceso de retardo dominante (5.5) y el segundo, para el proceso de constante de tiempo dominante el expuesto previamente (5.4).

$$P_1(s) = \frac{e^{-4s}}{1 + 0.1s} \quad (5.5)$$

Para no sesgar las explicaciones no se ha impuesto ninguna restricción de partida. De esta manera, se puede plantear toda la posible problemática (y posibles soluciones derivadas) a la que se podría enfrentar un diseño. El proceso de diseño comenzaría por el cálculo de las curvas de sintonía. Antes de esto, se podría acotar el espacio de soluciones para la sintonía mediante el cálculo del dominio de estabilidad del sistema, para lo cual es necesario asumir unas cotas de incertidumbre (como se hizo en el epígrafe 3.5.5). En el caso del proceso (5.5) habría que centrarse en los errores de modelado en el retardo del sistema. La Figura 5.10 representa el dominio de estabilidad considerando un error de modelado máximo en el parámetro L del $\pm 10\%$. Paso seguido, se pueden representar las curvas de sintonía con la herramienta PI-P-TOOL. En este caso será aconsejable hacer uso de las opciones de comparar dos diseños y fijar procesos (*Fix models*).

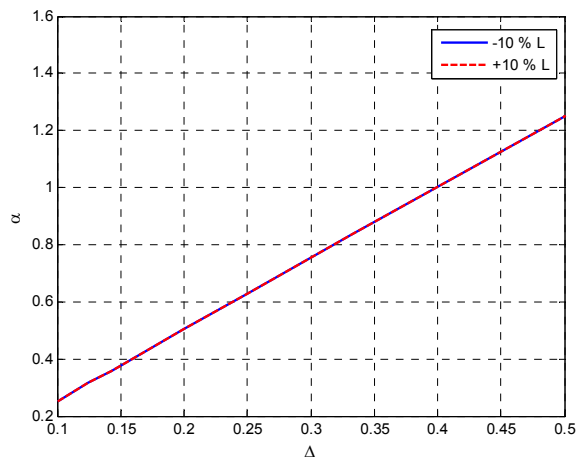


Figura 5.10: Caso de diseño para el proceso (5.5). Evolución de la condición (3.30) ante un error de modelado del $\pm 10\%$ en el parámetro L

Teniendo en cuenta el espacio de posibles soluciones definido por la Figura 5.10, se han considerado los dos diseños de partida mostrados en la captura de la herramienta de la Figura 5.11. Mientras que el primero de ellos (diseño azul) establece una sintonía

más eficaz desde el punto de vista del muestreo, la segunda (diseño rojo) resulta más conservadora en este sentido ($S = 8$ y $S = 20$, respectivamente). Observando la forma adoptada por las curvas de sintonía de la Figura X se puede deducir que, en el proceso de ejemplo (y, en general, para los sistemas de retardo dominante), el esfuerzo de control que desarrolla el sistema en relación a su tiempo de asentamiento no resulta tan penalizado a causa de los incrementos en el parámetro de sintonía α . No obstante, como se verá en el módulo de evaluación del sistema, se debería ser cauteloso en la selección del parámetro α , dada la fuerte dependencia que tendrá la dinámica del lazo con los errores de modelado en el retardo del proceso. Siguiendo las pautas de diseño del capítulo 4, así como las recomendaciones de la guía de diseño del controlador del epígrafe 3.5.5, se sitúan inicialmente los puntos de diseño (valores de α) en torno al 60 % de las curvas de sintonía. Una vez definidos los puntos de partida del diseño, se podría conmutar al módulo de simulación para comenzar a analizar la respuesta del sistema.

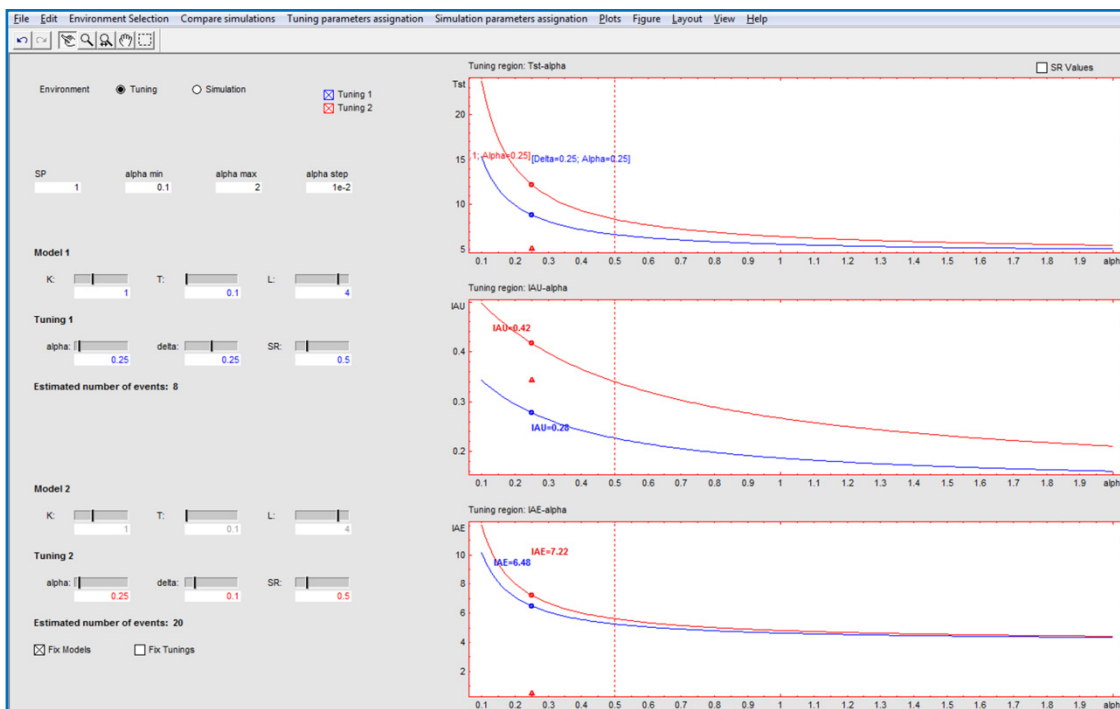


Figura 5.11: Caso de diseño para el proceso (5.5). Definición de puntos de diseño iniciales en el modo de sintonía

La evaluación podría comenzar por el análisis de ruido. Tal como se puso de manifiesto y resulta lógico, el umbral de evento debe ser superior al de la banda de ruido del sistema. Atendiendo a las recomendaciones propuestas en la guía de diseño,

los puntos de diseño de partida serían válidos, como mucho, para un umbral de ruido inferior al 5 % del valor de referencia en el caso del diseño rojo ($\Delta = 0.1$), e inferior al 12.5 % para el caso del diseño azul ($\Delta = 0.25$). Para asumir que ambos diseños de partida son compatibles, se supone un umbral de ruido del 2.5 % del valor de referencia. Como es natural, en una situación real de diseño se partiría de un estudio del ruido presente en el proceso. Las respuestas para la situación descrita, suponiendo modelos perfectamente identificados, se muestran ampliadas (opción de Scroll del ratón) en la Figura 5.12.

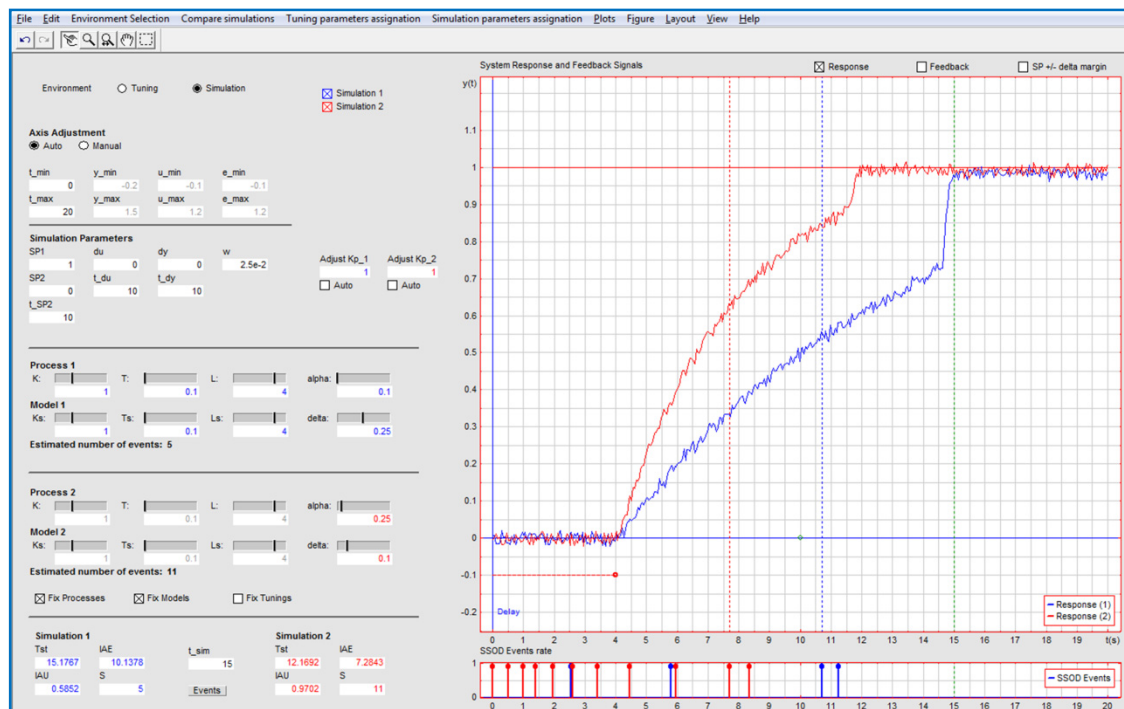


Figura 5.12: Caso de diseño para el proceso (5.5). Respuesta para los puntos iniciales de diseño ante ruido en el modo de simulación

El segundo paso a evaluar podría ser el de las respuestas de los diseños iniciales ante incertidumbre en el parámetro dominante de la dinámica del proceso, en este caso, en L . La herramienta PI-P-TOOL sólo permitiría evaluar a la vez dos situaciones de incertidumbre. Para ampliar este análisis ante una batería más amplia de incertidumbre se recurre a Matlab-Simulink. En los gráficos situados a la izquierda de la Figura 5.13 se muestra la simulación para el punto de diseño considerado menos robusto, el correspondiente a $(\Delta, \alpha) = (0.1, 0.25)$. Como cabía esperar de los resultados, en cuanto se incrementa sensiblemente la incertidumbre en el parámetro L ($\pm 15\%$), algunas de las respuestas no consiguen estabilizarse en la banda muerta.

Si se observan las respuestas de la derecha, las correspondientes al punto de diseño $(\Delta, \alpha) = (0.25, 0.1)$, sigue habiendo algunos casos de incertidumbre en los que la señal oscila.

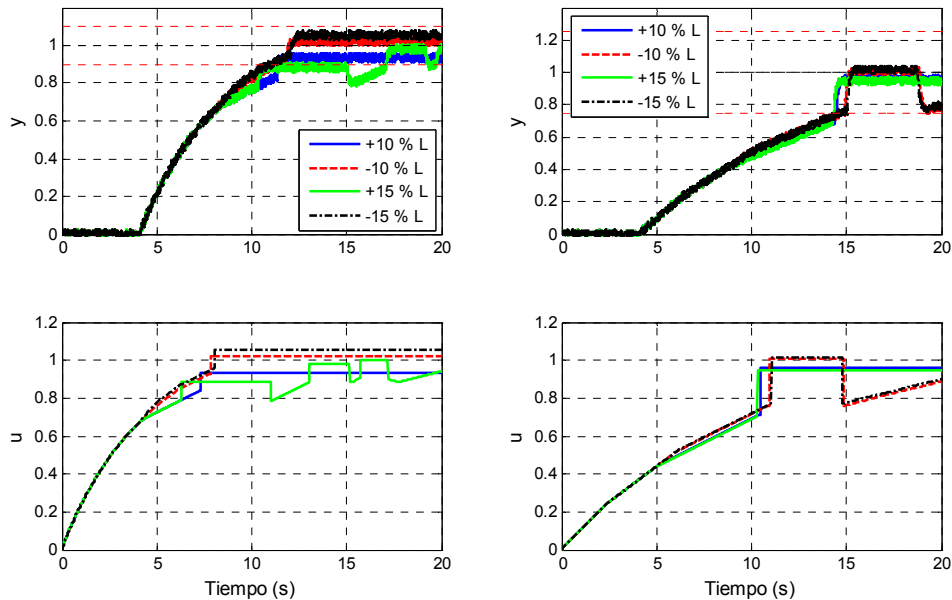


Figura 5.13: Caso de diseño para el proceso (5.5). Salida y señales de control para los puntos iniciales de diseño ante una batería de incertidumbres

Para proseguir con el diseño, se siguen las recomendaciones de la guía de diseño propuesta. Asistiendo el procedimiento con la herramienta PI-P-TOOL, se busca una posible solución que proporcione una respuesta estable para todo el rango de incertidumbres contemplado. Haciendo referencia al procedimiento en dos pasos indicado en el apartado 3.5.5, la primera medida a tomar sería reducir el valor de α en lo posible para mejorar el error estacionario. A continuación, se podría aumentar el valor de Δ para extender los límites de la zona de equilibrio. En este procedimiento se debería hacer un matiz. Aunque el parámetro más influyente en la estabilidad y robustez del sistema es α , dependiendo de los resultados esperados, se podría incidir más en un paso o en otro. Si no se deseara penalizar en demasía el tiempo de asentamiento, se podría incidir más en el incremento de Δ , a costa de elevar el error estacionario. Si, en cambio, primara la reducción del error estacionario en detrimento del tiempo de asentamiento, se comenzaría por reducir α en la medida de lo posible. Esto, a su vez, incrementaría la robustez del sistema a los errores de modelado. Bajo ambos criterios sería posible obtener diseños estables para las cotas máximas de incertidumbre contempladas, como se ilustra con la herramienta PI-P-TOOL. La captura de la Figura 5.14 expone una

posible solución, donde se ha primado la mejora del error estacionario. A partir de los dos diseños simultáneos que ofrece la herramienta se pueden contemplar los dos casos de incertidumbre más problemáticos (las derivas de $\pm 15\%$ en L), a la vez que se desarrolla un ajuste fino de la sintonía que permita estabilizar todas las respuestas. Obviamente, se recomienda añadir un margen de confianza al diseño aportando cierto sobreajuste del parámetro de diseño.

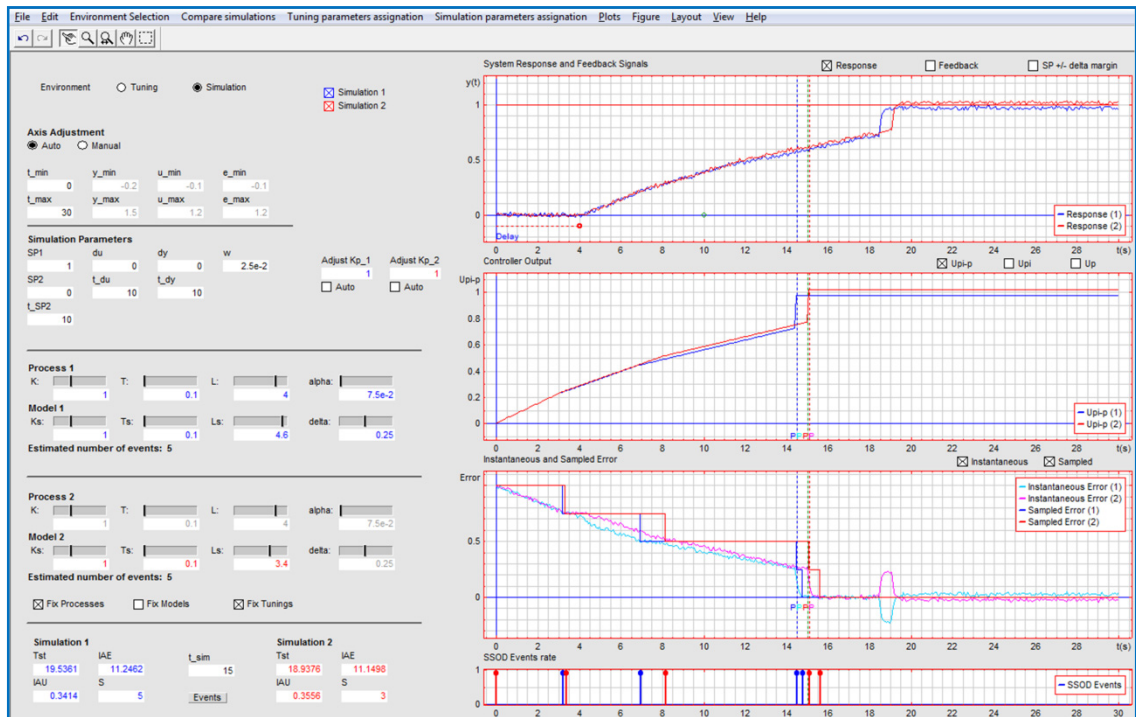


Figura 5.14: Caso de diseño para el proceso (5.5). Procedimiento de ajuste del punto de diseño en el modo de simulación primando la reducción del error en estado estacionario.

El diseño complementario se muestra en la captura de la Figura 5.15. En este caso habría primado la mejora del tiempo de asentamiento de la respuesta.

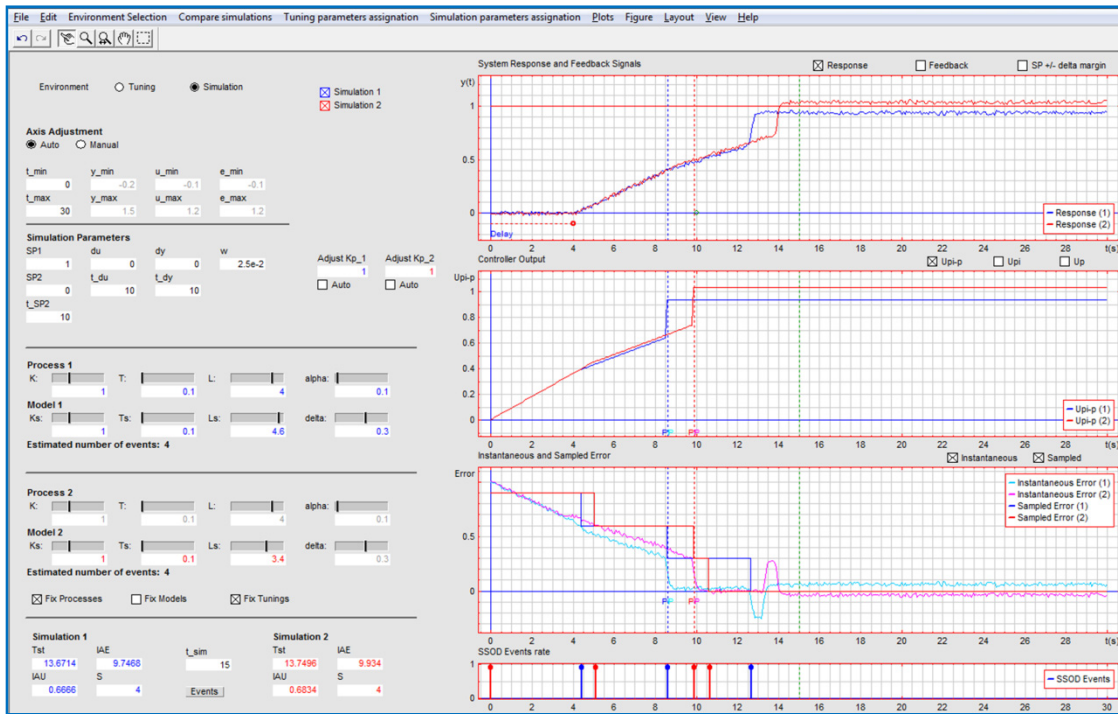


Figura 5.15: Caso de diseño para el proceso (5.5). Procedimiento de ajuste del punto de diseño en el modo de simulación primando el tiempo de asentamiento de la respuesta

La Figura 5.16 muestra las nuevas respuestas obtenidas ante todos los casos de incertidumbre después de adaptar ambos diseños.

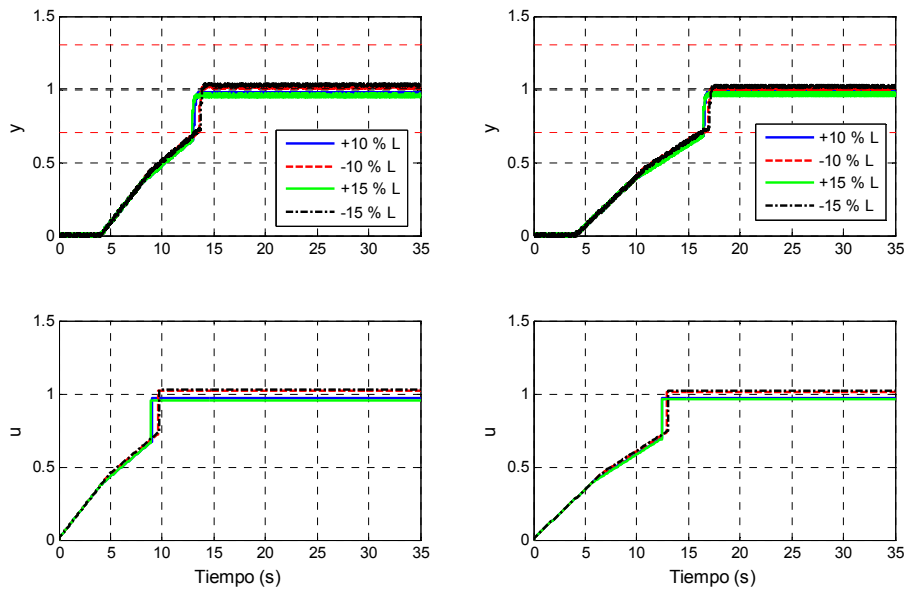


Figura 5.16: Caso de diseño para el proceso (5.5). Salidas y señales de control ante la batería de incertidumbres tras los ajustes de los puntos de diseño

El último paso de la evaluación, antes de validar los diseños, podría ser el de analizar la respuesta ante perturbaciones. La Figura 5.17 expone este tipo de experimento ante una perturbación escalón unidad a la entrada. Una vez evaluadas las prestaciones fundamentales de la respuesta bajo un punto de diseño concreto, si los resultados fueran satisfactorios se podría concluir con el diseño. En caso contrario, se podría reevaluar la sintonía en dos direcciones: en la del esfuerzo de muestreo (parámetro Δ) o de la capacidad de reducción del error de control y rechazo de perturbaciones (parámetro α). En este sentido, si durante los pasos previos o llegado este punto del diseño, las respuestas se volvieran inestables para los márgenes de rendimiento y operación deseados, o el diseño fuera demasiado restrictivo para una necesidad de sintonía concreta, se podría considerar dicha compensación. La Figura 5.18 refleja cómo mejoraría la respuesta estacionaria del sistema mediante la aplicación del algoritmo de compensación. No obstante, como se matizó con anterioridad, se debería ser cauto en su aplicación. Para que el algoritmo trabaje correctamente es necesario estimar las perturbaciones (en caso de que aparecieran antes de alcanzar una referencia dada), lo cual no siempre es posible. Éste es uno de los motivos adicionales por los que se introdujo el algoritmo de estimación y detección de perturbaciones y por el cual se desarrolló la evaluación de la robustez bajo la ley de control (3.8)

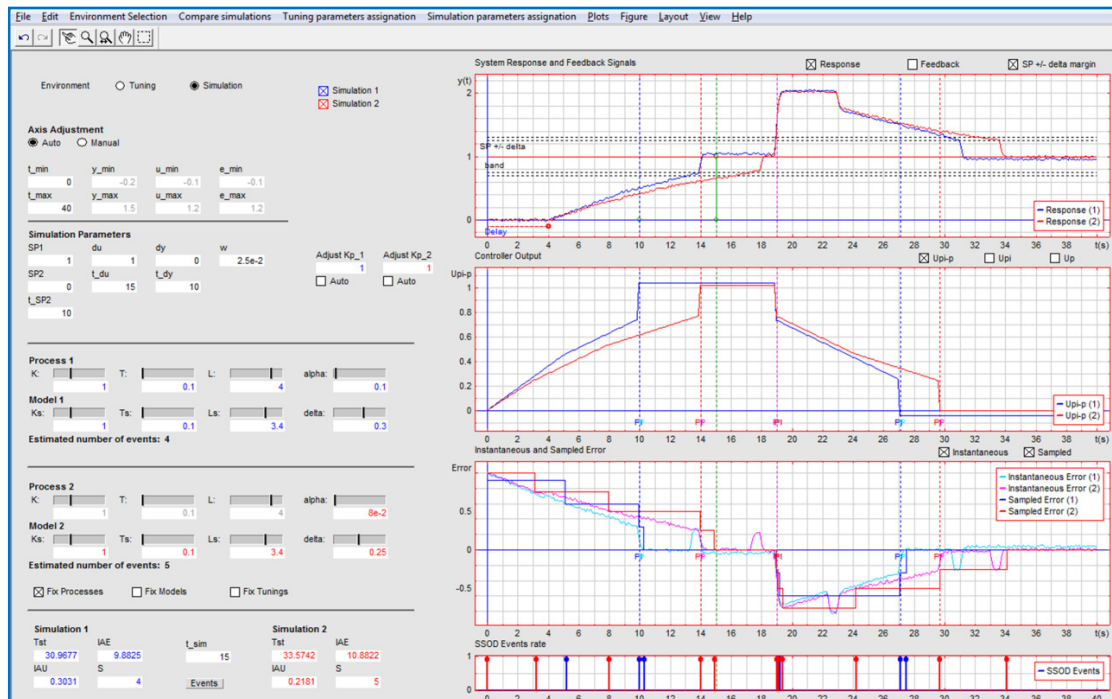


Figura 5.17: Caso de diseño para el proceso (5.5). Evaluación de la respuesta en el modo de simulación ante perturbaciones a la entrada e incertidumbre

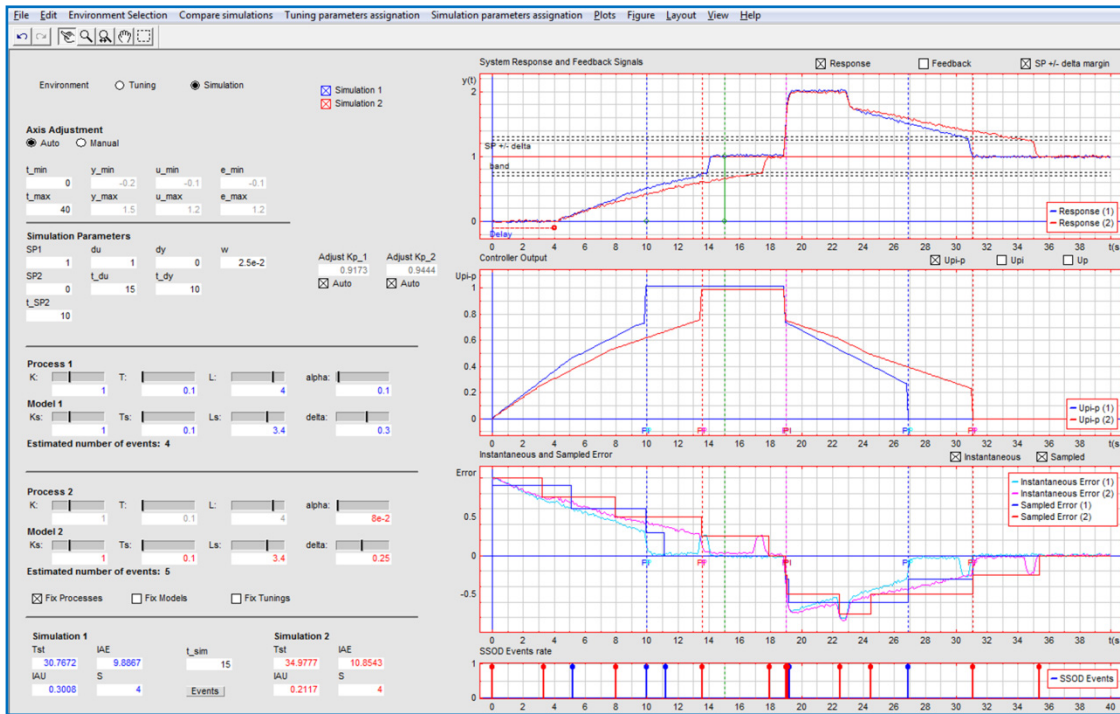


Figura 5.18: Caso de diseño para el proceso (5.5). Evaluación de la respuesta en el modo de simulación ante perturbaciones, incertidumbre y, aplicando el reajuste de la ganancia proporcional

El segundo caso práctico planteado consistía en diseñar el controlador para el sistema de constante de tiempo dominante (5.4). La dinámica difiere a la del caso anterior y, por ello, también cambian las consideraciones y recomendaciones a seguir durante el proceso de diseño. En primer lugar, se computa nuevamente el dominio de estabilidad y las curvas de sintonía para este sistema. En este caso, se ha asumido inicialmente un error de modelado máximo en la constante de tiempo del sistema del $\pm 50\%$. Se han considerado sólo variaciones en el parámetro (τ) por ser el de más influencia en la dinámica del proceso actual. La Figura 5.19 representa el dominio de estabilidad para el caso comentado.

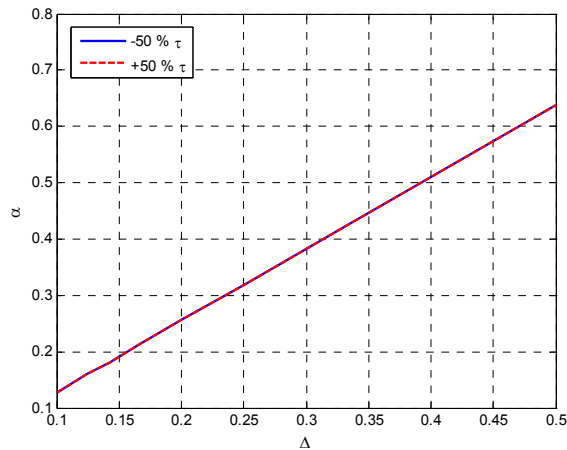


Figura 5.19: Caso de diseño para el proceso (5.4). Evolución de la condición (3.30) ante un error de modelado del $\pm 50\%$ en el parámetro τ

Al tratarse de un sistema de constante de tiempo dominante, las mejoras del tiempo de asentamiento del sistema se traducen en incrementos del esfuerzo de control, tal como se destacó en la visión general dada en el epígrafe 5.1.1.1. En este caso se han asumido unos umbrales de eventos de 0.2 y 0.25 para los respectivos diseños, los cuales resultarían en tasas de evento relativamente bajas ($S = 10$ y $S = 8$ respectivamente). Los errores de modelado de la constante de tiempo no suelen ser tan elevados y críticos para la estabilidad del sistema como los que afectan al retardo y, por ello, suele ser posible considerar unos umbrales de evento algo más elevados sin perjudicar en tanta medida las prestaciones de seguimiento estacionario. Las curvas de sintonía mostradas en la captura de la Figura 5.20 reflejan esta consideración de diseño inicial. La similitud de las curvas de ambos diseños denota una baja dependencia de este tipo de procesos con las variaciones de Δ . Los cambios en dicho parámetro no afectan sustancialmente a las prestaciones del sistema (a excepción del esfuerzo de muestreo).

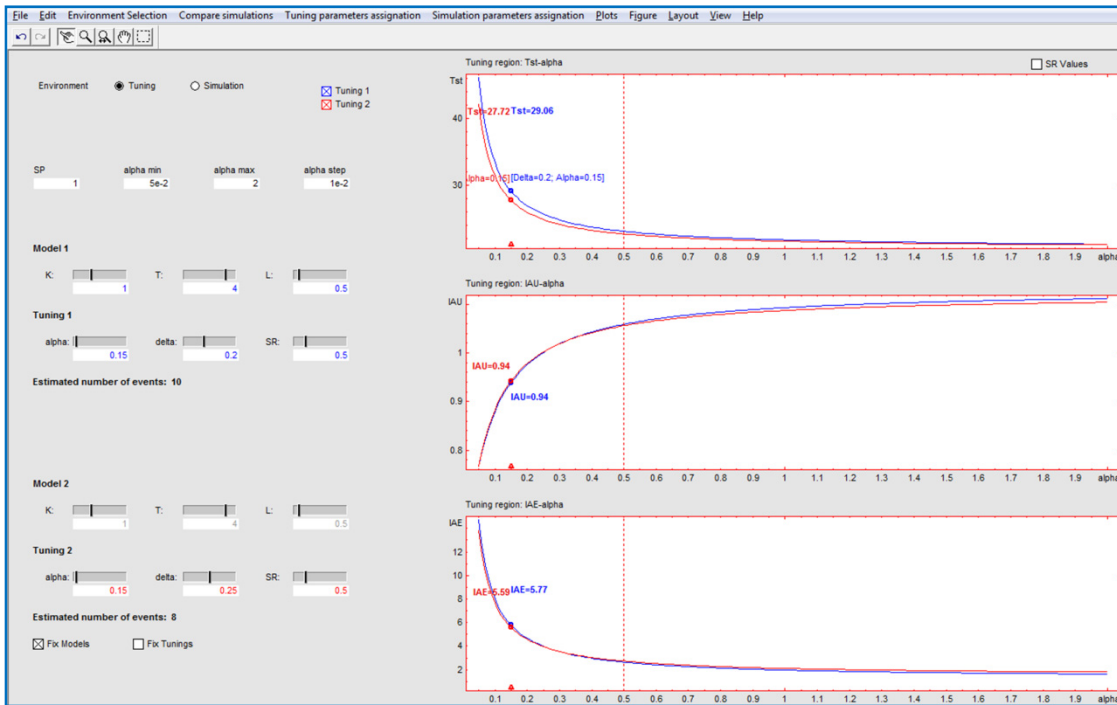


Figura 5.20: Caso de diseño para el proceso (5.4). Definición de puntos de diseño iniciales en el modo de sintonía

Como en otras ocasiones, se ha tomado el consenso de situar el punto de diseño en torno al 60 % de las curvas, obteniendo unos valores de sintonía de $(\Delta, \alpha) = (0.2, 0.15)$ en el diseño azul y de $(\Delta, \alpha) = (0.25, 0.15)$ en el diseño rojo, respectivamente. El dominio de estabilidad del sistema permitiría seleccionar valores más elevados para α , pero en este tipo de procesos esto incrementaría sustancialmente el esfuerzo de control. Si se conmuta al modo de evaluación, se asume un nivel de ruido del 5 % de la referencia (aceptable para los puntos de diseño considerados) y se incluye una incertidumbre máxima en el parámetro (τ) del $\pm 50\%$, se obtendrían los resultados de la Figura 5.21. Dado que las discrepancias de resultados en relación al parámetro de sintonía Δ son prácticamente despreciables, ambos experimentos se han unificado. Partiendo del diseño inicial que contemplaba un umbral de evento de 0.25, el diseño se ha centrado en la selección de α . La Figura 5.22 compara las respuestas bajo las condiciones de incertidumbre iniciales.

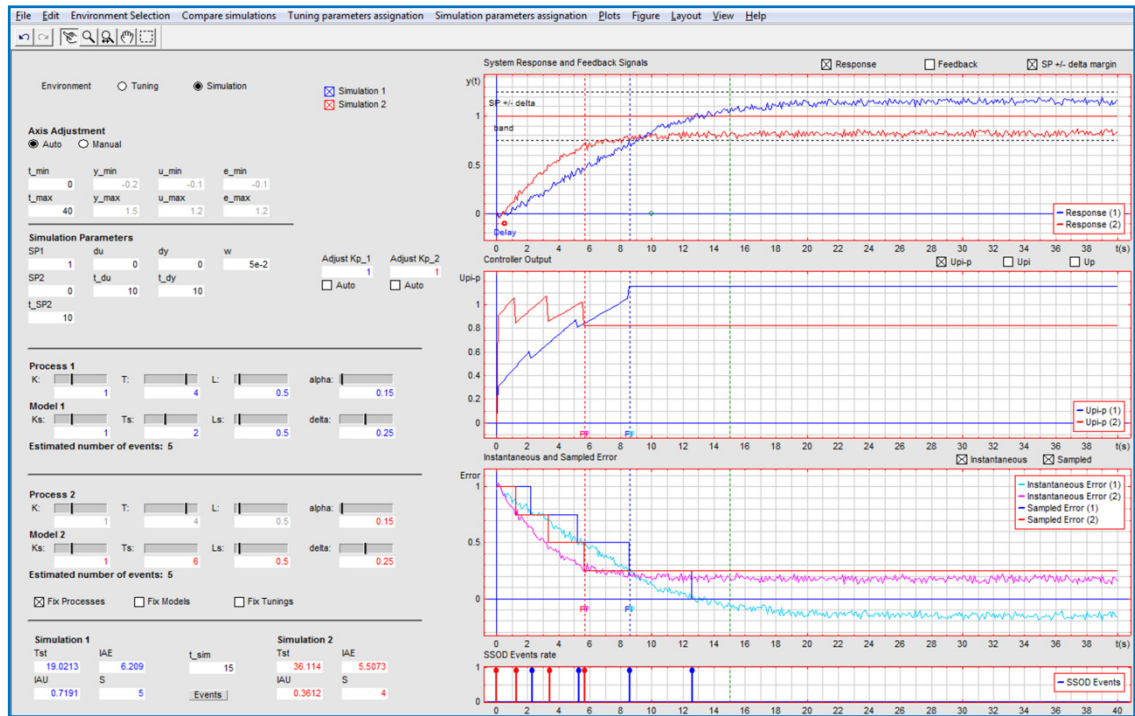


Figura 5.21: Caso de diseño para el proceso (5.4). Respuesta para los puntos iniciales de diseño ante ruido e incertidumbre en el modo de simulación

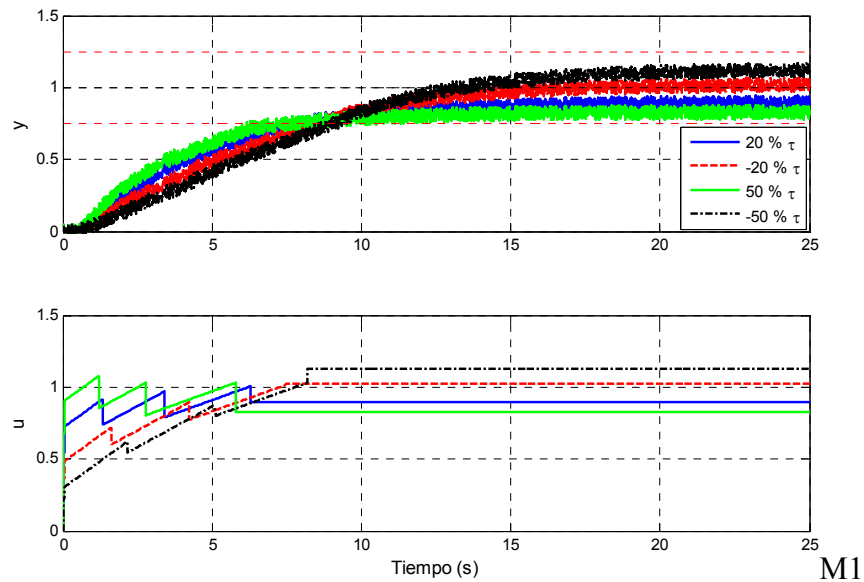


Figura 5.22: Caso de diseño para el proceso (5.4). Salida y señales de control para los puntos iniciales de diseño ante una batería de incertidumbres

En este caso, la sintonía es lo suficientemente conservadora como para mantener la estabilidad del sistema. Resulta destacable la diferencia de esfuerzos de control a consecuencia de las condiciones de incertidumbre. Este aspecto fue estudiado durante la

evaluación de la robustez desarrollada en el capítulo 3. Al considerarse en la sintonía un sistema con una constante de tiempo más elevada y una dinámica más lenta, el sistema de control desarrolla una acción de control más agresiva y la respuesta de la señal de realimentación se ve desplazada en la dirección del valor de referencia, el mismo efecto que una perturbación positiva. El fenómeno contrario ocurre cuando en el modelo se considera una constante de tiempo más pequeña. Para un análisis más detallado de este aspecto véase el apartado dedicado al análisis de robustez del capítulo 3.

Como siguiente paso se podría analizar el dominio de estabilidad que presenta el parámetro α para las peores condiciones de incertidumbre. Dependiendo de la importancia que se estime en el diseño actual para el esfuerzo de control, el parámetro α podría mantenerse en los niveles actuales o, en cambio, podría incrementarse en busca de una mejora del tiempo de asentamiento del sistema y la respuesta ante perturbaciones. El dominio de estabilidad calculado por la herramienta PI-P-TOOL aportaría información de los niveles máximos por debajo de los cuales se debería mantener el diseño para las condiciones actuales de incertidumbre y ruido. La captura de la Figura 5.23 muestra el límite aproximado encontrado para el valor de α . Para las condiciones de incertidumbre y el esfuerzo de muestreo contemplado, el valor máximo de α que preserva la estabilidad para el sistema viene dado, aproximadamente, por 0.2. Se debe tener en cuenta que el ruido presente disminuye tal dominio. Como se comentó en el diseño previo, la cota definida para α podría rebasarse manteniendo la estabilidad haciendo uso de la compensación de la incertidumbre. La nueva captura expuesta en la Figura 5.24 corrobora este aspecto. Como se puede observar, la compensación de la incertidumbre sigue haciendo que el sistema sea estable a pesar de exceder el dominio de estabilidad.

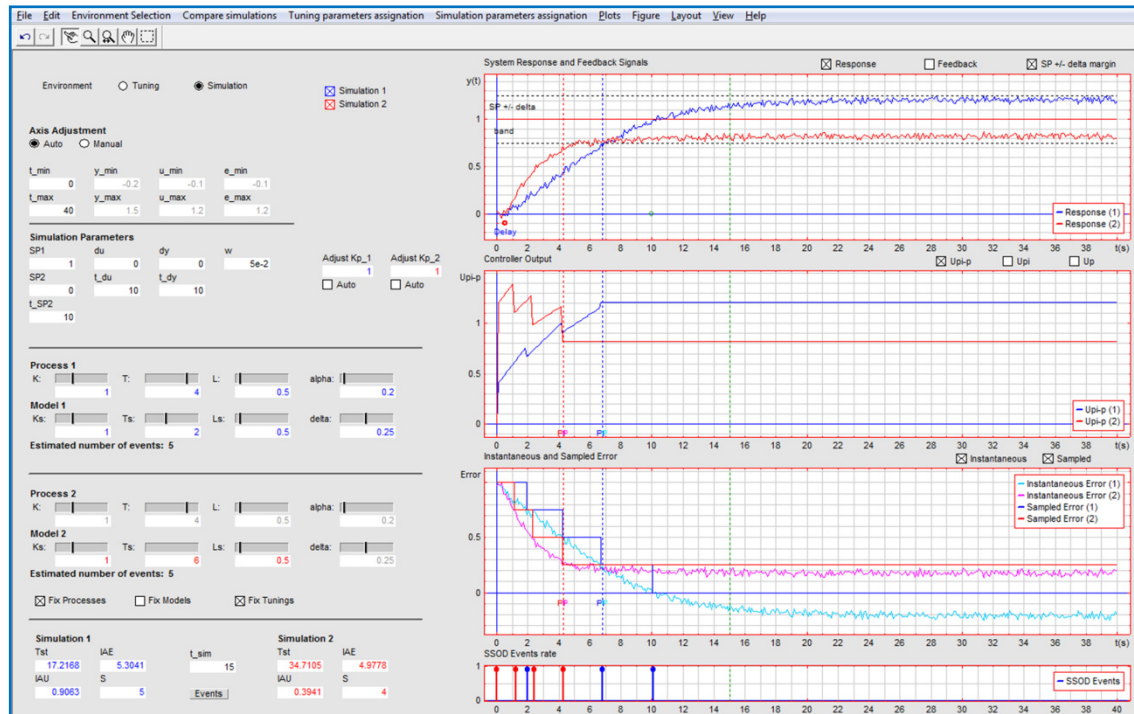


Figura 5.23: Caso de diseño para el proceso (5.4). Cálculo del dominio de estabilidad de α en modo de simulación

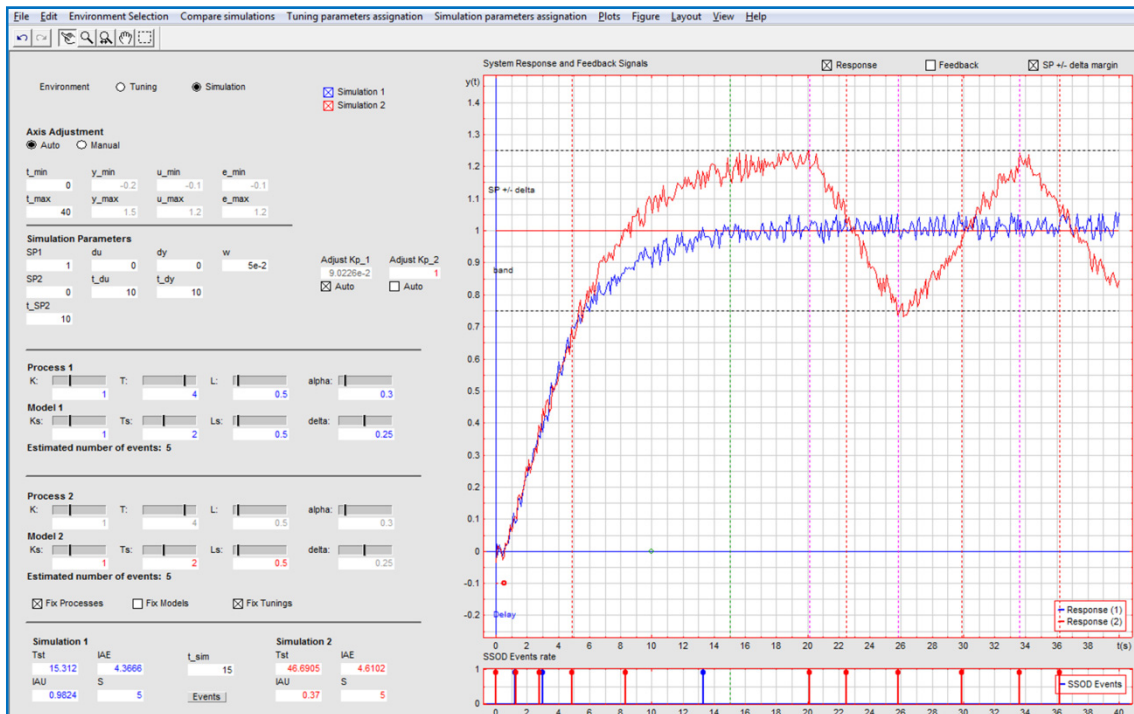


Figura 5.24: Caso de diseño para el proceso (5.4). Demostración del ajuste del punto de diseño fuera del dominio de estabilidad aplicando el algoritmo de reajuste de la ganancia proporcional

En caso de no contemplarse la compensación de la incertidumbre, el diseño final debería atender a la cota de α que fue estimada con la herramienta. Como último paso, antes de validar el diseño, se podría evaluar la respuesta del sistema ante una perturbación a la entrada (Figura 5.25).

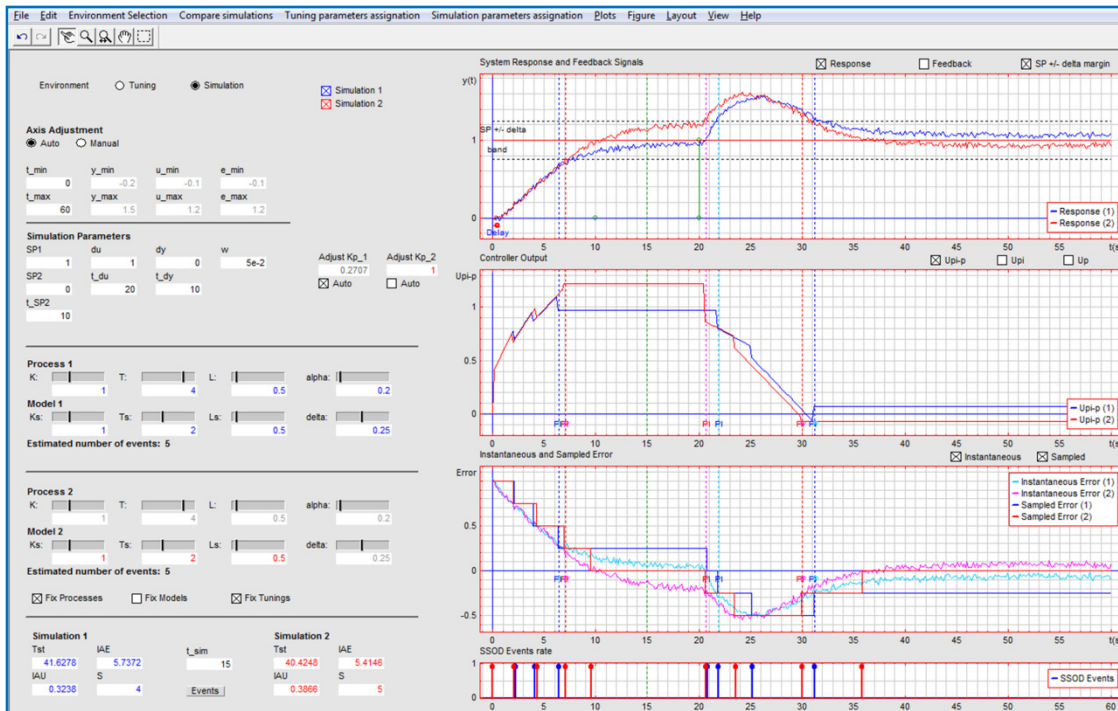


Figura 5.25: Caso de diseño para el proceso (5.4). Evaluación de la respuesta en el modo de simulación ante perturbaciones a la entrada e incertidumbre

El diseño obtenido se podría complementar con la metodología de la compensación de la constante de tiempo. Los compromisos que esta técnica plantearía fueron tratados para este mismo proceso de ejemplo en el epígrafe 5.1.1.4. Este aspecto no se contempla en la versión actual de la herramienta PI-P-TOOL, pero se encuentra en fase de desarrollo para la siguiente versión.

A través de los dos ejemplos propuestos se han tratado de ilustrar algunas pautas de diseño, poniendo de manifiesto los compromisos que pueden surgir entre el tipo de proceso, su sintonía y las prestaciones esperadas. Tal como se ha pretendido enfatizar, lo más adecuado sería llevar el diseño hasta el peor caso y, a partir de aquí, definir un margen de confianza que permita contemplar otros posibles efectos no considerados en el diseño inicial y, en cualquier caso, obtener diseños lo más robustos posibles.

5.1.2. Extensión a procesos de orden superior

Aunque el diseño del sistema de control ha asumido una estructura para el proceso de primer orden con retardo en los análisis teóricos, el sistema de control es extensible a procesos de orden y complejidad mayor. Con el objetivo de demostrar este aspecto, se han considerado dos nuevos bancos de procesos. En primer lugar, se ha considerado un conjunto de sistemas de segundo orden con y sin retardo. De la misma forma que los modelos de primer orden con retardo, este tipo de modelos son ampliamente empleados para tareas de identificación y sintonía de controladores. A continuación, se considerarán algunos casos de ejemplo de sistemas con polos múltiples (de orden n), también habituales en el ámbito industrial (un ejemplo típico lo representa la dinámica del nivel en un proceso con n tanques acoplados). En (5.6) y (5.7) se indican respectivamente las nuevas baterías de procesos junto con sus aproximaciones a modelos de primer orden con retardo.

$$\begin{aligned}
 P_{2a}(s) &= \frac{1}{(1+s)(1+0.2s)} & \bar{P}_{2a}(s) &= \frac{1}{(1+1.1s)} e^{-0.1s} \\
 P_{2b}(s) &= \frac{1}{(1+s)^2} e^{-s} & \bar{P}_{2b}(s) &= \frac{1}{(1+1.5s)} e^{-1.5s}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

$$P_{2c}(s) = \frac{(1+2s)}{(1+10s)(1+0.5s)} e^{-s} \quad \bar{P}_{2c}(s) = \frac{1}{(1+8.25s)} e^{-1.25s}$$

$$P_2(s) = \frac{1}{(1+s)^2} \quad \bar{P}_1(s) = \frac{1}{1+s} e^{-s}$$

$$P_4(s) = \frac{1}{(1+s)^4} \quad \bar{P}_1(s) = \frac{1}{1+1.5s} e^{-2.5s} \tag{5.7}$$

$$P_8(s) = \frac{1}{(1+s)^8} \quad \bar{P}_1(s) = \frac{1}{1+1.5s} e^{-6.5s}$$

Para obtener las correspondientes aproximaciones se ha empleado la regla de la media de *Skogestad* descrita en (Skogestad, 2001). A modo comparativo, la Figura 5.26 y la Figura 5.27 muestran la respuesta de cada proceso con su aproximación.

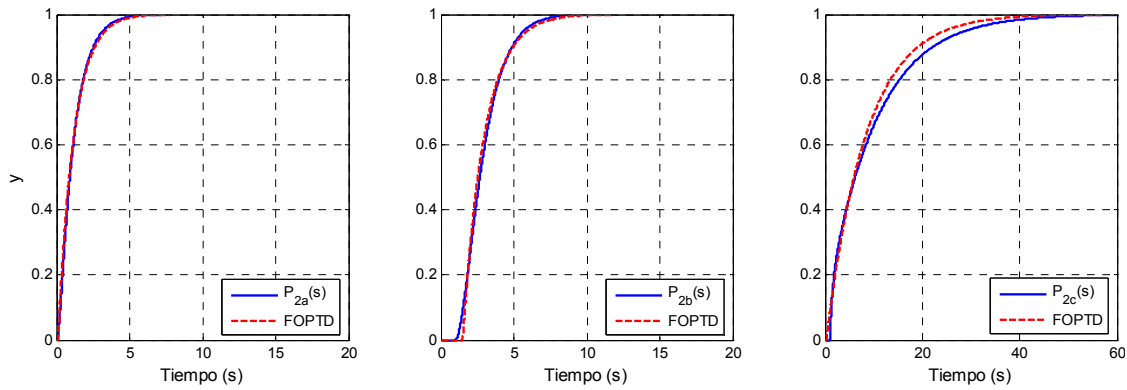


Figura 5.26: Respuestas escalón de los procesos de (5.6) y de sus aproximaciones a FOPTD

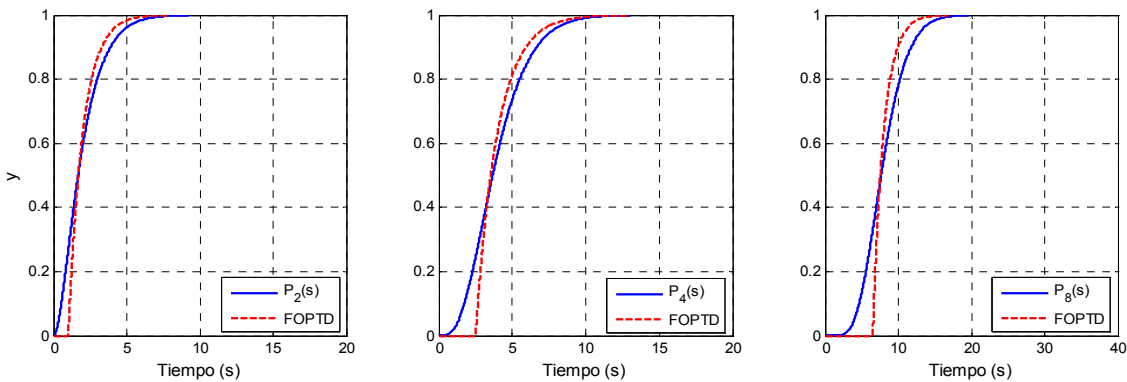


Figura 5.27: Respuestas escalón de los procesos de (5.7) y de sus aproximaciones a FOPTD

A partir de ambas baterías de procesos se han desarrollado dos conjuntos de experimentos donde se comprueba la viabilidad del sistema de control PI-P para modelos de orden y complejidad mayor a la planteada en los análisis teóricos. Adicionalmente, al final del presente capítulo y con propósitos de comparación con otros controladores, se probará el rendimiento del controlador propuesto en otros procesos de orden superior diferentes a los planteados.

La Figura 5.28 muestra la respuesta del sistema ante un salto escalón unidad para el caso de los procesos de segundo orden contemplados en (5.6). En ellas se simula la respuesta del proceso aplicando la compensación de la incertidumbre y sin hacerlo. En los tres casos mostrados se han definido los parámetros de sintonía como $(\alpha, \Delta) = (0.5, 0.2)$. Como se puede observar, a pesar de los diferentes niveles de incertidumbre no estructurada, la sintonía definida hace que el sistema entre en la banda muerta de manera estable. Adicionalmente, mediante la aplicación del algoritmo para la compensación de la incertidumbre, se consigue corregir el error en estado estacionario

del sistema. Como se manifestó al explicar la metodología y se destaca en los resultados obtenidos, el algoritmo trabaja correctamente tanto en casos de incertidumbre estructurada como no estructurada. Esto se debe fundamentalmente a que se basa en la respuesta del modelo del proceso y en los intervalos entre eventos. El primero sería perfectamente conocido e independiente del tipo de incertidumbre y los intervalos entre eventos pueden medirse on-line mediante técnicas de *time-stamp*.

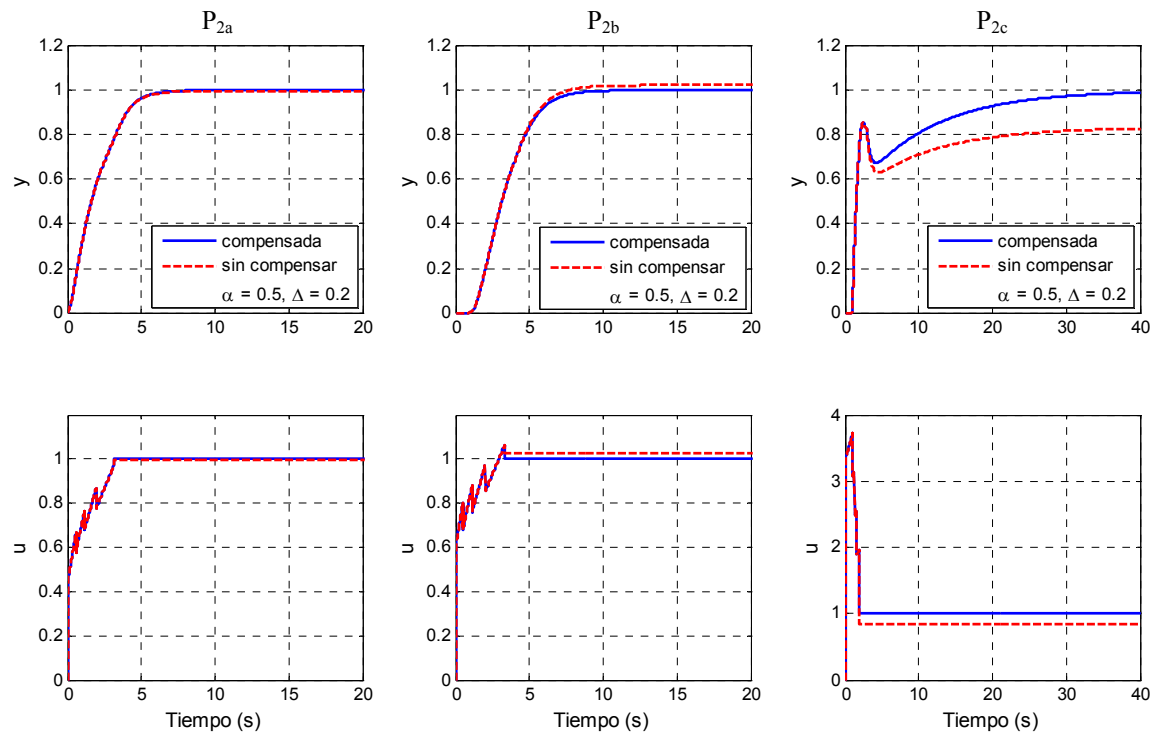


Figura 5.28: Respuestas compensadas y sin compensar de los procesos de (5.6)

En un segundo experimento, se ha evaluado la respuesta del proceso ante una perturbación a la entrada (Figura 5.29). Antes de simular la perturbación se ha dejado que el sistema se estabilice. Como muestra el experimento, en el caso del sistema sin compensar la respuesta sigue siendo estable a pesar de la aproximación del modelo en la unidad de predicción. En el caso de las respuestas compensadas, se consiguen mejorar sustancialmente los resultados estacionarios.

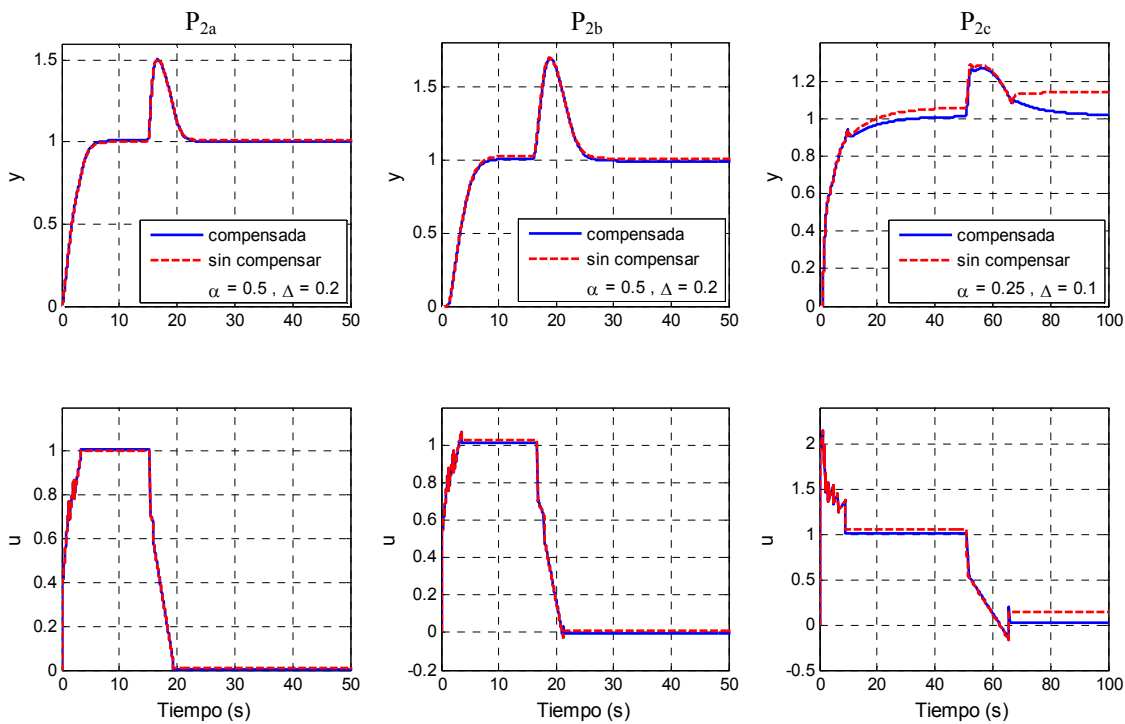


Figura 5.29: Respuestas compensadas y sin compensar de los procesos de (5.6) considerando una perturbación escalón a la entrada

La Figura 5.30 y la Figura 5.31 presentan el mismo tipo de experimento para la batería de modelos con polos múltiples (5.7). Las conclusiones derivadas de este segundo ejemplo serían similares a las del experimento anterior. A pesar de los errores de modelado generados por la incertidumbre no estructurada de este otro tipo de procesos, la respuesta del sistema es estable bajo los parámetros de sintonía definidos y el error estacionario sustancialmente reducido por el reajuste de la ganancia proporcional.

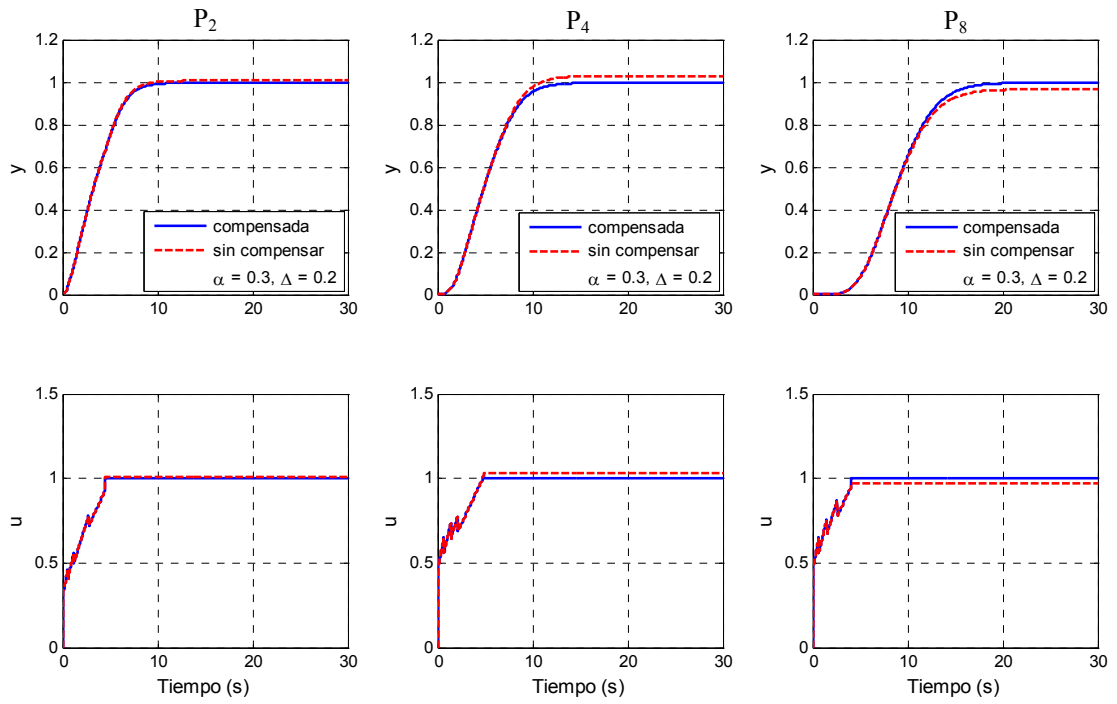


Figura 5.30: Respuestas compensadas y sin compensar de los procesos de (5.7)

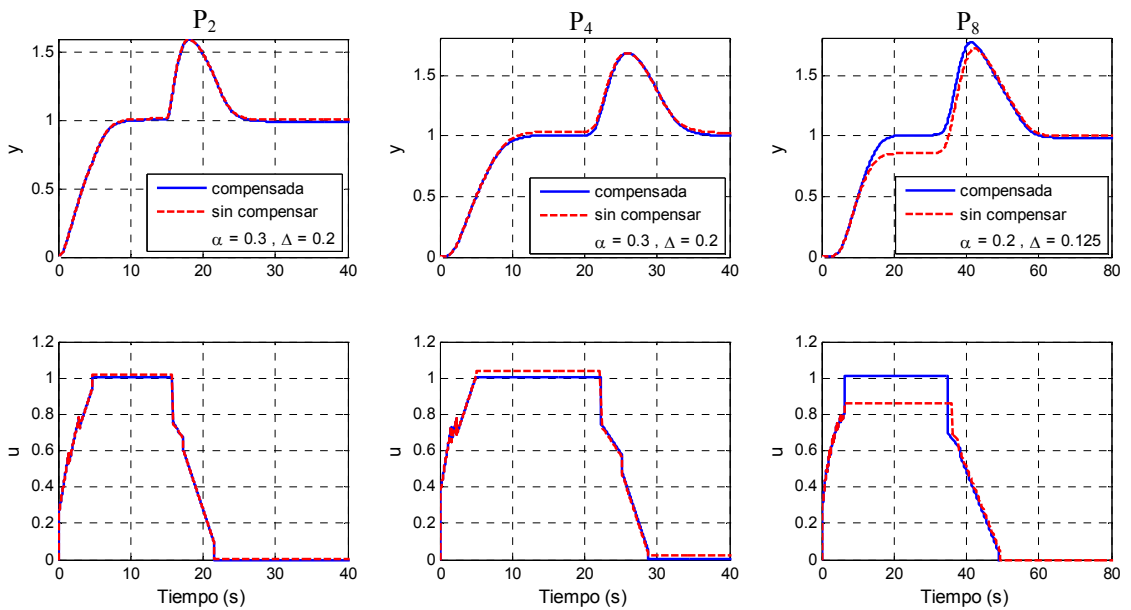


Figura 5.31: Respuestas compensadas y sin compensar de los procesos de (5.7) considerando una perturbación escalón a la entrada

En base a los resultados obtenidos, se puede afirmar que la metodología sería extensible a procesos de orden superior. Obviamente, para obtener unos resultados fiables y que conserven en buena medida las ventajas del enfoque, el proceso debería ser aproximable con cierta precisión a un modelo de primer orden con retardo. Los

ejemplos presentados denotan diferentes grados de aproximación con la intención de poner de manifiesto este aspecto. Otra forma de extender la metodología podría ser considerando una réplica del proceso a controlar en la unidad de predicción y hacer uso exclusivamente de su aproximación en el diseño del controlador. Ésta sería la metodología habitual llevada a cabo al acometer el diseño de controlador y predictor en el paradigma de control basado en tiempo. La ventaja de este enfoque es que se conseguirían reducir las derivas correspondientes a la predicción de la respuesta y proceso, haciendo que éste responda acorde a su dinámica natural, pero como contraprestación, se perdería la sencillez del enfoque actual junto con parte de sus ventajas prácticas (entre otras, no sería tan sencillo aplicar la compensación de la incertidumbre de forma precisa).

5.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado se exponen los resultados obtenidos en la evaluación experimental de la metodología propuesta. Para ello, se han considerado dos casos típicos de control que representan dos dinámicas bien distintas. Concretamente, se ha considerado el caso de control de la velocidad de un motor de corriente continua y el caso de control del nivel de una planta de dos tanques acoplados. En esta última se han desarrollado los experimentos para las dos posibles configuraciones que aporta la planta. Ambas plantas se encuentran en las dependencias de los laboratorios del Área de Ingeniería de Sistemas y Automática de la Universidad de Córdoba y se han construido en el contexto de la presente Tesis. Los detalles constructivos, puntos de operación seleccionados y la identificación de los modelos de cada planta se detallan en el Apéndice B.

5.2.1. Caso de un motor de corriente continua

El primer caso planteado es el del control de velocidad del motor de corriente continua. Aquí se ha considerado el modelo identificado (B.4) y el punto de operación inicial $(\bar{u}_d, \bar{w}_r) = (1.5, 1)$ (véase Apéndice B). Dado que el retardo aparente de la planta es demasiado pequeño en relación a su dinámica, se le ha añadido artificialmente al modelo un retardo de 1 segundo. Así, el modelo empleado en la unidad de predicción vendrá dado por la función de transferencia (5.8).

$$P_1(s) = \frac{W_r(s)}{U_d(s)} = \frac{0.526}{1 + 0.5402s} e^{-s} \quad (5.8)$$

A partir del modelo identificado se han desarrollado dos experimentos, el primero para probar las prestaciones generales de la metodología y el segundo, para evaluar el algoritmo de compensación de la incertidumbre ante diferentes casos de errores de modelado estructurados. Antes de comenzar los experimentos, se lleva al sistema al punto de operación definido. A partir de aquí, se aplica un salto escalón de 0.5 V en cada experimento. Para el primero, se han definido dos conjuntos de sintonías atendiendo a variaciones en el parámetro α y Δ , respectivamente. Los resultados de la primera prueba se muestran en la Figura 5.32. En ellos se ha normalizado la línea de tiempos para que coincida con el inicio del cambio de referencia.

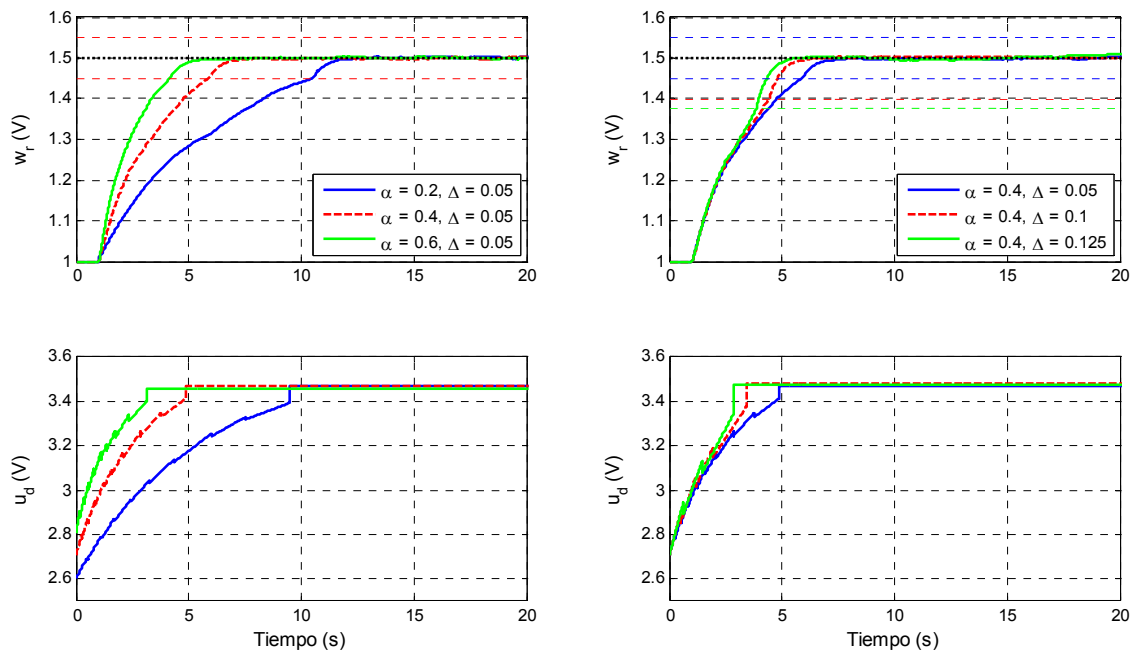


Figura 5.32: Caso del motor de corriente continua. Respuestas de la salida y de la señal de control ante diferentes condiciones de sintonía

Gracias a la adecuada identificación del sistema, los resultados se adaptan a nivel teórico a las simulaciones y análisis desarrollados a lo largo de la presente Tesis. Como era de esperar, a medida que α aumenta, mejora la velocidad de convergencia del sistema disminuyendo su tiempo de asentamiento. Ante variaciones de Δ , la velocidad de convergencia prácticamente se conserva y el posible regular el esfuerzo de muestreo.

Los resultados experimentales han sido corroborados en simulación con la herramienta PI-TOOL (Figura 5.33).

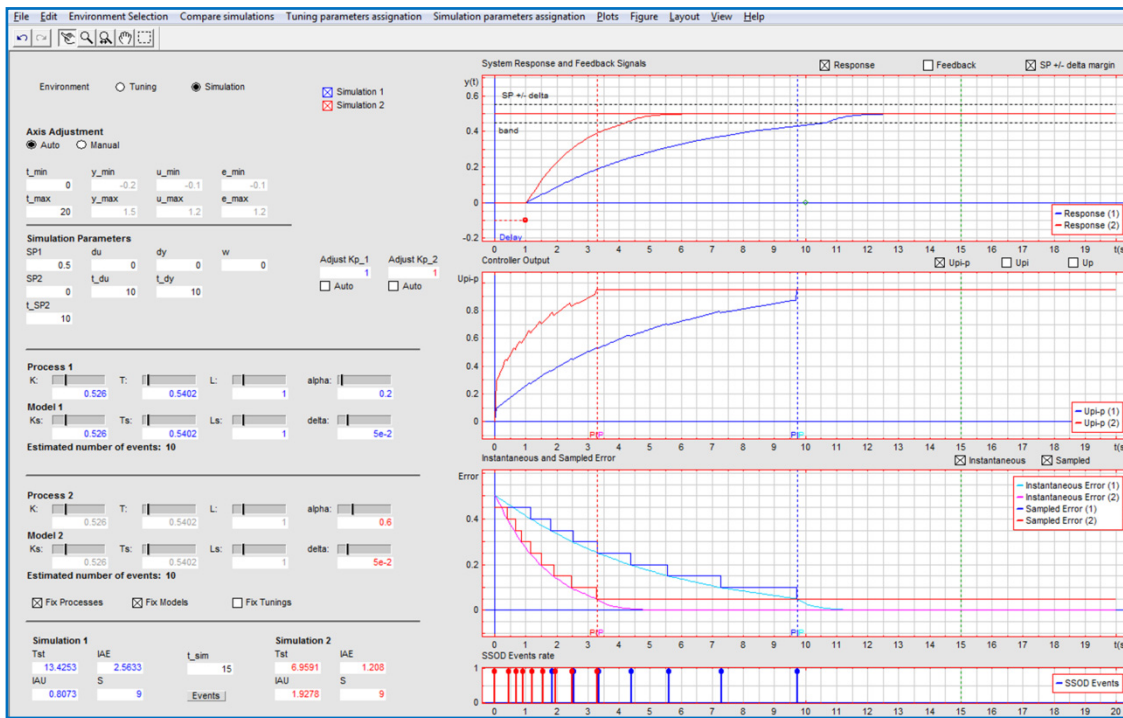


Figura 5.33: Comprobación de los resultados experimentales en la herramienta PI-P-TOOL

La segunda prueba se centra en el tratamiento de la incertidumbre. Aquí se ha comprobado la eficacia del algoritmo de compensación sobre este proceso experimental. Para ello, se han considerado dos de los casos de incertidumbre más problemáticos, asumiendo respectivamente un error de modelado del $\pm 50\%$ en τ y del $\pm 20\%$ en L . La Figura 5.34 representa comparativamente las respuestas considerando el modelo (5.8) sin incertidumbre (denominada como “ideal”), con la respuesta compensada y sin compensar derivadas de la consideración de la incertidumbre planteadas en el modelo. En todos los experimentos se ha establecido la sintonía como $(\alpha, \Delta) = (0.2, 0.1)$.

Tal como el experimento exhibe, en ambos casos de incertidumbre, la respuesta compensada se acerca considerablemente a la del modelo correctamente identificado, lo cual prueba la viabilidad de la técnica en una planta experimental. A causa de la compensación, el esfuerzo de control se incrementa o reduce ligeramente. En lo referente número de eventos, se mantiene invariable con independencia de su aplicación.

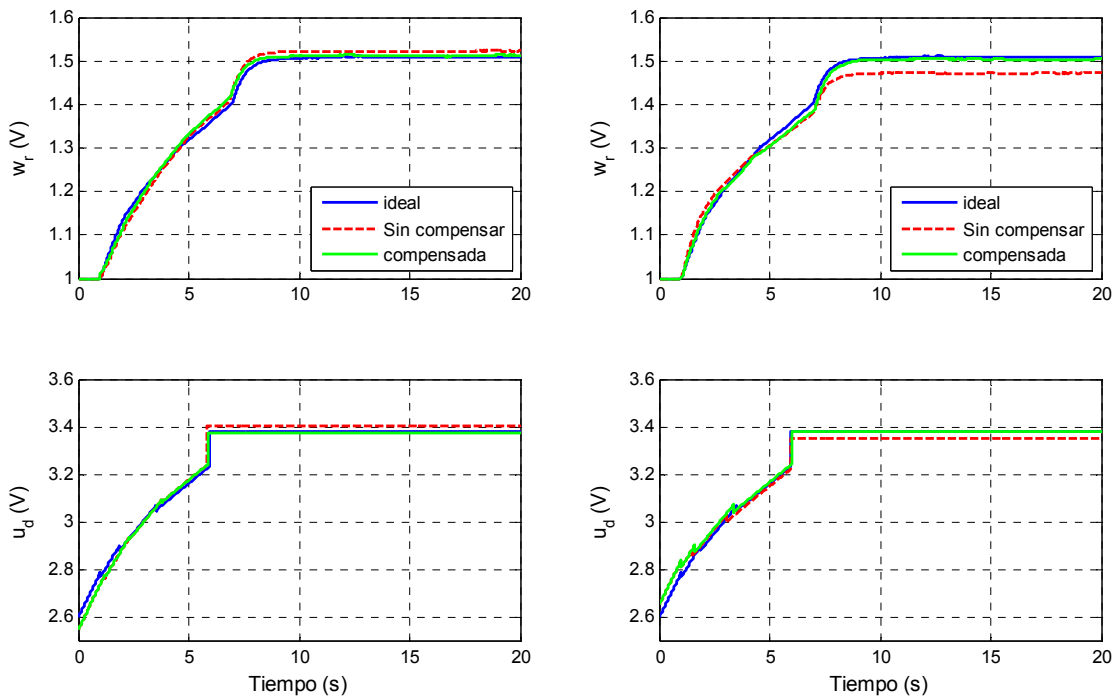


Figura 5.34 Caso del motor de corriente continua. Respuestas compensadas y sin compensar ante incertidumbre en el modelo identificado de la planta

Otro aspecto a evaluar experimentalmente sería la respuesta a perturbaciones. En el epígrafe correspondiente a la comparación con otros controladores basados en eventos se retomará este ejemplo considerando el caso de una perturbación a la entrada.

5.2.2. Caso de una planta de dos tanques acoplados

El segundo caso planteado es el del control de nivel de una planta con dos tanques acoplados. Tal como describe el Apéndice B, esta planta se puede descomponer en dos subsistemas, según se considere la dinámica del nivel para un sólo tanque o para la de los dos acoplados. Para ampliar la variedad y complejidad de procesos experimentales se han planteado ambas situaciones. En el caso del control del nivel para un solo tanque se considera el modelo identificado (B.8) y se parte del punto de operación inicial $(\bar{v}_d, \bar{h}_s) = (3.8, 1.35)$. En este caso se ha añadido artificialmente al modelo un retardo equivalente a 10 segundos obteniendo la función de transferencia (5.9).

$$P_1(s) = \frac{H_S(s)}{V_d(s)} = \frac{2.1}{1 + 263.54s} e^{-10s} \quad (5.9)$$

A diferencia del proceso anterior, esta otra planta presenta una dinámica de constante de tiempo dominante. Aquí, además de analizar la respuesta ante diferentes condiciones de sintonía (como en el caso experimental anterior), se ha pretendido evaluar la metodología para la compensación de la constante de tiempo. La Figura 5.35 representa el experimento evaluado. Mientras que en las gráficas del lado izquierdo se comparan las respuestas ante cambios en α , en los experimentos del lado derecho lo hace ante variaciones en el parámetro Δ . En todos los experimentos se ha definido una magnitud máxima del pulso de 1V. La anchura del pulso se regula a partir de la relación (3.45) y depende del valor máximo que alcanza la acción de control tomando como referencia el valor actual de la misma en el instante de conmutación al controlador P.

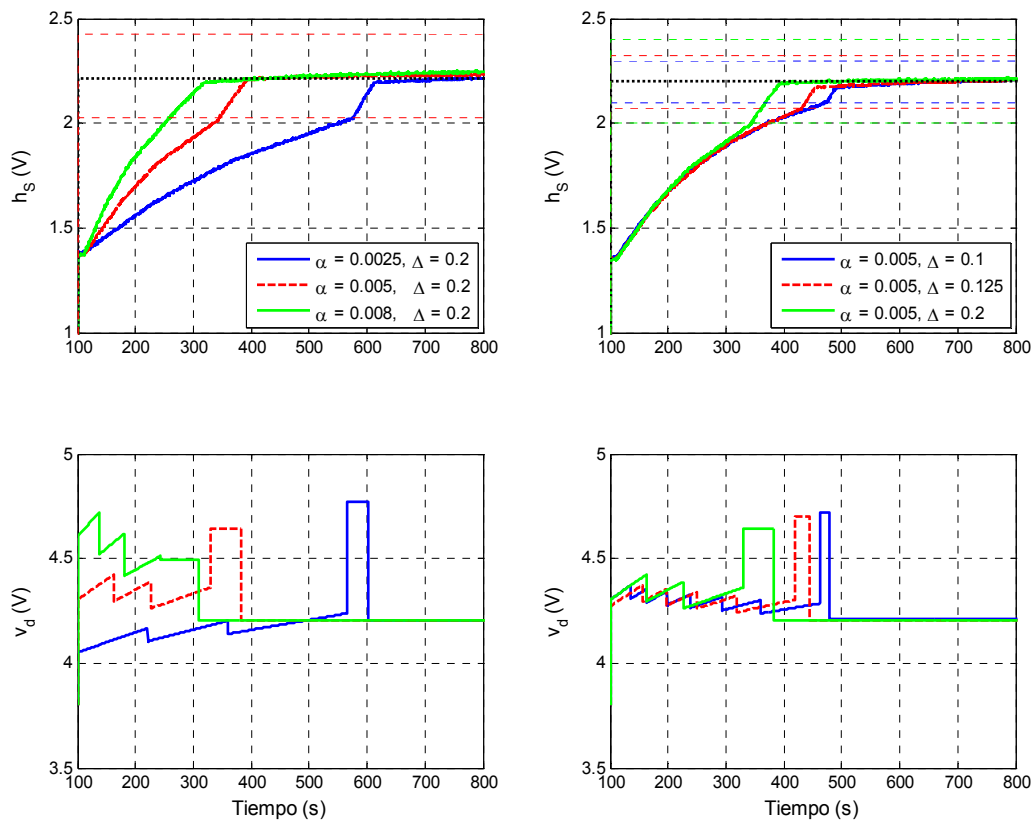


Figura 5.35: Caso de control del nivel del depósito superior de la planta de los dos tanques acoplados. Respuestas de la salida y de la señal de control ante diferentes condiciones de sintonía

Con independencia de la sintonía desarrollada, el sistema alcanza la referencia con precisión y tiempos de asentamiento razonables. A pesar de la elevada constante de

tiempo del sistema y los errores inherentes a la identificación, se consigue llevar en todos los casos al sistema en torno a la referencia en un intervalo (regulable por la sintonía), que oscila entre los 200 y los 500 segundos. De igual manera, el sistema se comporta adecuadamente ante cambios en el esfuerzo de muestreo. A pesar de trabajar con una planta real y su modelo identificado, las respuestas se aproximan a las esperadas teóricamente.

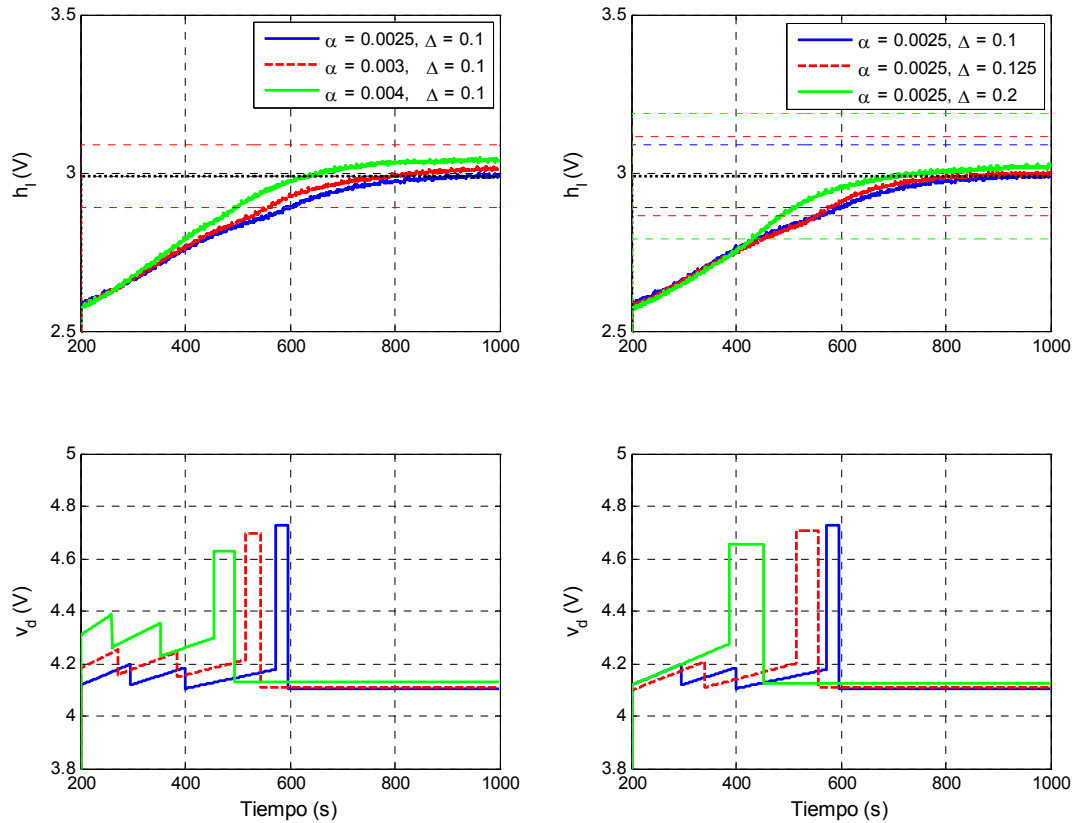


Figura 5.36: Caso de control del nivel del depósito inferior de la planta de los dos tanques acoplados. Respuestas de la salida y de la señal de control ante diferentes condiciones de sintonía

En el segundo experimento se ha tratado de controlar el nivel a partir de la planta completa, con los dos tanques acoplados. En este caso el modelo identificado tiene una dinámica de segundo orden identificada como (B.9). El punto de operación de partida sería el correspondiente a $(\bar{v}_d, \bar{h}_l) = (3.8, 2.6)$. El modelo del proceso se aproxima a un sistema de primer orden con retardo para el diseño del controlador y de la unidad de predicción, obteniendo el indicado en (B.9) como $\bar{P}(s)$. Nuevamente se ha empleado la compensación de la constante de tiempo para un valor máximo de amplitud de pulso de 1V. Bajo estas condiciones se han reproducido los experimentos previos obteniendo los resultados de la Figura 5.36.

A pesar de que el seguimiento no es tan preciso como en los ejemplos anteriores (debido en parte a la inherente aproximación y por el elevado nivel de ruido que presenta la planta), la diferencia con la referencia es pequeña. Como justifican los análisis teóricos, la dispersión es mayor en aquellos casos con un α más elevado. No obstante, dado que el sistema es estable, el rendimiento real del sistema no se aleja significativamente del teórico esperado (véanse conclusiones de la sección 3.4).

5.3. COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLADORES

Finalmente, la generación de resultados culmina realizando algunos experimentos de comparación del rendimiento de la estrategia propuesta con el de otros controladores basados en el algoritmo de muestreo SOD. Con este propósito se ha simulado la respuesta de algunos de los controladores más destacados en la literatura como el controlador SSOD-PI (Beschi et al., 2012), el SOD-PI (Beschi et al., 2011), el PIDplus (Blevins, 2012), el controlador de Årzen (Årzen, 1999) y un controlador activado por tiempo denominado DT-PI (Blevins, 2012).

5.3.1. Comparación en simulación

En el primer ensayo se ha reproducido uno de los experimentos desarrollados en (Beschi et al., 2012) para el proceso

$$P(s) = \frac{(1 - 0.3s)(1 + 0.08s)}{(1 + 2s)(1 + s)(1 + 0.4s)(1 + 0.2s)(1 + 0.05s)^3} \quad (5.10)$$

y su aproximación a sistema de primer orden con retardo

$$\bar{P}(s) = \frac{1}{1 + 2.5s} e^{-1.47s} \quad (5.11)$$

Como se especifica en el citado trabajo, los parámetros del algoritmo SSOD-PI (Δ y β) se establecen, respectivamente, a 0.1 y 1. Al parámetro t_{max} , necesario para (Årzen, 1999; Blevins, 2012) se le da un valor igual a τ (conforme a (5.11)). Los parámetros del algoritmo SOD-PID se especifican como $\Delta_p = \Delta$, $\Delta_i = \Delta\tau$ y $\epsilon = \Delta$. Todos los controladores se configuran como PI y, por simplicidad, son sintonizados con

las reglas SIMC (Skogestad, 2001), resultando en una ley de control con $K_p = 0.85$ y $K_i = 0.34$. Para desarrollar una comparación justa, el controlador PI-P se sintoniza con el mismo umbral de evento $\Delta = 0.1$ y el parámetro α se fija a un valor poco agresivo como 0.5. A la unidad de predicción se le asigna el modelo (5.11) y se considera el reajuste de la ganancia proporcional para garantizar la cancelación del error en estado estacionario. La monitorización de las señales se emula mediante *fast sampling* para un período de muestreo de 0.01. En el instante inicial se aplica un salto escalón unidad en la referencia, y en el instante equivalente a 30 segundos se simula una perturbación escalón de magnitud unidad a la entrada. Las respuestas del sistema se muestran en la Figura 5.37, y el resultado de los índices de rendimiento considerados, en la Tabla 5.2.

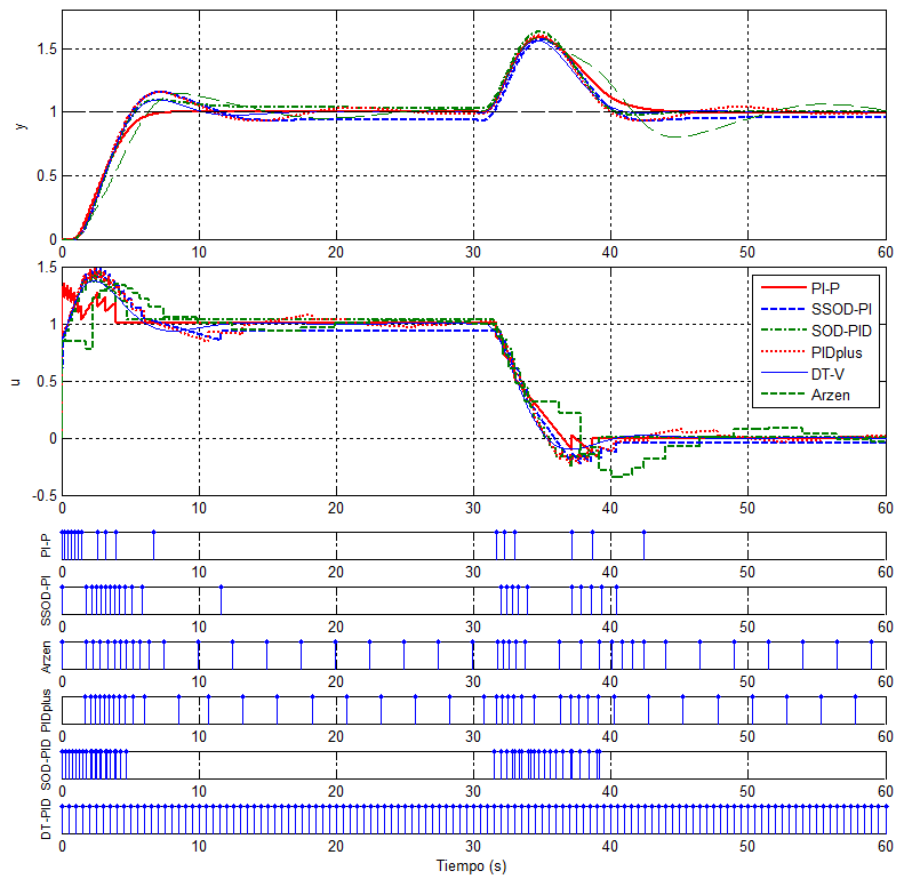


Figura 5.37: Comparación con otros controladores. Salidas, acciones de control y relación de eventos para el caso del proceso (5.10)

Aunque el controlador propuesto no es tan rápido a la hora de rechazar perturbaciones debido a que éste usa una especificación de la sintonía poco agresiva, el seguimiento de referencias mejora sustancialmente con respecto a los otros controladores. Los valores del error en estado estacionario y del tiempo de asentamiento

confirman estos resultados. Adicionalmente, debido a que la respuesta no presenta sobrepaso y la condición de máximo intervalo entre eventos no se ha considerado (véase (2.3)), el número de eventos puede ser reducido al mínimo posible como muestran los resultados. Cabe destacar que el controlador PI-P obtiene los mejores resultados en todos los índices de rendimiento considerados y, a pesar de las aproximaciones en el modelo, la característica (3.36) se conserva.

Tabla 5.2: Parámetros de sintonía e índices de rendimiento para el caso del proceso (5.10). IAE (T_{ST}): error integrado absolute evaluado hasta el tiempo de asentamiento. IAU (T_{ST}^*): señal de control absoluta integrada (conforme a (3.34)). Para una comparación justa, ésta indica que el índice de rendimiento ha sido evaluado hasta el menor valor alcanzado por T_{ST} para todos los experimentos. $E_{SS}(T_{ST})$: error en estado estacionario como un porcentaje el umbral de evento y evaluado en el instante equivalente al tiempo de asentamiento de la señal. OV: sobrepaso. S: número de eventos. T_{ST} : tiempo de asentamiento.

	K_p	K_i	Δ	α	$\Delta_p, \Delta_i, \epsilon$	t_{max}	IAE (T_{ST})	IAU(T_{ST}^*)	$E_{SS}(T_{ST})$	OV	S	T_{ST}
PI-P	-	-	0.1	0.5	-	-	3.25	1.09	6.12	< 0.5	26	7.51
SSOD-PI	0.85	0.34	0.1	-	-	-	3.84	1.92	54.79	15.74	32	13.36
Arzén	0.85	0.34	0.1	-	-	2.5	4.51	2.24	47.6	14.79	49	> 20
PIDplus	0.85	0.34	0.1	-	-	-	4.11	2.27	33	15.5	49	> 20
SOD-PID	0.85	0.34	-	-	0.1,0.25,0.1	-	3.7	1.89	41.93	9.71	54	12.79
DT-PID	0.85	0.34	0.1	-	-	2.5	3.55	2.25	4.46	9.86	120	15.9

Un segundo experimento se centra en un sistema de alto orden con una dinámica más rápida que la del caso anterior. El sistema está incluido en (Skogestad, 2001) y tiene la siguiente función de transferencia.

$$P(s) = \frac{1}{(1 + s)(1 + 0.2s)(1 + 0.04s)(1 + 0.008s)} \quad (5.12)$$

Su aproximación a FOPTD viene dada por

$$\bar{P}(s) = \frac{1}{1 + 1.1s} e^{-0.148s} \quad (5.13)$$

En este caso, las ganancias del controlador PI son sintonizadas nuevamente a través de la regla SIMC, obteniendo $K_p = 3.72$ y $K_i = 3.38$. El parámetro t_{max} fue definido como τ nuevamente. El valor de α se ajustó a 1 y el resto de parámetros fueron especificados como en el caso anterior (Tabla 5.3). Las respuestas de los sistemas se muestran en la Figura 5.38 y los resultados se resumen en la Tabla 5.3. Para este proceso, la regla de sintonía SIMC obtiene controladores agresivos que resultan en

acciones de control con considerables picos y oscilaciones. Por el contrario, el esfuerzo de control desarrollado por el controlador PI-P es moderado y su tiempo de asentamiento no es sustancialmente mayor. Nuevamente, el controlador propuesto presenta la tasa de eventos más baja.

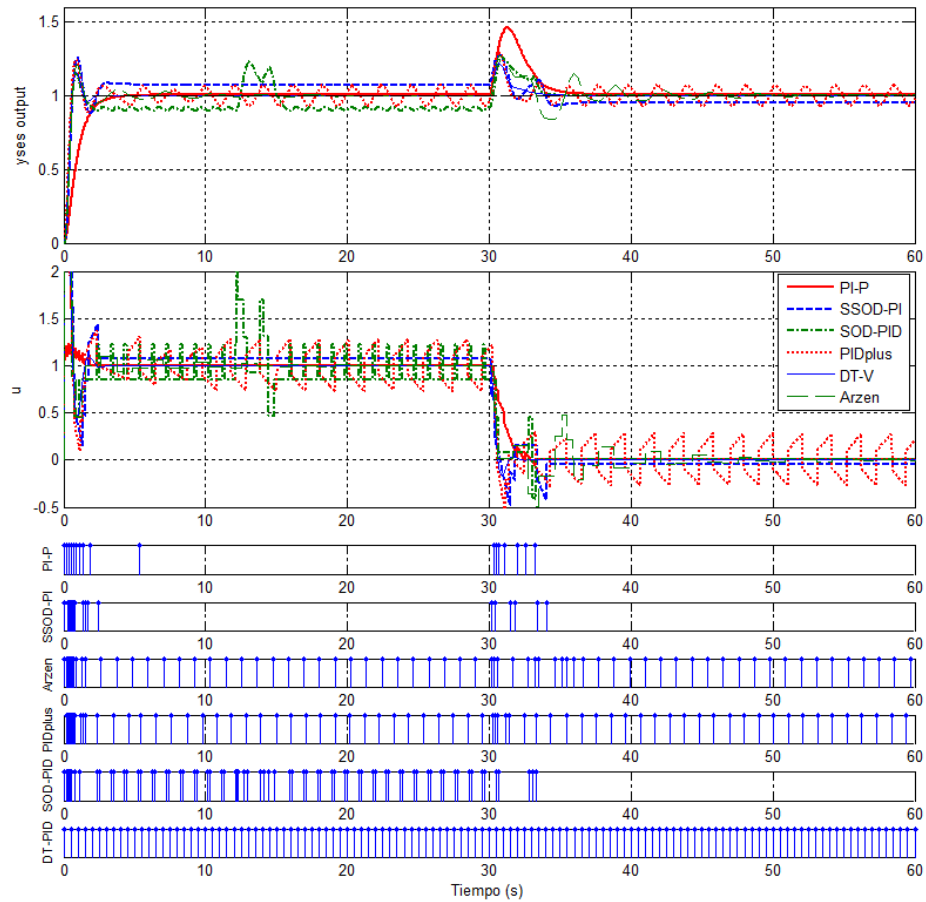


Figura 5.38: Comparación con otros controladores. Salidas, acciones de control y relación de eventos para el caso del proceso (5.12)

Tabla 5.3: Parámetros de sintonía e índices de rendimiento para el caso del proceso (5.12)

	K_p	K_i	Δ	α	$\Delta_p, \Delta_I, \epsilon$	t_{max}	IAE (T_{ST})	IAU (T_{ST}^+)	$E_{SS}(T_{ST})$	OV	S	T_{ST}
PI-P	-	-	0.1	1	-	-	1.04	1.18	4.5	< 0.5	26	4.54
SSOD-Pi	3.72	3.38	0.1	-	-	-	0.73	1.28	77.69	26.13	31	4.01
Arzén	3.72	3.38	0.1	-	-	1.1	0.67	2.73	3.2	20.93	85	>20
PIDplus	3.72	3.38	0.1	-	-	-	0.81	2.76	70	24.5	82	L.C.
SOD-PID	3.72	3.38	-	-	0.1,0.11,0.1	-	1.19	2.51	>100	15.3	86	L.C.
DT-PID	3.72	3.38	0.1	-	-	1.1	0.44	1.26	2.45	16.1	120	3.41

5.3.2. Comparación experimental. Caso del motor de corriente continua

Para concluir con los objetivos del presente capítulo, se ha desarrollado una última prueba de comparación de controladores sobre un equipo experimental. Concretamente se ha evaluado en el contexto del control de la velocidad del motor de corriente continua comentado previamente. Se ha partido del mismo punto de operación previamente comentado pero en este caso, se ha añadido artificialmente un retardo de 2 segundos al modelo identificado (B.4) obteniendo el indicado en (5.14)

$$\bar{P}(s) = \frac{0.526}{1 + 0.5402s} e^{-2s} \quad (5.14)$$

Con esta información, los valores obtenidos para los parámetros K_p y K_i fueron 0.26 y 0.48, respectivamente. El resto de parámetros de sintonía se muestran en la Tabla 5.4. El período de muestreo del sistema activado por tiempo fue fijado a 0.1 segundos. La Figura 5.39 y la Tabla 5.4 muestran los resultados de esta evaluación.

En general, el rendimiento de los controladores es bastante similar, pero sólo el controlador PI-P y el SOD-PID alcanzan una respuesta estacionaria antes de que aparezca la perturbación (en este último caso con un margen de error no despreciable.). Como se ha manifestado en los experimentos descritos previamente, gracias a la consideración del predictor de Smith en el esquema de muestreo basado en eventos, el seguimiento de referencias y el esfuerzo de muestreo mejoran sustancialmente en relación a los otros controladores basados en eventos. Sin embargo, en los experimentos presentados el rechazo de perturbaciones no responde tan rápidamente como en los otros casos, lo cual es achacable en parte a la conmutación de controladores. Aún así, dada la ley de control (3.8), durante la mayor parte del ciclo de control actuaría la parte PI y, consecuentemente, la sintonía definida para el parámetro α , jugaría un papel clave para este fin. Otro aspecto evaluable sería la mejora aportada por la compensación de la constante de tiempo cuando el sistema entra en la banda muerta. En cualquier caso, gracias al generador de eventos y controlador definidos, y a la metodología de sintonía aportados en la presente Tesis, el ajuste de los parámetros α y Δ que mejore dichos

resultados (o cualquier otro índices de rendimiento deseado) podría ser fácilmente encontrada.

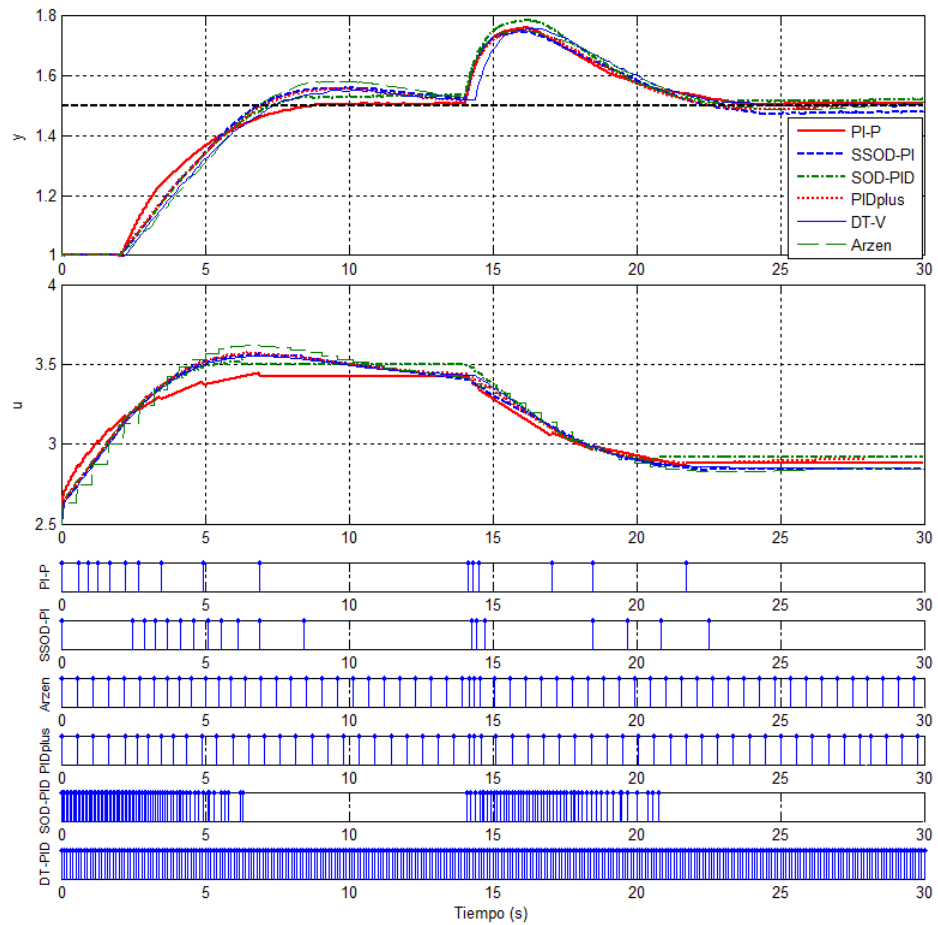


Figura 5.39: Comparación con otros controladores. Salidas, acciones de control y relación de eventos para el caso de control del motor de corriente continua

Tabla 5.4: Parámetros de sintonía e índices de rendimiento

	K_p	K_i	Δ	α	$\Delta_p, \Delta_i, \epsilon$	t_{max}	$IAE(T_{ST})$	$IAU(T_{ST}^{-1})$	$E_{SS}(T_{ST})$	OV	S	T_{ST}
PI-P	-	-	0.05	0.4	-	-	1.09	3.42	5.39	< 1.31	26	9.61
SSOD-PI	0.26	0.48	0.05	-	-	-	2.35	4.39	83.95	11.97	28	>12
Arzén	0.26	0.48	0.05	-	-	0.54	2.55	4.4	>100	16.61	69	>12
PIDplus	0.26	0.48	0.05	-	-	-	2.43	4.39	79.61	11.4	68	>12
SOD-PID	0.26	0.48	-	-	0.05, 0.04, 0.05	-	2.18	3.31	55.52	5.87	134	9.19
DT-PID	0.26	0.48	0.05	-	-	0.54	2.38	4.35	62.17	10.58	300	>12

CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES

En este último capítulo se hace balance de las conclusiones obtenidas en el desarrollo de la presente Tesis, así como de las aportaciones realizadas. Al final del mismo, se exponen posibles líneas de trabajo futuro.

3.1. CONCLUSIONES GENERALES

Este trabajo supone una aportación a los sistemas de control basados en eventos, ya que se han desarrollado e implementado nuevas metodologías de control enmarcadas en dicho contexto. Su efectividad ha sido verificada comparando las técnicas de otros autores en procesos de simulación y en dos plantas experimentales de laboratorio. Estas últimas han sido implementadas durante el desarrollo del presente trabajo de investigación para poder evaluar las metodologías propuestas. Su descripción detallada se puede consultar en el Apéndice B.

Para desarrollar la nueva metodología propuesta, se ha llevado a cabo un proceso de *co-diseño* que ha pasado por varias etapas hasta llegar al objetivo final, obtener controladores por eventos con ventajas prácticas para el diseño y sintonía. Las aportaciones y conclusiones más destacadas se pueden resumir como sigue:

- 1- En lo referente al diseño e implementación:
 - Se ha desarrollado un nuevo esquema de control basado en eventos a partir de la estructura general propuesta por *Åström*. Éste era uno de los objetivos iniciales, partir de un modelo ampliamente aceptado para avanzar hacia su generalización, beneficiando el desarrollo de una teoría comprensible en este paradigma.
 - En la implementación del esquema se ha abordado tanto el diseño del generador de eventos como el del sistema de control. La estructura propuesta ha

demostrado tener un adecuado rendimiento en la reducción del error estacionario del sistema, en el esfuerzo de muestreo que desempeña y en la prevención de los ciclos límite con independencia del retardo del proceso. Ambos elementos se gobiernan a partir de leyes control y rutinas sencillas que facilitan la interpretación del comportamiento por eventos y su implementación en sistemas basados en microprocesador.

- La complejidad del diseño se ha reducido haciendo uso solamente de dos parámetros de ajuste, uno para el sistema de control y otro para el generador de eventos. La función de cada parámetro es clara y la influencia que ejerce sobre la dinámica del proceso es fácilmente interpretable.
- La ley de control que gobierna el sistema se ha complementado con dos algoritmos para el tratamiento de determinados problemas prácticos, que son la incertidumbre, la transferencia sin salto en la conmutación de controladores o el tratamiento de procesos con constantes de tiempo elevadas. Los compromisos derivados entre estabilidad del sistema y mejora alcanzable fueron ilustrados en el capítulo 5. Al aplicar la compensación de la constante de tiempo se incrementa ligeramente la complejidad del controlador, apareciendo un nuevo parámetro de ajuste, pero las ventajas generales de la metodología se mantienen.
- Adicionalmente, se han tratado ciertos aspectos prácticos y de implementación como la detección y estimación de perturbaciones, o los algoritmos necesarios para la programación del sistema en un microprocesador.

2- En lo referente a la metodología de sintonía:

- El proceso de *co-diseño* ha culminado en el desarrollo de un marco de trabajo para la sintonía del esquema propuesto. Gracias al diseño de partida, es posible abordar por separado la problemática de la sintonía (en término de prestaciones alcanzables) y estabilidad del sistema. La complejidad del diseño se ha reducido mediante un cambio de parámetros, de forma que se dispone de dos grados de libertad para ajustar la forma de la respuesta. La relación *causa-efecto* entre los parámetros de sintonía y el rendimiento de la respuesta tiene una interpretación muy dinámica e intuitiva, y los límites de estabilidad quedan claramente definidos.

- El procedimiento de diseño se ha ilustrado a través de la definición de las curvas de sintonía. En ellas se representa de una forma resumida e interactiva la evolución de un índice de desempeño del sistema ante cambios de los parámetros de diseño.
 - El conjunto de índices de rendimiento empleados ha tratado de plasmar, de la forma más representativa posible, las prestaciones generales del lazo, atendiendo a aspectos como el esfuerzo de control, la corrección del error de control (seguimiento de referencias), el tiempo de asentamiento u otros aspectos relacionados con el tratamiento por eventos como el esfuerzo de muestreo. Merece la pena destacar la dificultad que suele entrañar la predicción de dichas propiedades en un contexto de control asíncrono como el de los sistemas basados en eventos. Gracias al enfoque propuesto, la respuesta del sistema puede ser predicha con cierta precisión y esto abre el camino para el estudio en fase de diseño de cualquier índice de interés para el diseñador, sea del paradigma de los sistemas activados por tiempo o por eventos.
 - Otro aspecto que se ha considerado en la metodología de sintonía ha sido el tratamiento de las posibles restricciones de la tasa de cambio del actuador. Este aspecto se integra en la representación gráfica de las curvas de sintonía, y es de fácil interpretación. De esta forma, el diseñador puede tenerlo en cuenta en la selección de parámetros durante la fase de diseño.
 - Toda la experiencia adquirida a través de los análisis teóricos y las simulaciones se ha plasmado en una guía de diseño que recopila algunas de las principales recomendaciones para el ajuste del esquema.
 - Mediante simulaciones de Montecarlo se ha tratado de predecir cualitativamente la influencia que ejerce la incertidumbre sobre el dominio de validez de las curvas de sintonía. Las conclusiones derivadas se han traducido a recomendaciones de diseño y se han incluido en la mencionada guía.
 - La sintonía se puede interpretar como la búsqueda de soluciones de los parámetros de ajuste que responda a un conjunto de especificaciones de diseño particulares. En este sentido, se ha propuesto la formulación de la sintonía como un problema de optimización de parámetros.
- 3- En lo referente a la herramienta interactiva de diseño asistido por ordenador:

- Otra de las aportaciones de la presente Tesis ha sido el desarrollo de una herramienta interactiva de diseño y simulación de controladores basados en la técnica PI-P.
- La herramienta tiene tanto fines pedagógicos como de investigación y permite evaluar la mayoría de los aspectos teóricos tratados a lo largo de la presente Tesis. A pesar de la carga conceptual y computacional de la misma, se ha tratado de desarrollar una interfaz que sea intuitiva y, a la vez, mantenga las prestaciones interactivas del entorno. Su difusión es libre y cuenta con un completo manual de usuario que puede ser libremente descargado junto a la aplicación. Esto facilita su difusión y acceso a grandes comunidades como la educativa o la investigadora y, gracias a la realimentación aportada por la experiencia de los usuarios, es posible su mejora en sucesivas versiones.

4- En lo referente a los análisis, resultados y evaluación de las metodologías:

- Como parte de los análisis teóricos, se ha llevado a cabo un análisis de estabilidad. Este análisis ha aportado condiciones suficientes y fácilmente evaluables para la caracterización de la estabilidad práctica del esquema bajo condiciones de incertidumbre estructurada. Adicionalmente, el enfoque se ha extendido a casos de incertidumbre no estructurada mediante la incorporación del algoritmo de ajuste de la ganancia proporcional. De esta forma, se ha verificado en simulación y experimentalmente que es posible hacer que el sistema sea estable para ambos tipos de incertidumbre bajo la estrategia de ganancia planificada adecuada. Otra de las ventajas del algoritmo aportado es que no es necesario conocer la incertidumbre para su diseño (depende del modelo considerado) y se puede ejecutar on-line mediante técnicas de *time-stamp*.
- Se ha desarrollado un análisis de robustez del esquema. Este análisis ha valorado cualitativamente la influencia que ejercen los efectos indeseables del lazo (incertidumbres estructuradas y no estructuradas, el ruido y las perturbaciones), cómo se traducen al rendimiento de sistema (por extensión, a las curvas de sintonía) y cómo tratarlos desde el punto de vista de la sintonía. Tal como demuestran los análisis, mientras se cumpla la condición de estabilidad del sistema, las posibles derivas en su rendimiento estarían

acotadas. Las recomendaciones aplicables a la sintonía para tratar este aspecto también han sido abordadas en la guía de diseño aportada en la presente Tesis.

- Tal y como se planteó como objetivo, se ha comprobado que la metodología es extensible a sistemas de orden y complejidad mayor, manteniendo razonablemente las ventajas prácticas de la misma. A pesar de que el controlador PI-P tiene una ley de control adaptativa en función de las condiciones del lazo, éste representa una pequeña variación del algoritmo de control PI. En la práctica, esta característica hace el enfoque apropiado para tareas reales de control y lo hace fácilmente extensible al control de sistemas de orden superior. Adicionalmente, las mejoras relativas a la corrección del error en estado estacionario pueden garantizarse también en el caso de incertidumbre no estructurada, a partir del algoritmo propuesto en la presente Tesis.
- Tomando como ejemplo procesos con diferente dinámica, se ha mostrado cómo se puede asistir al diseño mediante el uso de la herramienta PI-P-TOOL, así como los posibles análisis complementarios que se pueden desarrollar con Matlab-Simulink ®. Fundamentalmente, los compromisos entre estabilidad y robustez del sistema han sido ilustrados bajo el punto de vista de la herramienta.
- Los desarrollos teóricos han sido evaluados en simulación y verificados mediante el uso de dos plantas experimentales.
- Finalmente, el rendimiento del sistema se ha comparado con el de otros controladores relevantes de la literatura. Los resultados han demostrado que el sistema propuesto presenta similar o mejor rendimiento.

Como se ha manifestado a lo largo del desarrollo del presente trabajo de investigación, la principal dificultad a la que se enfrenta el tratamiento de la sintonía de controladores basados en eventos es la de no poder separar sintonía, estabilidad y tratamiento de los ciclos límite. Obviamente, una completa separación nunca es posible con independencia del paradigma de control y aún menos si lo que se pretende es hacer un estudio riguroso considerando las posibles imperfecciones del lazo (ruido, incertidumbre, perturbaciones, etc.), como el que se ha tratado en la presente Tesis. Además, la falta de desarrollos teóricos y la enorme casuística derivada de la implementación de este esquema suponen un hándicap en la etapa de diseño. Sin

embargo, a pesar de las dificultades manifestadas, con la metodología propuesta se ha intentado aunar ambos aspectos. Partiendo de leyes y elementos de control sencillos y de una estructura ampliamente aceptada en el control basado en eventos, se ha conseguido separar ambos tratamientos (sintonía y estabilidad) en la medida de lo posible y, sobre todo, reducir la complejidad del problema del diseño transformando la sintonía en un aspecto abordable e intuitivo. Además, la presente Tesis ha pretendido dar un paso más verificando los desarrollos teóricos sobre plantas reales y asistiendo el proceso de diseño con una herramienta interactiva desarrollada en el contexto de la misma. En relación con esto último, cabe destacar que las herramientas interactivas enfocadas al control basado en eventos son muy escasas o casi inexistentes. Por ello, en opinión de los autores, merece la pena desarrollar y fomentar este tipo de aplicaciones, no sólo desde el mero punto de vista investigador, sino también desde el punto de vista de la labor pedagógica y de mejora de conocimiento que suponen en el estudio de los fenómenos implicados.

3.2. TRABAJOS FUTUROS

Para finalizar, se indican las posibles líneas de continuación de la investigación desarrollada en este trabajo:

- Con el objetivo de ensayar el enfoque en un entorno industrial, uno de los trabajos a corto plazo será el de analizar la influencia que tendrían las condiciones de trabajo de una red de comunicaciones sobre la respuesta del sistema.
- La metodología pretende extenderse a procesos con integradores. De la misma forma que se han desarrollado aproximaciones a modelos del tipo FOPTD, una posible forma de llevarlo a cabo sería la aproximación del modelo del sistema en la unidad de predicción a un integrador con retardo.
- Otra vía de extensión del esquema sería la consideración de otras configuraciones del predictor de Smith como el predictor de Smith filtrado.
- También se está trabajando en el desarrollo de una versión autodisparada del esquema. Los controladores autodisparados aportan ciertas ventajas reduciendo la dependencia de los controladores basados en eventos de la

técnica de *fast sampling* pero añaden otras restricciones que necesitarían ser estudiadas.

- Otro aspecto en el que se pretende investigar es en el uso de esquemas de muestreo asimétricos y bajo otras condiciones de evento. Esto puede mejorar la razón de muestreo del sistema, pero también plantea compromisos para la estabilidad.
- También se está trabajando actualmente en el desarrollo de compensadores *feedforward* complementarios a la estrategia propuesta, para los cual juegan un papel clave los algoritmos para la detección y estimación de perturbaciones.
- También se pretende profundizar en el análisis de robustez del sistema aplicando metodologías del control robusto.
- Otro de los aspectos a tratar a corto-medio plazo es el estudio de técnicas de sintonía en el dominio de la frecuencia.
- Finalmente, otro de aspectos a desarrollar en el futuro es la mejora de la herramienta interactiva PI-P-TOOL. Actualmente se está desarrollando la segunda versión de la herramienta. Para ello será fundamental la realimentación de las experiencias de los usuarios.

BIBLIOGRAFÍA

- Álvarez, J.D., Guzmán, J.L., Rivera, D.E., Berenguel, M., Dormido, S., 2013. Perspectives on control-relevant identification through the use of interactive tools. *Control Engineering Practice*, 21(2), 171–183.
- Anastasi, G., Conti, M., Di Francesco, M., Passarella, A., 2009. Energy conservation in wireless sensor networks: A survey. *Ad Hoc Networks*, 7(3), 537–568.
- Ansari, U., Alam, S., Jafri, S.M.U.N., 2011. Modeling and Control of Three Phase BLDC Motor Using PID with Genetic Algorithm, in: Proceedings of the 13th International Conference on Computer Modelling and Simulation. IEEE, Cambridge, UK.
- Anta, A., Tabuada, P., 2010a. On the minimum attention and anytime attention problems for nonlinear systems, in: Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Ieee, Atlanta, USA, pp. 3234–3239.
- Anta, A., Tabuada, P., 2010b. To Sample or not to Sample : Self-Triggered Control for Nonlinear Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 55(9), 2030–2042.
- Årzén, K., 1999. A simple event-based PI controller, in: IFAC World Congress.
- Åström, K.J., 1970. Introduction to Stochastic Control Theory. Academic Press, New York.
- Åström, K.J., 1995. Oscillations in systems with relay feedback, in: Adaptive Control, Filtering, and Signal Processing, IMA Volumes in Mathematics and Its Applications, Vol 74. Springer-Verlag.
- Åström, K.J., 2008. Event based control, in: Analysis and Design of Nonlinear Control Systems: In Honor of Alberto Isidori. Springer Verlag.
- Åström, K.J., Bernhardsson, B., 2003. Systems with Lebesgue sampling, in: Directions in Mathematical Systems Theory and Optimization Optimization, Volume 286 of Lecture Notes in Control and Information Sciences. Springer Verlag.
- Åström, K.J., Bernhardsson, B.M., 2002. Comparison of Riemann and Lebesgue sampling for first order stochastic systems, in: Proceedings of the 41th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Las Vegas, NV, USA.
- Åström, K.J., Hägglund, T., 2005. Advanced PID Control. ISA Press, Research Triangle Park, NC.
- Åström, K.J., Wittenmark, B., 1997. Computer controlled systems: theory and design. Prentice-Hall.
- Bemporad, A., Heemels, W.P.M.H., Johansson, M., 2010. Networked Control Systems, in: Lecture Notes in Control and Information Sciences. Springer-Verlag, London.

- Besada-Portas, E., Lopez-Orozco, J.A., de la Torre, L., de la Cruz, J.M., 2013. Remote Control Laboratory Using EJS Applets and TwinCAT Programmable Logic Controllers. *IEEE Transactions on Education*, 56(2), 156–164.
- Beschi, M., Dormido, S., Sanchez, J., Visioli, A., 2012a. On the Stability of an Event-based PI Controller for FOPDT processes, in: IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12. Brescia, Italy.
- Beschi, M., Dormido, S., Sanchez, J., Visioli, A., 2012b. Tuning rules for event-based SSOD-PI controllers, in: Proceedings of the 20th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED). Ieee, Barcelona, Spain, pp. 1073–1078.
- Beschi, M., Dormido, S., Sanchez, J., Visioli, A., 2012c. Characterization of symmetric send-on-delta PI controllers. *Journal of Process Control*, 22(10), 1930–1945.
- Beschi, M., Dormido, S., Sánchez, J., Visioli, A., 2012e. A New Two Degree-offreedom Event-based PI Control Strategy, in: Proceedings of the 31th American Control Conference. pp. Montreal, Canada.
- Beschi, M., Dormido, S., Sanchez, J., Visioli, A., Yebra, L.J., 2013. Event-Based PI Plus Feedforward Control Strategies for a Distributed Solar Collector Field (Article in Press). *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1–1.
- Beschi, M., Visioli, A., Dormido, S., Sanchez, J., 2011. On the presence of equilibrium points in PI control systems with send-on-delta sampling, in: Proceedings of the 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC). IEEE, Orlando, USA, pp. 7843–7848.
- Blevins, T.L., 2012. PID Advances in Industrial Control, in: IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12. Brescia, Italy.
- Boyd, S., Ghaoui, L.E., Feron, E., Balakrishnan, V., 1994. Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory SIAM Studies in Applied Mathematics. SIAM.
- Brockett, R.W., Liberzon, D., 2000. Quantized feedback stabilization of linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(7), 1279–1289.
- Castelo, G., Garrido, J., Vázquez, F., 2008. Ajuste, configuración y control de cuatro tanques acoplados, in: XXIX Jornadas de Automática. Tarragona, Spain.
- Cervin, A., Astr, K.J., 2007. On Limit Cycles in Event-Based Control Systems 3190–3195.
- Cervin, A., Åström, K.J., 2007. On Limit Cycles in Event-Based Control Systems, in: Proceedings of the 46th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC). New Orleans, USA, pp. 3190–3195.
- Cervin, A., Henningsson, T., 2008. Scheduling of event-triggered controllers on a shared network, in: Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Ieee, Cancun, Mexico, pp. 3601–3606.
- Chacón, J., Sánchez, J., Visioli, A., Yebra, L., Dormido, S., 2013a. Characterization of limit cycles for self-regulating and integral processes with PI control and send-on-delta sampling. *Journal of Process Control*, 23(6), 826–838.

- Chacón, J., Sanchez, J., Yebra, L.J., Visioli, A., Dormido, S., 2013b. Experimental study of two event-based PI controllers in a solar distributed collector field, in: Proceedings of the 12th European Control Conference (ECC). Zürich, Switzerland, pp. 626–631.
- Cogill, R., 2009. Event-based control using quadratic approximate value functions, in: Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). IEEE, Shanghai, China, pp. 5883–5888.
- De Persis, C., Isidori, A., 2004. Stabilizability by state feedback implies stabilizability by encoded state feedback. *Systems & Control Letters*, 53(3-4), 249–258.
- Donkers, M.C.F., Heemels, W.P.M.H., 2010. Output-Based Event-Triggered Control with Guaranteed L_∞ -gain and Improved Event-Triggering, in: Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Atlanta, USA, pp. 3246–3251.
- Donkers, M.C.F., Tabuada, P., Heemels, W.P.M.H., 2011. Minimum attention control problem for linear systems: A linear programming approach, in: Proceedings of the 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC). IEEE, Orlando, USA, pp. 4717–4722.
- Dorf, R.C., Farren, M., Phillips, C., 1962. Adaptive Sampling Frequency for Sampled-Data Control Systems. *IRE Transactions on Automatic Control*, 7(1), 38–47.
- Dormido, S., Banos, A., Barreiro, A., 2011. Interactive tool for analysis of reset control systems, in: Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference. Ieee, Orlando, USA, pp. 4765–4770.
- Dormido, S., Beschi, M., Sánchez, J., Visioli, A., 2012a. An Interactive Software Tool for the Study of Event-based PI Controller, in: IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12. Brescia, Italy.
- Dormido, S., Dormido-Canto, R., Sánchez, J., Duro, N., 2005. The role of interactivity in control learning. *International Journal of Engineering Education*, 21(6), 1122–1133.
- Dormido, S., Pisoni, E., Visioli, A., 2012b. Interactive tools for designing fractional-order pid controllers '. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 8(7), 4579–4590.
- Dormido, S., Sánchez, J., Kofman, E., 2008. Muestreo, control y comunicación basados en eventos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 5(1), 5–26.
- Durand, S., Marchand, N., Castellanos, J.F.G., 2011. Simple Lyapunov Sampling for Event-Driven Control, in: Proceedings of the 18th IFAC World Congress. Milano, Italy, pp. 8724–8730.
- Ellis, P., 1959. Extension of phase plane analysis to quantized systems. *IRE Transactions on Automatic Control*, 4(2), 43–54.
- Farias, G., De Keyser, R., Dormido, S., Esquembre, F., 2010. Developing Networked Control Labs: A Matlab and Easy Java Simulations Approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3266–3275.

- Faulhaber, 2013. Datasheet. Brushless DC-Servomotors Faulhaber 3564B. Edition 2013 Apr. 17. Available: www.faulhaber.com.
- Garrido, J., 2012. Diseño de sistemas de control multivariable por desacoplo con controladores PID. Tesis Doctoral. UNED.
- Goebel, R., Sanfelice, R.G., Teel, A.R., 2009. Hybrid dynamical systems. *IEEE Control Systems Magazine*, 29(2), 28–93.
- González, J.C., Guzmán, J.L., Dormido, S., Berenguel, M., 2013. Development of interactive books for control education, in: Proceedings of the 10th IFAC Symposium on Advances in Control Education. Sheffield, United Kingdom.
- Grüne, L., Müller, F., 2009. An algorithm for event-based optimal feedback control, in: Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference. Shanghai, China, pp. 5311–5316.
- Guinaldo, M., 2013. Contributions to networked and event-triggered control of linear systems. PhD thesis. UNED.
- Guinaldo, M., Farias, G., Fabregas, E., Dormido, S., 2012. An Interactive Simulator for Networked Mobile Robots. *IEEE Networks*, 26(3), 14–20.
- Gupta, R.A., Chow, M.Y., 2010. Networked Control System: Overview and Research Trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7), 2527–2535.
- Guzmán, J.L., 2006. Interactive control system design. PhD thesis. University of Almería, Spain.
- Guzmán, J.L., Åström, K.J., Dormido, S., Hägglund, T., Berenguel, M., Piguet, Y., 2008a. Interactive Learning Modules for PID Control. *IEEE Control Systems Magazine*, 28(5), 118–134.
- Guzmán, J.L., Berenguel, M., Dormido, S., 2005. Interactive Teaching of constrained generalized predictive control. *IEEE Control Systems Magazine*, 25(2), 52–66.
- Guzmán, J.L., Berenguel, M., Rodríguez, F., Dormido, S., 2008b. An interactive tool for mobile robot motion planning. *Robotics and Autonomous Systems*, 56(5), 396–409.
- Haddad, W.M., Chellaboina, V., Nersisov, S.G., 2006. Impulsive and Hybrid Dynamical Systems: Stability, Dissipativity, and Control. Princeton University Press.
- Heemels, W.P.M.H., Donkers, M.C.F., 2013. Model-based periodic event-triggered control for linear systems. *Automatica*, 49(3), 698–711.
- Heemels, W.P.M.H., Gorter, R.J.A., Van Den Bosch, P.P.J., Weiland, S., Hendrix, W.H.A., 2001. Asynchronous measurement and control: motor synchronization for mailing systems. *Proceedings of the American Control Conference.*, 1708–1709.
- Heemels, W.P.M.H., Sandee, J.H., Van Den Bosch, P.P.J., 2008. Analysis of event-driven controllers for linear systems. *International Journal of Control*, 81(4), 571–590.

- Henningsson, T., 2008. Event-Based Control and Estimation with Stochastic Disturbances. Doctoral Thesis. Lund University.
- Henningsson, T., Cervin, A., 2009. Comparison of LTI and Event-Based Control for a Moving Cart with Quantized Position Measurements. *Proceedings of the 10th European Control Conference (ECC)*.
- Henningsson, T., Johansson, E., Cervin, A., 2008. Sporadic event-based control of first-order linear stochastic systems. *Automatica*, 44(11), 2890–2895.
- Hensel, B., Ploennigs, J., Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2012a. A simple PI controller tuning rule for sensor energy efficiency with level-crossing sampling, in: Proceedings of the 9th Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. Chemnitz, Germany.
- Hensel, B., Vasyutynskyy, V., Ploennigs, J., Kabitzsch, K., 2012b. An adaptive PI controller for room temperature control with level-crossing sampling, in: International Conference on Control (UKACC). Cardiff, UK.
- Hespanha, J., Naghshtabrizi, P., Xu, Y., 2007. A Survey of Recent Results in Networked Control Systems. *Proceedings of the IEEE*, 95(1), 138–162.
- Hirche, S., Hinterseer, P., Steinbach, E., Buss, M., 2005. Towards deadband control in networked teleoperation systems, in: Proceedings of the 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic.
- Hristu-Varsakelis, D., Kumar, P.R., 2002. Interrupt-based feedback control over a shared communication medium, in: Proceedings of the 41th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Las Vegas, USA.
- Hwang, C.-L., Masud, A.S.M., 1979. Multiple Objective Decision Making-Methods and Applications. Springer.
- Johansson, K.H., 2000. The quadruple-tank process: A multivariable laboratory process with an adjustable zero. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, (8), 456–465.
- Johansson, M., Gäfvert, M., Åström, K.J., 1998. Interactive tools for education in automatic control. *IEEE Control Systems Magazine*, 18(3), 33–40.
- Kawka, P.A., Alleyne, A.G., 2005. Stability and Feedback Control of Wireless Networked Systems, in: Proceedings of the American Control Conference. Portland, USA, pp. 2953–2959.
- Khalil, H.K., 2002. Nonlinear Systems. Prentice Hall, New Jersey.
- Kofman, E., Braslavsky, J.H., 2006. Level Crossing Sampling in Feedback Stabilization under Data-Rate Constraints, in: Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control. Ieee, San Diego, USA,.
- Lehmann, D., Lunze, J., 2010. Event-based control using quantized state information, in: Proceedings of Workshop on Distributed Estimation and Control in Networked Systems. Annecy, France.

- Lehmann, D., Lunze, J., 2011. Event-based output-feedback control, in: Proceedings of the 19th Mediterranean Conference on Control & Automation (MED). Corfu, Greece.
- Lemmon, M., 2010. Event-Triggered Feedback in Control, Estimation, and Optimization, in: Networked Control Systems, Volume 405 of Lecture Notes in Control and Information Sciences. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, pp. 293–358.
- Leva, A., Papadopoulos, A.V., 2013. Tuning of event-based industrial controllers with simple stability guarantees. *Journal of Process Control*, 23(9), 1251–1260.
- Li, L., Lemmon, M., 2010. Event-triggered output feedback control of finite horizon discrete-time multi-dimensional linear processes, in: Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Ieee, Atlanta, USA.
- Li, L., Lemmon, M., 2013. Weakly Coupled Event Triggered Output Feedback System in Wireless Networked Control Systems (Article in press). *Discrete Event Dynamic Systems: Theory and Applications*,.
- Ljung, L., 1988. System Identification Toolbox. User's guide. The MathWorks, Inc.
- Lunze, J., Lehmann, D., 2010. A state-feedback approach to event-based control. *Automatica*, 46(1), 211–215.
- Mazo, M., Anta, A., Tabuada, P., 2009. On Self-Triggered Control for Linear Systems : Guarantees and Complexity, in: Proceedings of the 10th European Control Conference (ECC). Budapest, Hungary.
- Mazo, M., Tabuada, P., 2009. Input-to-state stability of self-triggered control systems, in: Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference. Shangai, China.
- Mazo, M., Tabuada, P., 2010. Towards decentralized event-triggered implementations of centralized control laws, in: Proceedings of International Workshop on Networks of Cooperating Objects. Stockholm, Sweden.
- Miskowicz, M., 2005. Sampling of Signals in Energy Domain, in: Proceedings of 10th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. Catalonia, Italy.
- Miskowicz, M., 2006. Send-On-Delta Concept: An Event-Based Data Reporting Strategy. *Sensors*, 6(1), 49–63.
- Mitchell, J., McDaniel, W., 1969. Adaptive Sampling Technique. *IEEE Transactions on Automatic Control*, (April 1968), 200–201.
- Molin, A., Hirche, S., 2010. Structural characterization of optimal event-based controllers for linear stochastic systems, in: Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Atlanta, USA.
- Montestruque, L.A., 2004. Model-based networked control systems. PhD thesis. University of Notre Dame.

- Nair, B.G.N., Ieee, M., Fagnani, F., Zampieri, S., Evans, R.J., Ieee, F., 2007. Feedback control under data rate constraints: an overview. *Proceedings of the IEEE*, 95(1), 108–137.
- Normey-Rico, J.E., Camacho, E.F., 2007. Control of dead-time processes. Advanced textbooks in control and signal processing. Springer.
- Normey-Rico, J.E., Guzman, J.L., Dormido, S., Berenguel, M., Camacho, E.F., 2009. An unified approach for DTC design using interactive tools. *Control Engineering Practice*, 17(10), 1234–1244.
- O’Dwyer, A., 2006. Handbook of PI and PID Tuning Rules. Imperial College Press, London, UK.
- Otanez, P.G., Moyne, J.G., Tilbury, D.M., 2002. Using Deadbands to Reduce Communication in Networked Control Systems, in: Proceedings of American Control Conference (ACC). Anchorage, USA, pp. 3015–3020.
- Palutan, F., Matino, D. De, Falzini, S., Melis, M., 1996. Geostationary station keeping by ion thrusters: genetic algorithms and optimization. *International Journal of satellite communications and networking*, 14(1), 1–9.
- Pawlowski, A., Guzmán, J.L., Rodríguez, F., Berenguel, M., Sánchez, J., Dormido, S., 2008. Event-based control and wireless sensor network for greenhouse diurnal temperature control: a simulated case study, in: Proceedings of the 13th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. Hamburg, Germany.
- Persis, C. De, 2009. Robust stabilization of nonlinear systems by quantized and ternary control. *Systems and Control Letters*, 58(8), 602–608.
- Piguet, Y., 2004. SysQuake 3 User Manual. Lausanne, Switzerland: Calerga Sàrl. Available: <http://www.calerga.com>.
- Pisoni, E., Visioli, A., Dormido, S., 2009. An interactive tool for fractional order PID controllers, in: Proceedings of the 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Porto, Portugal.
- Ploplys, N.J., Kawka, P.A., Alleyne, A.G., 2004. Closed-loop control over wireless networks. *IEEE Control Systems Magazine*, 24(3), 58–71.
- Postoyan, R., Tabuada, P., Nesic, D., 2011. Event-triggered and self-triggered stabilization of distributed networked control systems, in: Proceedings of the 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC). Orlando, USA.
- Rabi, M., Johansson, K.H., 2009. Scheduling Packets packets for for Event-Triggered event-triggered control Scheduling Control, in: Proceedings of the 10th European Control Conference (ECC). Budapest, Hungary.
- Ramírez-Ramírez, M., Ramírez-Scarpetta, J.M., Fernández-Samacá, L., 2013. Interactive Animations for Learning by Playing Concepts of Control Systems, in: Proceedings of the 21st Mediterranean Conference On COntrol & Automation (MED). Crete, Greece.

- Ruiz, Á., Jiménez, J.E., Sánchez, J., Dormido, S., 2013. Control Basado en Eventos de Sistemas de Primer Orden Con Retardo. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 10, 302–312.
- Ruiz, Á., Jiménez, J.E., Sánchez, J., Dormido, S., 2014. A practical tuning methodology for event-based PI control. *Journal of Process Control*, 24(1), 278–295.
- Sánchez, J., Dormido-Canto, S., Vega, J., Duro, N., Dormido, R., Dormido, S., 2010. Application of event-based sampling strategies for fusion research. *Fusion Science and Technology*, 58(2), 666–674.
- Sánchez, J., Esquembre, F., 2004. Easy Java Simulations 3.3. How to use Ejs with Matlab and Simulink. Available: <http://fem.um.es/Ejs/>.
- Sánchez, J., Guarnes, M.Á., Dormido, S., 2009a. On the Application of Different Event-Based Sampling Strategies to the Control of a Simple Industrial Process. *Sensors*, 9(9), 6795–6818.
- Sánchez, J., Visioli, A., Dormido, S., 2009b. An event-based PI controller based on feedback and feedforward actions, in: Proceeding of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). Porto, Portugal.
- Sánchez, J., Visioli, A., Dormido, S., 2011. A two-degree-of-freedom PI controller based on events. *Journal of Process Control*, 21(4), 639–651.
- Sánchez, J., Visioli, A., Dormido, S., 2012. Event-based PID control, in: PID Control in the Third Millenium. Springer, pp. 495–526.
- Sandee, J.H., 2006. Event-driven control in theory and practice. PhD thesis. Technische Universiteit Eindhoven.
- Skogestad, S., 2001. Probably the best simple PID tuning rules in the world, in: AIChE Annual Meeting. Reno, NV, USA.
- Tabuada, P., 2007. Event-Triggered Real-Time Scheduling of Stabilizing Control Tasks. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(9), 1680–1685.
- Tabuada, P., Wang, X., 2006. Preliminary results on state-triggered scheduling of stabilizing control tasks, in: Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Ieee, San Diego, USA, pp. 282–287.
- Tiberi, U., Johansson, K.H., 2012. On event-based PI control of first-order processes, in: IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12. Brescia, Italy.
- Tipsuwan, Y., Chow, M.-Y., 2003. Control methodologies in networked control systems. *Control Engineering Practice*, 11(10), 1099–1111.
- Vargas, H., Sánchez, J., Jara, C.A., Candelas, F.A., Torres, F., Dormido, S., 2011. A network of automatic control web-based laboratories. *IEEE Transactions on Learning Technologies*, 4(3), 197–208.
- Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2006. Implementation of PID controller with Send-On-Delta sampling, in: Proceedings of International Control Conference. Glasgow, Scotland.

- Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2007a. Simple PID control algorithm adapted to deadband sampling, in: Proceedings of the 12th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. Patras, Greece.
- Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2007b. Towards Comparison of Deadband Sampling Types, in: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vigo, Spain.
- Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2009. First Order Observers in Event-Based PID Controls, in: Proceedings of the 14th IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation. Mallorca, Spain.
- Vasyutynskyy, V., Kabitzsch, K., 2010. Event-based control: Overview and generic model, in: Proceedings of the IEEE International Workshop on Factory Communication Systems. Ieee, Nancy, France, pp. 271–279.
- Vasyutynskyy, V., Luntovskyy, A., Kabitzsch, K., 2008. Limit Cycles in PI Control Loops, in: Proceedings of the 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. Sevastopol, Crimea (Ukraine).
- Velasco, M., Martí, P., Fuertes, J.M., 2003. The Self Triggered Task Model for Real-Time Control Systems, in: Work-in-Progress Session of IEEE Real-Time Systems Symposium. Cancun, Mexico.
- Wang, F.-Y., Liu, D., 2008. Networked Control Systems: Theory and Applications. Springer-Verlag.
- Wang, X., Lemmon, M.D., 2008. Event design in event-triggered feedback control systems, in: Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Ieee, Cancun, Mexico.
- Wang, X., Lemmon, M.D., 2009. Self-Triggered Feedback Control Systems With Finite-Gain 2 Stability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(3), 452–467.
- Wang, X., Lemmon, M.D., 2010. Self-Triggering Under State-Independent Disturbances. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 55(6), 1494–1500.
- Willig, A., 2008. Recent and Emerging Topics in Wireless Industrial Communications: A Selection. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 4(2), 102–124.
- Wittenmark, B., Hägglund, H., Johansson, M., 1998. Dynamic pictures and interactive learning. *Dynamic pictures and interactive learning*, 18(3), 26–32.
- Wong, W.S., Brockett, R.W., 1999. Systems with finite communication bandwidth constraints-II: stabilization with limited information. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(5), 1049–1053.
- Yarvis, M., Zorzi, M., 2008. Special issue on energy efficient design in wireless ad hoc and sensor networks. *Ad Hoc Networks*, 6(8), 1183–1184.
- Zhang, W., Branicky, M.S., Phillips, S.M., 2001. Stability of networked control systems - IEEE Control Systems Magazine. *IEEE Control Systems Magazine*, 21(1), 84–97.

APÉNDICE A: MANUAL DE USUARIO DE LA HERRAMIENTA PI-P-TOOL

En este primer Apéndice se describe el manual de usuario de la herramienta PI-P-TOOL. Se trata de un manual descriptivo de la interfaz y funcionalidad de la herramienta. Para profundizar en los desarrollos teóricos que implementa la aplicación se remite al lector a los trabajos (Ruiz, Jiménez, Sánchez, & Dormido, 2013, 2014). La herramienta está disponible online en la dirección www.uco.es/grupos/prinia/wp-content/uploads/PI-P-TOOL.rar.

3.1. INTRODUCCION

PI-P-TOOL es una herramienta software interactiva desarrollada en el entorno Sysquake (Piguet, 2004) para el diseño de controladores PI-P basados en Eventos. La aplicación ha sido diseñada tanto para el usuario experto como para los estudiantes que se inicial al control basado en eventos.

Una de las principales ventajas de esta herramienta son su diseño amigable y su interactividad. El usuario dispone de una interfaz intuitiva con la que interactuar mediante el teclado y el ratón, y con la que puede ver reflejadas de forma inmediata sobre las gráficas las consecuencias de las modificaciones que realiza en el diseño.

La aplicación se distribuye libremente mediante un archivo ejecutable, reproducible bajo cualquier sistema operativo Windows. No se especifica una resolución de pantalla recomendada debido a que la herramienta se ha diseñado de modo que se adapte automáticamente a la resolución de pantalla configurada en el equipo.

La aplicación está disponible en dos idiomas: español e inglés, siendo el español el idioma por defecto. La selección del idioma deseado se realiza mediante la barra de menú, opción *Edit* → *Language*.

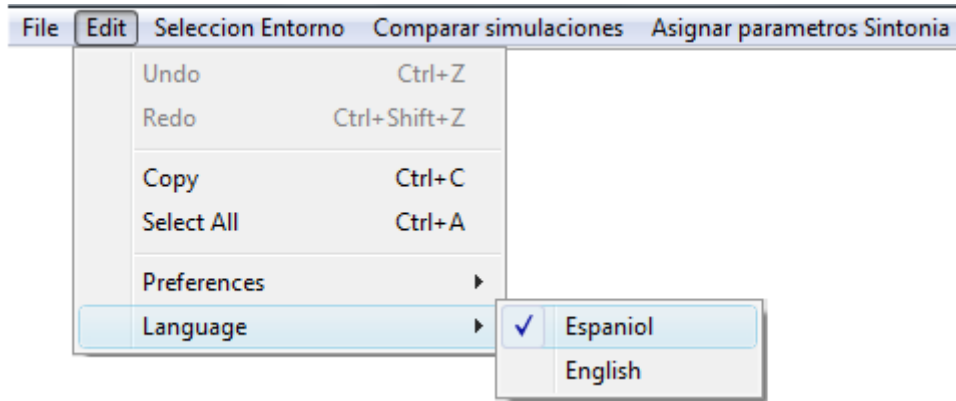


Figura A.1: Selección de idioma.

Aunque el cambio de idioma se puede realizar en cualquier momento, se recomienda realizarlo al ejecutar la aplicación, ya que dicho cambio provoca la inicialización de la herramienta, volviendo todos los parámetros a su valor por defecto. Indicar que el objetivo principal de este manual es explicar al usuario cómo moverse por la herramienta, sin entrar en explicaciones teóricas del esquema implementado. Al final del manual, en el apartado 3.4, se muestran una serie de ejercicios prácticos realizados con la herramienta.

3.1.1. Organización de la herramienta

La herramienta se ha dividido en dos entornos, llamados Sintonía y Simulación. Al ejecutar la aplicación, por defecto, aparece el entorno de Sintonía. El usuario puede cambiar en cualquier momento del diseño, y sin ningún tipo de restricción, al entorno de Simulación. El cambio de entorno se puede realizar de dos modos: bien mediante una botonera situada en la parte superior izquierda de la interfaz, o bien mediante la barra de menú.

En el entorno de Sintonía se obtienen de manera teórica las curvas de sintonía para varios índices de rendimiento (IAE, IAU, T_{ST}). Aquí existe la posibilidad de comparar y modificar interactivamente dos diseños. En el segundo entorno, el de

Simulación, se desarrolla la simulación del sistema por eventos. En esta etapa del diseño, se supone que el diseñador ha obtenido unos parámetros de sintonía que se ajustan a sus requisitos y desea ver cómo responde el sistema ante diferentes condiciones (errores de modelado, ruido, perturbaciones, cambios en la referencia, etc.). En esta fase, al igual que en la anterior, existe la posibilidad de comparar dos diseños, ambos modificables interactivamente.

3.2. TIPOS DE ELEMENTOS INTERACTIVOS

La aplicación cuenta con los siguientes tipos de elementos interactivos:

Botones de selección mutuamente excluyentes (*Radio button*): son botones circulares, cada uno asociado a una opción. Dentro del mismo conjunto de *radio button*, sólo es posible tener seleccionada una de las casillas al mismo tiempo, no existiendo la posibilidad de tener desmarcadas todas ellas. Al seleccionar una casilla que no está marcada, se marca y, de manera automática, se deselecciona la que estaba marcada anteriormente. Para interactuar con este tipo de elementos sólo es necesario usar el ratón.

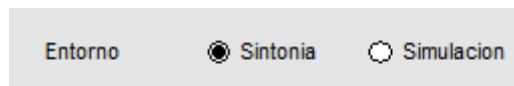


Figura A.2: Radio button.

Casillas de selección simultánea (*Checkmark*): son casillas cuadradas, cada una asociada a una opción. Este tipo de casillas permite seleccionar varias opciones al mismo tiempo, también permite no tener seleccionada ninguna de ellas. Tanto para seleccionar como para deseleccionar una casilla, hay que hacer *click* con el ratón sobre ella, que conmutará su estado. Para interactuar con este tipo de elementos sólo es necesario usar el ratón.

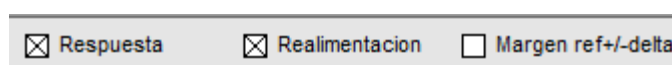


Figura A.3: Checkmark.

Botón pulsador (Pushbutton): se trata de un pulsador, representado por un rectángulo dibujado en relieve. Al pulsar con el ratón sobre él, realiza la acción para la que se le haya programado, volviendo a su estado original de reposo. Para interactuar con este tipo de elementos sólo es necesario usar el ratón.

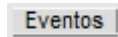


Figura A.4: Pushbutton.

Barras de desplazamiento (Sliders): son barras horizontales, que contienen una pequeña barra vertical que representa el valor de una determinada magnitud. Dicho valor se actualiza desplazando con el ratón la barra vertical a lo largo de los límites marcados por la barra horizontal. Para interactuar con este tipo de elementos sólo es necesario usar el ratón.



Figura A.5: Sliders.

Cuadros de texto (Textfield): son rectángulos de color blanco, que representan el valor de una determinada magnitud. Su valor se actualiza haciendo *click* con el ratón sobre ellos e introduciendo el nuevo valor con el teclado. Es necesario pulsar la tecla *Enter* para que el parámetro se actualice al nuevo valor. Para interactuar con este tipo de elementos es necesario usar el teclado y el ratón.



Figura A.6: Textfield.

Elementos interactivos incorporados en las gráficas: en las gráficas se han incorporado diversos tipos de elementos interactivos.

El usuario puede reconocer que gráficas están dotadas de algún tipo de interactividad mediante la siguiente opción de la barra de menú: *Edit* → *Preferences* → *Interactive Figure Highlight*.

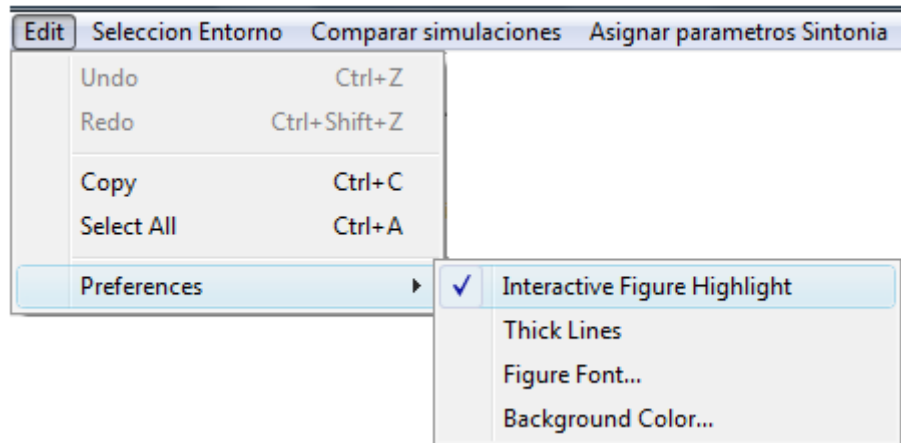


Figura A.7: Marcar figuras dotadas de interactividad.

Si esta opción está marcada, el marco de las gráficas que contienen al menos un elemento interactivo es de color rojo, siendo el de las demás gráficas de color negro. Si esta opción está desmarcada, el marco de todas las gráficas es de color negro.

A continuación, a modo de ejemplo, se muestran algunos de los elementos interactivos que se encuentran en una de las gráficas, en concreto en la gráfica que representa la respuesta y realimentación del sistema:

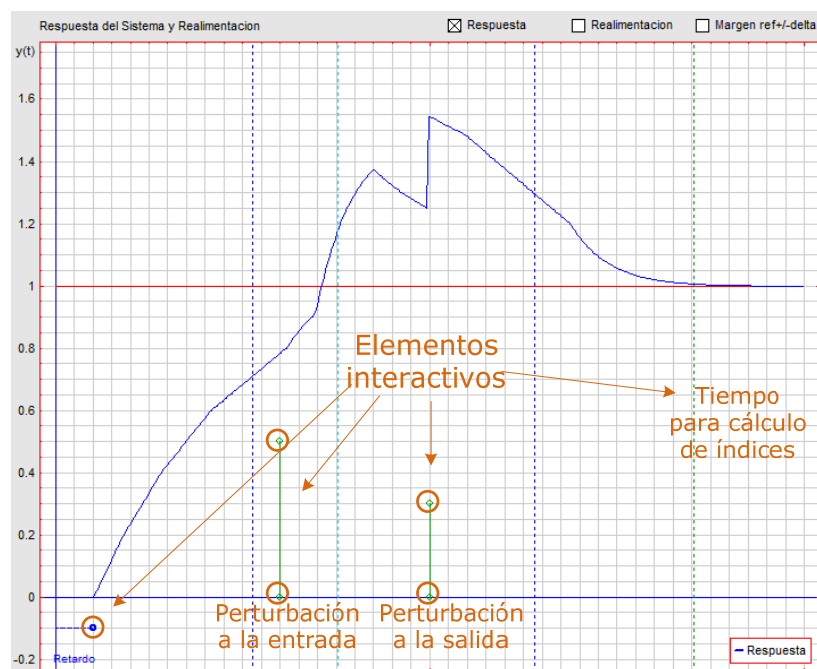
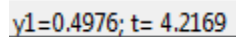


Figura A.8: Elementos interactivos incorporados en las gráficas.

Con los elementos mostrados en la gráfica se interactúa por medio del ratón, haciendo *click* sobre ellos, manteniéndolo pulsado y arrastrando el elemento interactivo correspondiente. En este ejemplo, se podría modificar el valor del retardo del proceso, el instante de tiempo y magnitud de las perturbaciones a la entrada y a la salida y el tiempo que se tomará como límite de integración para calcular los índices de rendimiento de nuestro diseño.


Además de lo anterior, esta gráfica en particular también incorpora otra funcionalidad adicional. Al mover el ratón por encima de la línea que representa la salida del sistema, en la barra de estado (abajo a la izquierda de la ventana principal) se nos muestra el valor exacto de la salida y del tiempo para el punto sobre el que se encuentra el cursor.



y1=0.4976; t= 4.2169

Figura A.9: Información mostrada en la barra de estado.

En nuestra aplicación todas las gráficas están dotadas de interactividad. Para interactuar con todas ellas sólo es necesario usar el ratón.

Zoom: además de las opciones de zoom disponibles por defecto en la barra de herramientas de la aplicación , se ha implementado otro modo más directo de ampliar la gráfica que el usuario desee. Consiste en posicionar el cursor sobre la gráfica que se quiere ampliar y mover una posición el *scroll* del ratón. De este modo la gráfica en cuestión se amplía, manteniendo intacto el eje temporal (eje X), la misma escala, así como las funcionalidades interactivas de que dispone. Solo se desarrolla una ampliación del eje Y en torno al triple con respecto al tamaño de ésta sin zoom. Para volver a la posición original solamente es necesario posicionar de nuevo el cursor sobre la gráfica ampliada y mover otra posición el *scroll* del ratón.

Todas las gráficas presentes en la aplicación, a excepción de la gráfica “*Tasa de Eventos SSOD*” del entorno de simulación, disponen de esta opción de zoom.

Barra de menú: también se dispone de una barra de menú, situada en la parte superior de la pantalla, desde la que se pueden actualizar los parámetros de nuestro

diseño. El manejo de esta barra es sencillo, basta con seleccionar con el ratón el parámetro que se pretende modificar y aparece un cuadro de diálogo en el que se introduce, por medio del teclado, el nuevo valor a asignar.

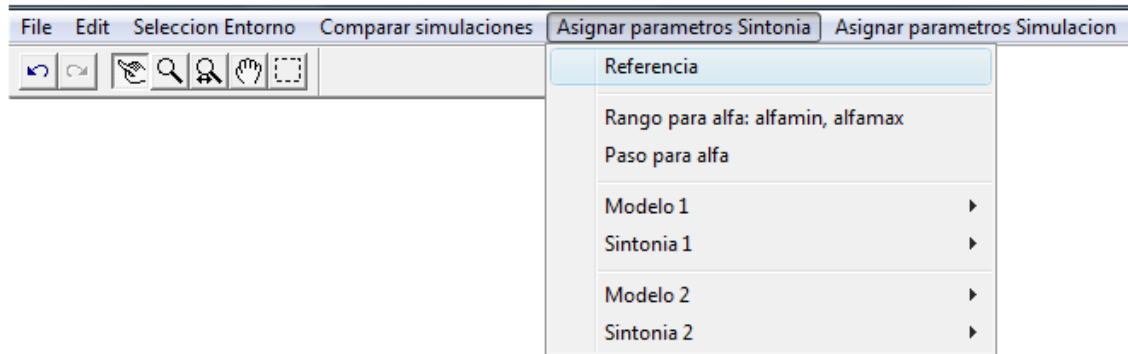


Figura A.10: Menú.

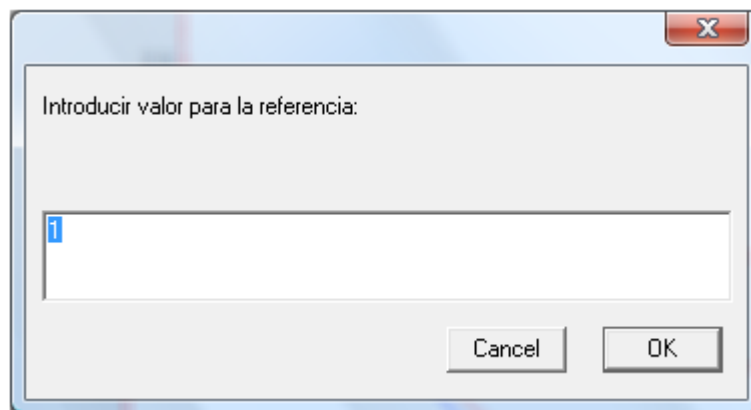


Figura A.11: Cuadro de diálogo para introducir parámetros.

Como se puede observar en la figura, los cuadros de diálogo disponen de dos opciones *Cancel* y *Ok*. Si se pulsa *Cancel*, el valor del parámetro no se actualizará, quedando como estaba antes de entrar en el menú, en cambio si se pulsa *Ok* se actualizará al nuevo valor.

El principal inconveniente del uso de los menús frente al resto de elementos interactivos existentes es que el modo de modificar un parámetro no es tan directo como mediante los otros elementos, siendo necesario dar más pasos para realizar la misma acción.

Cabe destacar que la aplicación se ha dotado de robustez en el sentido de que no permita seleccionar valores fuera de tolerancias o rango, valores que no representen un diseño realizable o que puedan corromper algunos cálculos. Para ello, a la hora de introducir valores mediante texto libre, como es el caso del menú y de los cuadros de texto, se han establecido una serie de restricciones de modo que siempre que el valor introducido exceda los límites permitidos la aplicación mostrará un mensaje de error de este tipo:

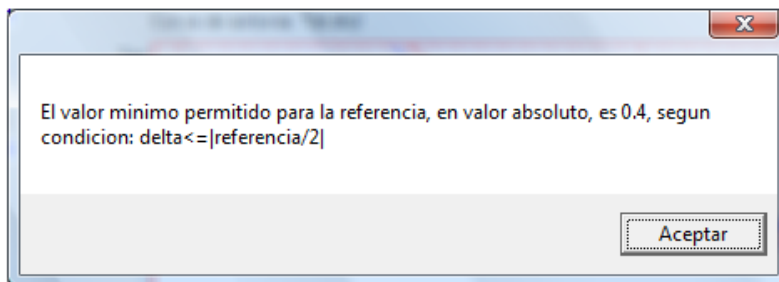


Figura A.12: Cuadro de diálogo con mensaje de fuera de tolerancia.

En este punto es interesante puntualizar que la filosofía de los mensajes que aparecen cuando se introduce un parámetro fuera de tolerancia mediante un cuadro texto es diferente a cuando se introduce mediante el menú. Cuando se produce esta situación, si el parámetro se ha introducido mediante un cuadro de texto la aplicación muestra el mensaje de fuera de tolerancia y exige al usuario que introduzca un nuevo valor dentro de tolerancia:

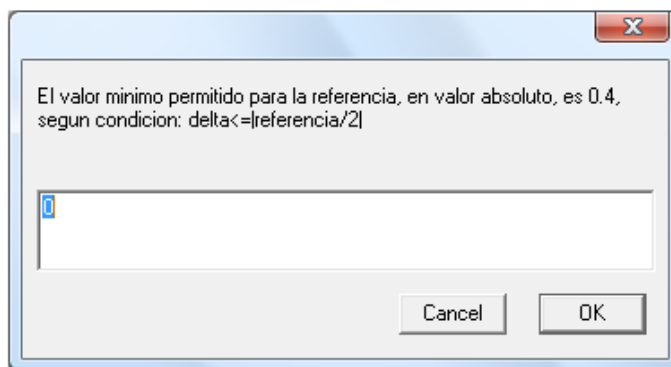


Figura A.13: Cuadro de diálogo con mensaje de fuera de tolerancia y obligación de introducir valor dentro de rango.

Sin embargo, cuando el origen de esta situación proviene de la introducción por menú, la aplicación simplemente muestra el mensaje de fuera de tolerancia y mantiene el valor anterior del parámetro.

3.3. DESCRIPCIÓN DE LA HERRAMIENTA

Como se ha mencionado previamente, la aplicación cuenta con dos entornos, Sintonía y Simulación. Al ejecutarla, se inicializa con el entorno de sintonía, siendo posible cambiar al de simulación en cualquier momento, sin ningún tipo de limitación, y viceversa. En lo sucesivo, se describe la interfaz de la aplicación.

3.3.1. Elementos comunes a ambos entornos

La barra de menú y la botonera para seleccionar entre la etapa de sintonía y la de simulación son los elementos comunes a ambos entornos. El resto de elementos que se visualizan en la interfaz están particularizados para cada entorno.

Menú

El uso de menús se ha introducido previamente. Aquí, simplemente indicar que todas las opciones del menú están accesibles desde ambos entornos, esté habilitada una única simulación o ambas. Por tanto se debe indicar que sólo la modificación de parámetros correspondiente a la fase de diseño en la que nos encontremos estará habilitada. De modo que si el usuario hace *click* sobre un parámetro que no pertenece a la fase de diseño en la que se encuentra en ese momento, aparecerá un mensaje de este tipo:

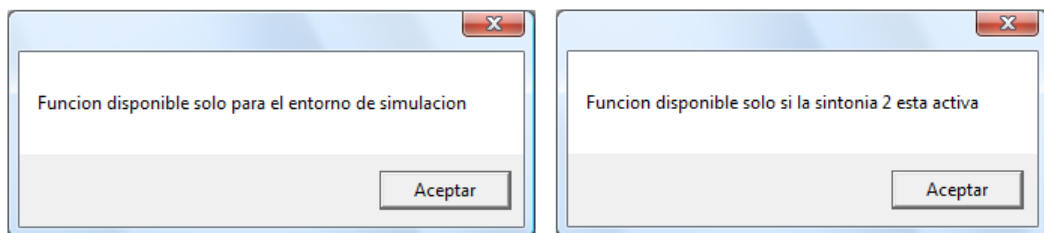


Figura A.14: Cuadros de diálogo indicando fase de diseño incorrecta.

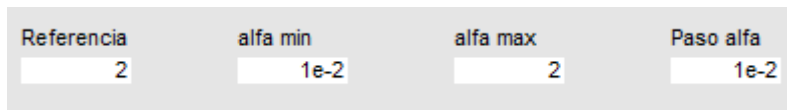
Mediante la opción del menú *Help* → *Controlador PI-P basado en Eventos Help* se accede a una ayuda de la aplicación, donde se realiza una breve descripción de la misma.

3.3.2. Entorno de sintonía

Esta se corresponde con la primera fase de diseño, y la distribución gráfica de los elementos de la misma es la siguiente:

Zona de parámetros: la zona de parámetros se encuentra en la parte izquierda de la pantalla y contiene la botonera para cambiar de entorno, los botones que permiten realizar más de un diseño al mismo tiempo, así como los cuadros de texto y sliders para modificar los parámetros de nuestro esquema. Esta zona a su vez se estructura de la siguiente manera:

Zona de parámetros comunes: zona común a ambos diseños, estén los dos activos o no lo estén:



Referencia	alfa min	alfa max	Paso alfa
2	1e-2	2	1e-2

Figura A.15: Zona de parámetros comunes del entorno de sintonía.

- **Referencia**: valor de consigna.
- **Alfa min, alfa max**: rango de valores del parámetro alfa entre los que se calculan los índices de rendimiento.
- **Paso alfa**: paso de integración entre *alfa min* y *alfa max*.

Para que la aplicación sea lo más visual e intuitiva posible, los parámetros comunes se representan en color negro, los parámetros específicos del primer diseño se representan en color azul y los del segundo diseño en color rojo. En el caso de que algún parámetro esté en color gris, quiere decir que la actualización de ese parámetro está deshabilitada.

Zona de parámetros de la sintonía 1: siempre que esté marcada la casilla *Sintonía 1* se mostrará la zona de parámetros para realizar este diseño. Dicha zona se muestra a continuación:

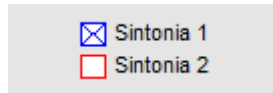


Figura A.16: Checkmarks sintonía 1, sintonía 2.

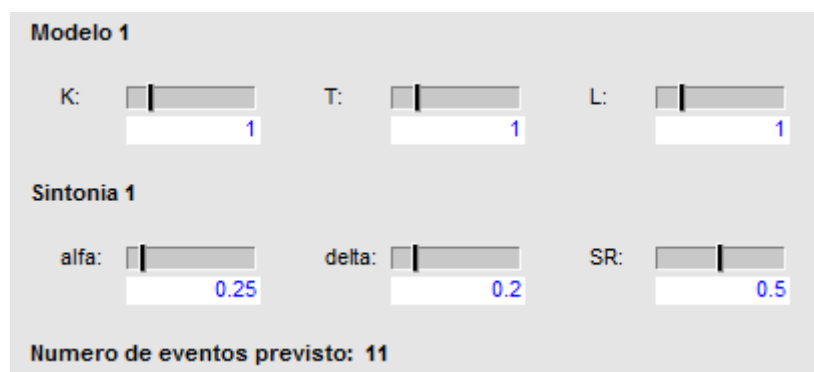


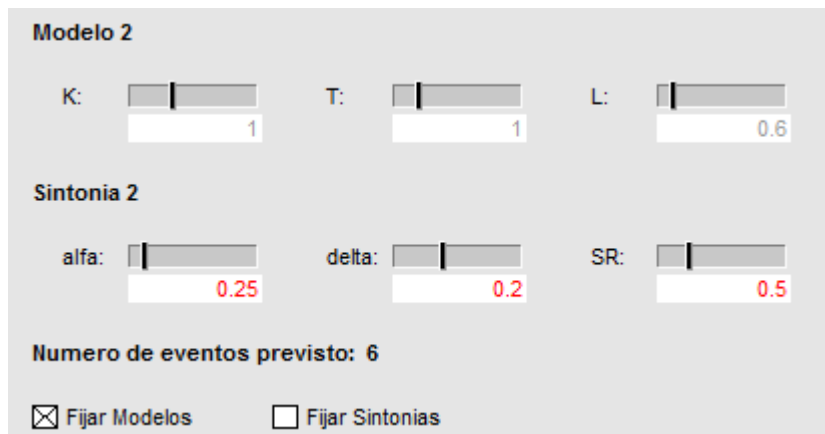
Figura A.17: Zona de parámetros sintonía 1.

Siendo el significado de los parámetros el siguiente:

- ***K***, ***T***, ***L***: parámetros del modelo del proceso de primer orden con retardo (ganancia, constante de tiempo y retardo respectivamente).
- ***alfa***: parámetro real positivo que ajusta el usuario. Se corresponde con uno de los dos grados de libertad del controlador PI-P.
- ***delta***: paso de cuantización del error. Representa el segundo parámetro de sintonía del controlador.
- ***SR (Slew-Rate)***: tasa de cambio máxima del actuador.
- ***Número de eventos previsto***: estimación teórica del número de eventos.

Como se puede deducir, la aplicación se ha restringido para procesos de primer orden con retardo, no siendo posible simular procesos de un orden mayor.

Zona de parámetros de la sintonía 2: esta zona, que estará visible siempre que esté marcada la casilla *Sintonía 2*, es similar a la mostrada para la sintonía 1 en cuanto a los parámetros a modificar y visualizar, con la salvedad de que los parámetros se representan en color rojo (gris en el caso de que estén deshabilitados). Existe una funcionalidad adicional que se explica a continuación (opciones *Fijar Modelos* y *Fijar Sintonías*).



The image shows a control interface for 'Modelo 2' and 'Sintonia 2'. Under 'Modelo 2', there are three sliders for parameters K, T, and L. K and T have a value of 1, and L has a value of 0.6. Under 'Sintonia 2', there are three sliders for parameters alfa, delta, and SR. alfa has a value of 0.25, delta has a value of 0.2, and SR has a value of 0.5. Below these sliders, it indicates 'Numero de eventos previsto: 6'. At the bottom, there are two checkboxes: 'Fijar Modelos' (checked) and 'Fijar Sintonias' (unchecked).

Figura A.18: Zona de parámetros sintonía 2.

Fijar Modelos: si se marca esta casilla, el modelo 2 representa a la imagen del modelo 1, es decir, el modelo 2 sería igual al 1. Mientras esta casilla esté marcada, cualquier modificación que se realice sobre los parámetros del modelo 1 implicará que se aplique la misma variación sobre los del modelo 2, no siendo posible modificar los parámetros del modelo 2 directamente. Si la casilla no está marcada, ambos modelos, y los cambios realizados, serían independientes.

Fijar Sintonías: opción similar a *Fijar Modelos* pero aplicada a los parámetros de sintonía, alfa y delta.

Zona de gráficas: en la parte derecha de la pantalla se visualizan las gráficas de los siguientes índices de rendimiento:

T_{ST} : tiempo de asentamiento.

IAU: integral acumulada del valor absoluto de la respuesta del controlador dividido por su tiempo de asentamiento de la respuesta.

IAE: integral acumulada del valor absoluto del error instantáneo.

Se debe remarcar que los índices de rendimiento IAE e IAU están referidos a un intervalo de cálculo dado por el tiempo de asentamiento estimado de la respuesta.

A continuación se indican el título de las gráficas de los índices así como la relación entre los parámetros que representan:

- **Curva de sintonía: T_{ST} -alfa.**
- **Curva de sintonía: IAU-alfa.**
- **Curva de sintonía: IAE-alfa.**

Dichas gráficas son el resultado de calcular los índices de rendimiento para todo el rango de valores de alfa entre *alfa min* y *alfa max* separados una distancia igual a *paso alfa*.

En todas las gráficas se muestra una línea vertical discontinua, de color azul o rojo según se trate del primer o segundo diseño, que representa la restricción del actuador o SR. El SR es un parámetro definido por el usuario y que responde a la expresión $(j_{max}\Delta\alpha\tau)_{max}$. La línea que se muestra representa el valor de alfa resultado de la expresión anterior. La relación es directa para las tres gráficas visualizadas en la forma $x=alfa$.

Otro aspecto que se representa sobre las curvas en todas las gráficas, es el valor actual de diseño. Se representa de dos formas: mediante un círculo sobre las curvas de sintonía acompañado de un texto que indica el valor del índice de rendimiento y los de los parámetros para Δ y α , y mediante un triángulo sobre el eje X, cuya relación con alfa en cada gráfica es la misma que la indicada para la recta que representa al SR.

El triángulo sobre el eje X de la gráfica *Curva de sintonía: T_{ST} -alfa* está dotado de interactividad, de modo que se puede arrastrar con el ratón a lo largo de dicho eje,

actualizando el valor de alfa seleccionado para el diseño. Esta gráfica también posee una casilla llamada *Valores SR* que, si se marca, muestra los valores de la restricción del actuador junto a la recta vertical que la representa. También en esta gráfica, la recta que representa al SR está dotada de interactividad, siendo posible arrastrarla con el ratón a lo largo del eje X, actualizando el valor de la citada restricción.

Al igual que como se indicó para la zona de parámetros, las gráficas del primer diseño, así como todos los elementos asociados, se representan en color azul y las del segundo diseño en color rojo.

3.3.3. Entorno de simulación

El entorno de simulación se corresponde con la segunda fase de diseño. Su distribución gráfica de elementos es similar a la explicada para el entorno de sintonía, presentando algunos elementos adicionales que describen a continuación:

Zona de parámetros: Dispone funciones y opciones similares a las descritas en el entorno de sintonía.

Por coherencia, en este entorno también se resaltan los parámetros comunes en color negro, los del primer diseño en color azul y los del segundo diseño en color rojo. En el caso de que algún parámetro se presente en color gris, significa que la actualización de dicho parámetro se encuentra deshabilitada.

Zona de parámetros comunes: destinada a albergar parámetros de configuración comunes a ambas simulaciones. Se divide en dos partes: *Ajuste Ejes* y *Parámetros Simulación*.

Ajuste Ejes. Esta zona dispone de una serie de parámetros comunes para el ajuste de las escalas de las gráficas de simulación:

- **t_min** y **t_max**: para el ajuste de la escala temporal.
- **y_min** y **y_max**: para el ajuste de la gráfica de la salida y realimentación.
- **u_min** y **u_max**: para el ajuste de la gráfica de la señal de control.

- **e_min** y **e_max**: para el ajuste de la gráfica del error instantáneo y muestreado.

Para el ajuste de los ejes, se disponen las opciones *Auto* y *Manual*. Por defecto, la herramienta preselecciona el modo automático. En este modo las escalas se calculan automáticamente, ajustándose a los valores máximos de las gráficas, a excepción del eje temporal, que siempre es definido a discreción del diseñador.

Es preciso remarcar que *t_min* representa el instante inicial a partir del cual se visualizan las gráficas, pero a la hora del cálculo de la simulación, el instante inicial siempre será $t=0$. El parámetro *t_max* indica al mismo tiempo los límites de visualización y de simulación.

Si el usuario selecciona la opción *Manual*, se habilita la posibilidad de modificar el valor del resto de parámetros (pasando de estar en color gris a color negro) y el usuario puede especificar el valor de todos ellos libremente, a través de los cuadros de texto.

The image shows two control panels from the PI-P-TOOL software. The top panel, titled 'Ajuste Ejes', has two radio buttons: 'Auto' (selected) and 'Manual'. Below are eight input fields arranged in two rows of four. The first row contains: t_min (0), y_min (-0.2), u_min (-0.1), and e_min (-0.1). The second row contains: t_max (20), y_max (1.5), u_max (1.2), and e_max (1.2). The bottom panel, titled 'Parametros Simulacion', contains several input fields and checkboxes. The first row has: Referencia (1), du (0), dy (0), w (0), Ajuste Kp_1 (1), and Ajuste Kp_2 (1). The second row has: Cambio_Ref (0), t_du (10), t_dy (10), and two 'Auto' checkboxes. The third row has: t_Ref (10).

Figura A.19: Zona de parámetros comunes del entorno de simulación.

Parámetros Simulación. Esta zona contiene un gran conjunto de parámetros comunes se detallan a continuación:

- **Referencia, Cambio_Ref, t_Ref**: parámetros que permiten ajustar el valor de la referencia. *Referencia* representa el valor de la consigna, es decir, la magnitud

de un salto escalón que se comienza a aplicar en $t=0$. Los parámetros *Cambio_Ref* y *t_Ref* ofrecen la opción de definir un segundo salto escalón a la referencia, de magnitud *Cambio_ref* y que comenzaría a aplicarse en el instante *t_Ref*.

- **du, t_du, dy, t_dy:** parámetros que representan la magnitud de las perturbaciones escalón a la entrada y a la salida respectivamente. Se aplican en los instantes definidos por las cajas de texto *t_du*, *t_dy*.
- **W (ruido):** Este parámetro define el límite de la banda dentro de la que oscila la señal de ruido.
- **Ajuste_Kp:** este parámetro representa un ajuste adicional de la ganancia proporcional de la parte P del controlador PI-P. Cuando existen errores de modelado y el modelo del predictor no se ajusta bien al proceso, la respuesta del sistema no alcanza perfectamente a la referencia, sino que presenta error en estado estacionario. Una forma de compensar este pequeño error en estado estacionario es ajustar la ganancia del controlador proporcional mediante este parámetro. Este parámetro se multiplicaría por la ganancia *Kp2* del controlador proporcional, y por defecto, valdría 1.
- **Auto:** al marcar esta casilla, el valor del parámetro *Ajuste_kp* se calcula de manera automática.

Zona de parámetros de la simulación 1: siempre que esté marcada la casilla *Simulación 1* se mostrará la zona de parámetros correspondiente al primer diseño (el azul). Dicha zona se muestra en la Figura A.20:

Simulacion 1
 Simulacion 2

Proceso 1			
K: <input type="text" value="1"/>	T: <input type="text" value="1"/>	L: <input type="text" value="0.6"/>	alfa: <input type="text" value="0.25"/>
Modelo 1			
Ks: <input type="text" value="1"/>	Ts: <input type="text" value="1"/>	Ls: <input type="text" value="0.6"/>	delta: <input type="text" value="0.2"/>
Numero de eventos previsto: 6			

Figura A.20: Zona de parámetros simulación 1.

Esta zona es similar a la del entorno de sintonía, la principal diferencia es que aparecen, además de los parámetros del modelo, los parámetros del proceso:

- **K, T, L**: parámetros del proceso de primer orden con retardo.
- **Ks, Ts, Ls**: parámetros del modelo del proceso de primer orden con retardo.
- **alfa, delta y número de eventos previsto**: tienen un significado al descrito en el entorno de sintonía.

Zona de parámetros de la simulación 2: esta zona estará visible siempre que esté marcada la casilla *Simulación 2*. Su funcionalidad es similar a la descrita en el entorno de sintonía. En este entorno, al contemplarse los parámetros del proceso, aparece una nueva casilla tipo checkmark para **Fijar Procesos** cuya operativa es similar a la descrita en el entorno de sintonía para las opciones *Fijar Modelos* y *Fijar Sintonías*:

Figura A.21: Zona de parámetros simulación 2.

Es preciso destacar que con el fin de que exista una trazabilidad entre ambos entornos, el estado de las casillas comunes, *Fijar Modelos* y *Fijar Sintonías* se mantiene a pesar de la conmutación entre ambos entornos.

Zona de parámetros de visualización: la mayoría de los parámetros de esta zona son de salida, es decir, no modificables por el usuario. Estos parámetros de salida representan los mismos índices de rendimiento que se calcularon teóricamente en el entorno de sintonía, pero en este caso, calculados a partir de los resultados de la simulación definida:

- **T_{ST}**: Tiempo de asentamiento obtenido en la simulación.

- **IAU**: IAU obtenido en la simulación.
- **IAE**: IAE obtenido en la simulación.
- **S**: Tasa de eventos obtenida en la simulación.

Simulacion 1			Simulacion 2	
Tst	IAE	t_sim	Tst	IAE
10.813	2.8912	15	10.813	2.8912
IAU	S	Eventos	IAU	S
1.2129	6		1.2129	6

Figura A.22: Zona de parámetros de visualización del entorno de simulación.

En esta zona existen dos parámetros que no son de visualización: **t_sim** y **Eventos**, ambos comunes a las dos simulaciones:

- **t_sim**: límite temporal de cálculo de los índices de rendimiento (IAE, IAU y S). Los índices de rendimiento indicados se calculan en cada paso de integración hasta llegar a este valor de tiempo.
- **Eventos**: este elemento representa gráficamente un botón pulsador. Al pulsar sobre él, se genera un fichero de texto (en el caso de que ya exista el fichero, se actualiza) que adquiere el nombre y extensión “Eventos.txt”. Este fichero representa un historial de los instantes de tiempo en los que se ha producido cada evento, los instantes de tiempo entre los mismos, y los valores de alfa y delta empleados en su cálculo. Dicho fichero se guarda por defecto en la misma ubicación en la que se encuentra el archivo ejecutable de la aplicación PI-P-TOOL.

	Instante de evento	Tiempo entre eventos
1	0 ms	0 ms
2	0.8521 ms	0.8521 ms
3	1.8546 ms	1.0025 ms
4	3.1579 ms	1.3033 ms
5	5.213 ms	2.0551 ms
6	9.8246 ms	4.6115 ms

Figura A.23: Fichero de texto.

Zona de gráficas: al igual que en el entorno de sintonía, en la parte derecha de la pantalla se visualizan las gráficas, que corresponden con las siguientes:

Respuesta del Sistema y Realimentación: respuesta de la salida del sistema y de la realimentación del sistema de control. El usuario puede elegir si mostrar sólo la respuesta, la realimentación, o ambas. Adicionalmente puede elegir mostrar el margen de estabilidad ref +/- delta, mediante las siguientes casillas situadas en la parte superior derecha de la gráfica:

Respuesta
 Realimentacion
 Margen ref+/-delta

Figura A.24: Información a mostrar en la gráfica “Respuesta del Sistema y Realimentación”.

Esta gráfica contiene varios elementos interactivos de los que se indicaron al principio del manual. Pulsando y arrastrando con el ratón es posible modificar elementos como el valor del retardo, las perturbaciones a la entrada y a la salida, su magnitud y los instantes de tiempo en que se producen. También es posible modificar interactivamente el límite de tiempo para calcular los índices de rendimiento t_{sim} .

Cuando se pasa el cursor del ratón sobre la gráfica de la respuesta, en la barra de estado se visualiza el valor exacto de ese punto ($y(t),t$).

Respuesta del Controlador: respuesta del controlador PI-P, diferenciando la acción de cada subcontrolador y sus instante de aplicación. El usuario puede elegir entre mostrar toda la respuesta del controlador PI-P, solamente la de la parte PI o la del controlador P, o cualquier combinación de las tres, para lo que puede hacer uso de las casillas situadas en la parte superior derecha de la gráfica:

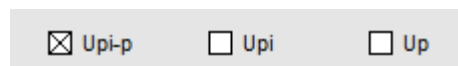


Figura A.25: Información a mostrar en la gráfica “Respuesta del Controlador”.

Mediante líneas discontinuas verticales se indican los instantes de tiempo en que se produce el evento que provoca la conmutación del controlador PI al P, y viceversa.

Error Instantáneo y Error Muestreado: Señales de error instantáneo y error muestreado por eventos. En este caso también se ofrece la posibilidad de seleccionar una señal, la otra o ambas:

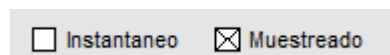


Figura A.26: Información a mostrar en la gráfica “Error Instantáneo y Error Muestreado”

Tasa de Eventos SSOD: muestra los instantes de tiempo en que se producen los eventos de cada diseño. Ésta última es la única gráfica que no dispone de la opción de ampliarse mediante el *scroll* del ratón (dado que no aportaría información adicional).

Todas las gráficas de este entorno disponen de su correspondiente leyenda, donde se indican las señales que se están visualizando en cada momento. La posición de la leyenda se ha programado de modo que perjudique lo menos posible la visualización de las gráficas pero aun así, el usuario también tiene la opción de moverlas con el ratón, pudiendo colocarlas en cualquiera de las cuatro esquinas de la gráfica.

Se han usado los colores azul, cian y verde para representar todas las señales susceptibles de mostrarse en la primera simulación y rojo, magenta y amarillo para las señales de la segunda simulación.

Por último, cabría destacar algunas opciones accesibles desde los menús. Mediante la opción del menú *File* → **Reset Data**, la aplicación vuelve a sus valores por defecto. En el menú también existen otras dos opciones interesantes de remarcar, menú *Edit* → **Undo/Redo**. La opción *Undo* permite deshacer, de uno en uno, los últimos cambios realizados, sin límite de acciones a deshacer. Pulsando *Redo* se repetirían los cambios que previamente se han deshecho mediante la opción *Undo*.

3.4. CASOS DE EJEMPLO

En este apartado se muestran una serie de pruebas realizadas con el fin de poner de manifiesto la coherencia de los elementos y resultados gráficos obtenidos, y de mostrar las distintas funcionalidades que presenta la herramienta PI-P-TOOL. Cabe destacar que la principal características de la herramienta, la interactividad, no es fácil de explicar con palabras por lo que el lector es cordialmente invitado a descargar la herramienta y experimentar personalmente sus propiedades interactivas y pedagógicas.

3.4.1. Entorno de Sintonía

Al ejecutar la aplicación aparece la ventana de la Figura A.27, correspondiente al entorno de sintonía. Como se ha mencionado, en la parte superior se encuentra el menú y las botoneras para cambiar de entorno y/o seleccionar entre realizar una o dos simulaciones al mismo tiempo. En la parte izquierda de la ventana está la zona de parámetros y en la parte derecha la zona de gráficas.

Tanto los parámetros como las gráficas de este entorno ya han sido expuestos en apartados previos, por lo que no se considera necesario reiterar en ello. Sí resulta importante recordar que la aplicación está restringida a procesos de primer orden con retardo y permite diseñar dos esquemas al mismo tiempo, por motivos de comparación.

Esta opción se considera muy útil para observar el efecto que produce la modificación de los parámetros de diseño sobre el sistema.

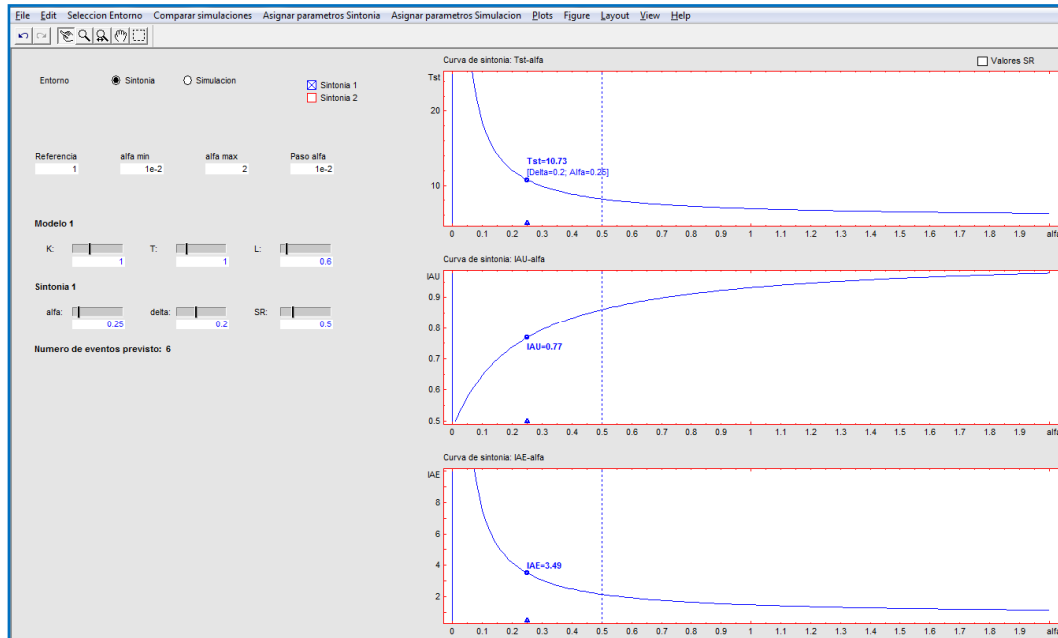


Figura A.27: Sysquake. Interfaz del entorno de Sintonía.

Este entorno se inicializa con los valores que aparecen en la Figura A.27. Tal como se deduce de dicha figura, todas las variables implicadas en la sintonía del controlador son directamente parametrizables desde la propia ventana por medio de los cuadros de texto, sliders, menú y elementos interactivos incorporados en las gráficas, no siendo necesario en ningún caso detener la simulación y volver a simular. Por tanto, el manejo de la herramienta posibilita que el diseño de la sintonía sea intuitivo, permitiendo visualizar de manera inmediata el efecto que produce la modificación de cualquiera de estos parámetros.

En la parte de gráficas, dado que las curvas de sintonía se calculan, por definición, para todo el rango de valores de alfa establecido, se representa mediante un círculo sobre la curva el valor del índice para el *alfa* seleccionado y un triángulo sobre el eje X. Ambos indican el correspondiente al punto de diseño actual en términos del parámetro alfa. Estos mismos marcadores textos se muestran en las curvas correspondientes a los índices IAU e IAE. En la primera gráfica, el triángulo se puede arrastrar directamente con el ratón a lo largo del eje de abscisas, lo cual actualiza automáticamente el valor de alfa en la zona de parámetros. Como se comentó previamente, los valores máximos y

mínimos de alfa (y por tanto los límites del diseño actual) se establecen a través de los parámetros *alfa min* y *alfa max*. Estos mismos límites también se usan para definir el eje X de las gráfica IAU-alfa e IAE-alfa.

En la Figura A.28 se expone un ejemplo en el que se comparan dos sintonías. Para realizar esta prueba sólo ha sido necesario marcar la *Sintonía 2* y cambiar los valores de *alfa*, *delta* y el *SR* mediante los cuadros de texto hasta dejarlos como se indica.

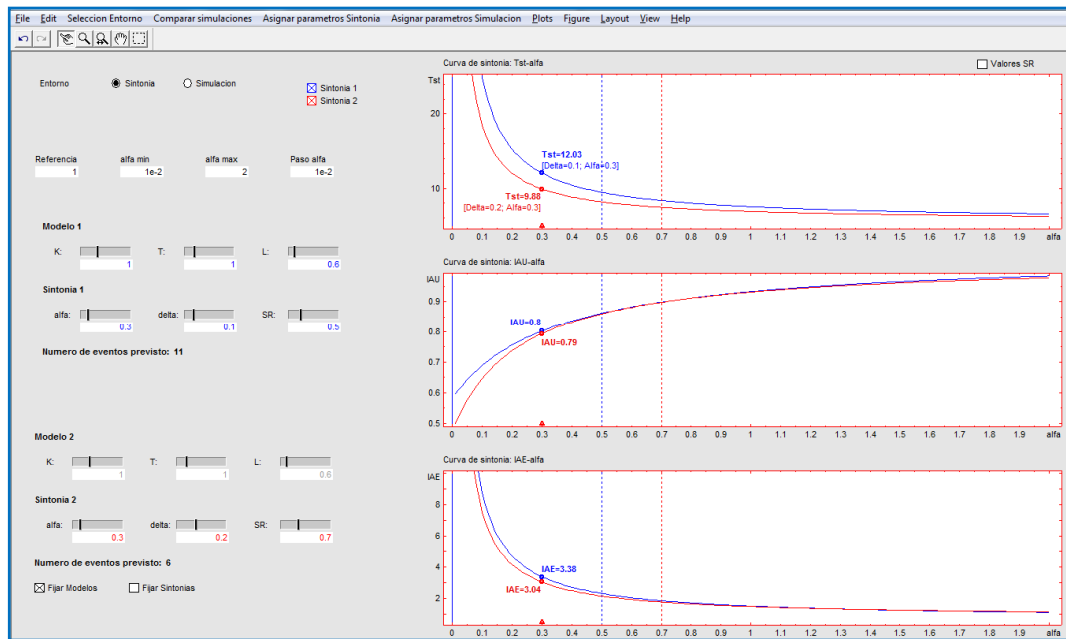


Figura A.28: Sysquake. Entorno de Sintonía. Prueba 1.

Dado que se ha considerando el mismo modelo para ambos esquemas, se ha marcado la pestaña *Fijar Modelos*, diseñada para ello. De este modo se bloquea la actualización de los parámetros del modelo 2, los cuales representan la imagen del modelo 1.

En la zona de parámetros se visualiza el número de eventos previsto para cada diseño, de acuerdo a la Ecuación (A.1):

$$S = 2(r \div \Delta) \tag{A.1}$$

En la Figura A.29 se muestra el aspecto de la interfaz al hacer uso de la función de zoom implementada para la aplicación, adicional a las que Sysquake trae por defecto.

La curva visualizada, T_{ST} -alfa, también dispone de la opción de mostrar los valores del SR del diseño, de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$j_{max} = (r \div \Delta) \quad SR = (j_{max} \Delta \alpha \tau)_{max} \quad (A.2)$$

El valor del SR también se puede modificar directamente arrastrando la barra vertical que la define sobre la curva T_{ST} -alfa. Al actualizar el SR de esta forma, las rectas que lo representan en las otras dos curvas también se recalculan y visualizan de manera inmediata. Recordar que, en la curva que representa al IAE, las líneas discontinuas del SR representan las cotas inferiores del valor del IAE, mientras que en las otras representan cotas máximas.

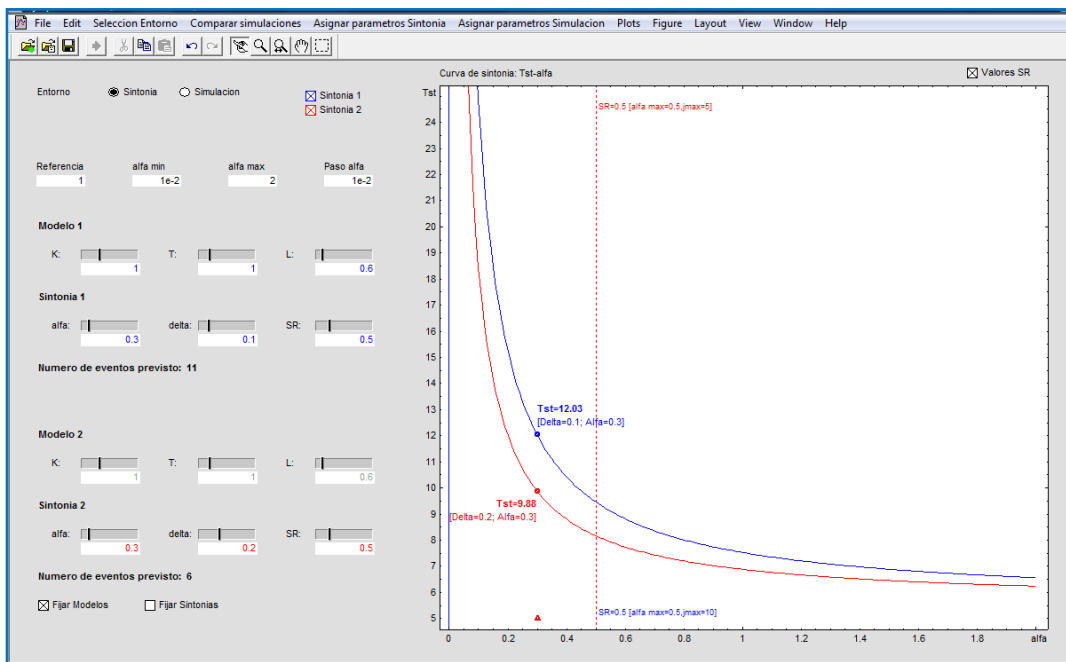


Figura A.29: Sysquake. Entorno de Sintonía. Prueba 1. Zoom.

Del ejemplo anterior se puede concluir que, para un mismo valor de alfa, cuanto menor es delta (curva azul), mayor es el tiempo de asentamiento. El IAU se mantiene bastante similar independientemente del valor de delta. En cuanto al IAE, los valores para ambas simulaciones se aproximan cuanto mayor es alfa y se alejan conforme alfa disminuye. El número de eventos estimado, como es de esperar, es mayor cuando menor es delta, pero esto es independiente del valor de alfa.

A continuación se muestra otro ejemplo en el que, fijando todos los parámetros a excepción del retardo del modelo, se trata de ilustrar la influencia de este parámetro sobre los índices de sintonía. Para ello, ha sido necesario desmarcar la casilla *Fijar Modelos* a fin de poder modificar ambos retardos de manera independiente. En la Figura A.30 se observa cómo el aumento en el retardo (curva roja) lleva aparejado el correspondiente aumento en el tiempo de asentamiento. Lo mismo ocurre para el IAE (integral acumulada de la señal de error). Puesto que las respuestas de ambos sistemas son idénticas pero desplazadas el correspondiente retardo, la señal de error aumenta el término equivalente al retardo por la referencia.

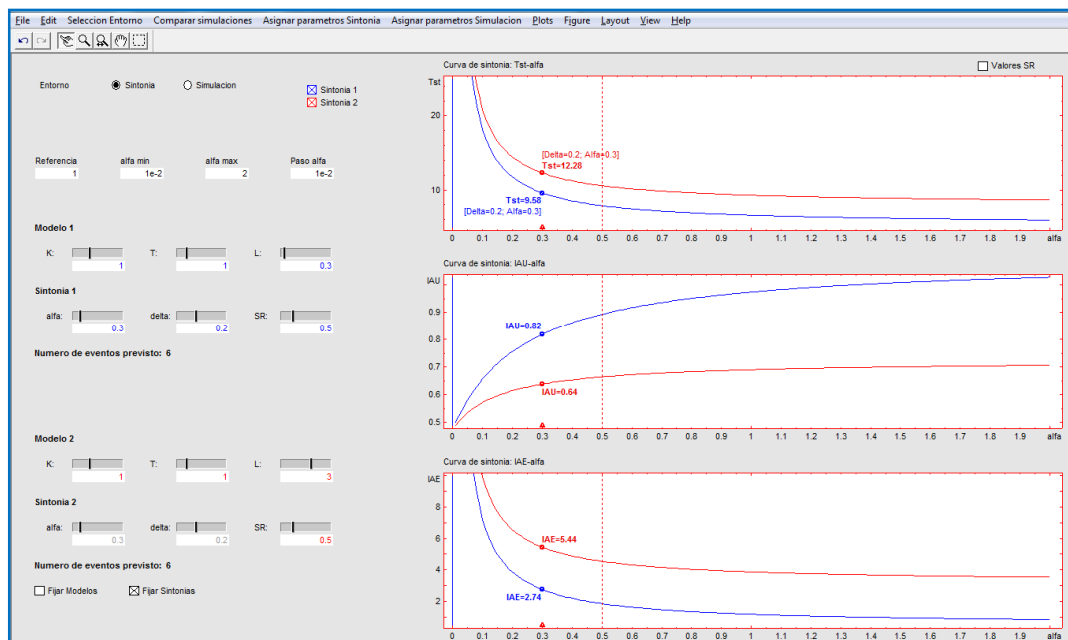


Figura A.30: Sysquake. Entorno de Sintonía. Prueba 2

Para el IAU, aunque el esfuerzo de control es el mismo en ambos casos, el valor de dicho índice no coincide. Esto es debido a que el valor que se está representando es realmente el IAU dividido por el tiempo de asentamiento y, dado que el valor del TST no es el mismo en ambos casos, el IAU representado no es igual.

Como era de esperar, cuanto mayor es el valor de *alfa* menores son los valores del tiempo de asentamiento y del índice IAE. El valor del índice IAU aumenta, pero depende de la relación con T_{ST} del diseño. Estas respuestas resultan lógicas dado que al

aumentar el esfuerzo de control, la velocidad de convergencia de la respuesta hacia la referencia es mayor esto se traduce al comportamiento comentado para los índices.

3.4.2. Entorno de Simulación

Cómo ya se ha mencionado, al ejecutar la aplicación aparece el entorno de sintonía (Figura A.27) pero en cualquier momento, sin ningún tipo de restricción, el usuario puede cambiar al entorno de simulación y evaluar el diseño actual. El cambio de entorno se realiza a través de la botonera situada en la parte superior izquierda o desde las opciones del menú. La trazabilidad existente entre ambos entornos admite la conmutación de uno a otro en cualquier instante y conservando el estado de los parámetros comunes. La Figura A.31 muestra la interfaz del entorno de simulación con los dos diseños habilitados.

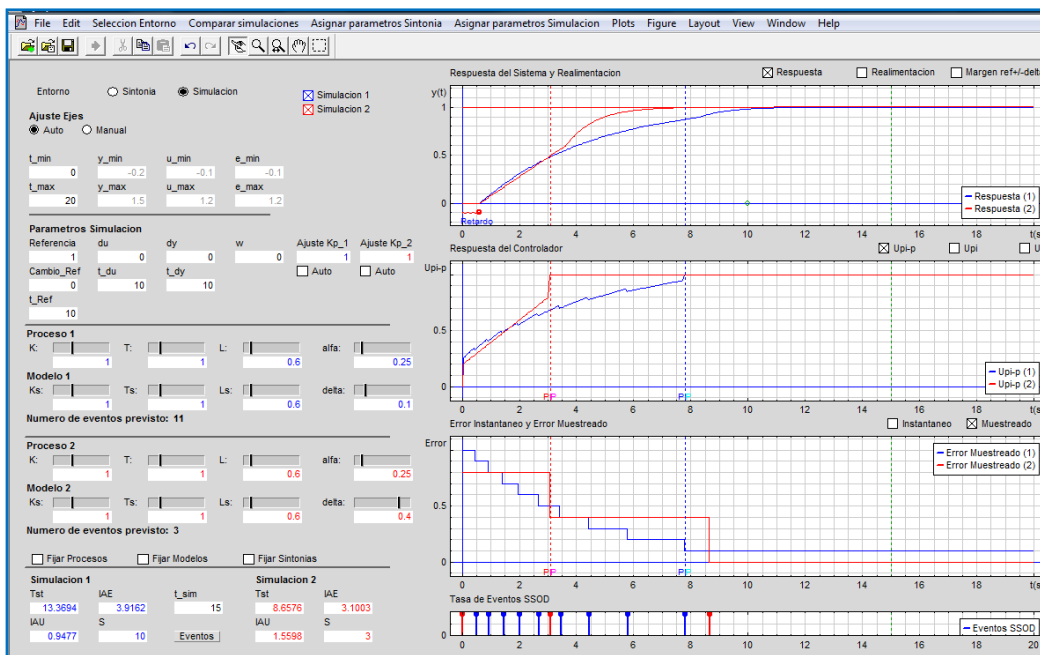


Figura A.31: Sysquake. Interfaz del entorno de Simulación.

El funcionamiento de este entorno, junto con los parámetros y las gráficas que en él aparecen, se ha introducido a lo largo de los apartados previos del presente manual, por lo que las explicaciones se reiteran en la explicación de dicha información.

Al igual que se mencionó para el entorno de sintonía, todas las variables que se muestran en la captura de la interfaz para este entorno (Figura A.31) son directamente

parametrizables a través de los cuadros de texto, sliders, menús y elementos interactivos incorporados en las gráficas. Cualquier cambio es reflejado de inmediato en las gráficas gracias a las propiedades interactivas.

En lo sucesivo, se realizan algunas demostraciones de la funcionalidad de este entorno.

3.4.2.1. Simulación con diferentes sintonías

En esta primera prueba se va a ilustrar el efecto de los parámetros de sintonía sobre la respuesta del sistema implementado. Para ello se ha considerado el caso más favorable, en el que no existen ni errores de modelado, ni ruido, ni perturbaciones.

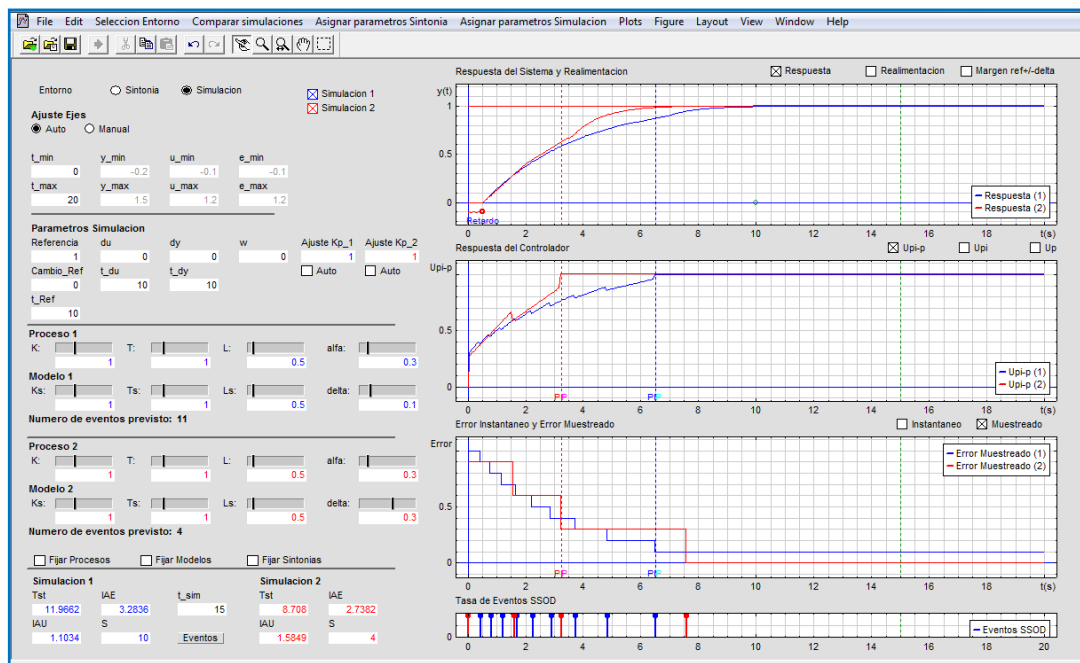


Figura A.32: Sysquake. Variación de delta.

En la Figura A.32 se puede observar cómo se comporta el sistema de control ante cambios en la parametrización del umbral de error, parámetro *delta*.

Se observa como dicho parámetro influye directamente sobre el número de eventos que se generan. Al estar asumiendo condiciones ideales, este valor coincide con el número estimado en el entorno de sintonía.

A través de este ejemplo y comparando los diseños expuestos, también se puede apreciar como los incrementos en el parámetro δ no afectan sustancialmente a la agresividad del controlador.

En la Figura A.33 se muestra ampliada la gráfica del error instantáneo y muestreado. En ella se puede observar con más detalle cómo se realiza el muestreo del error. También se puede apreciar cómo, en los casos en los que la referencia no es múltiplo entero de δ , el error muestreado se inicializa al valor $j_{max}\Delta$. Las líneas discontinúas reflejan las transiciones del controlador PI al controlador P. A través de esta figura se puede observar a nivel de detalle la evolución del error mientras actúa cada subcontrolador.

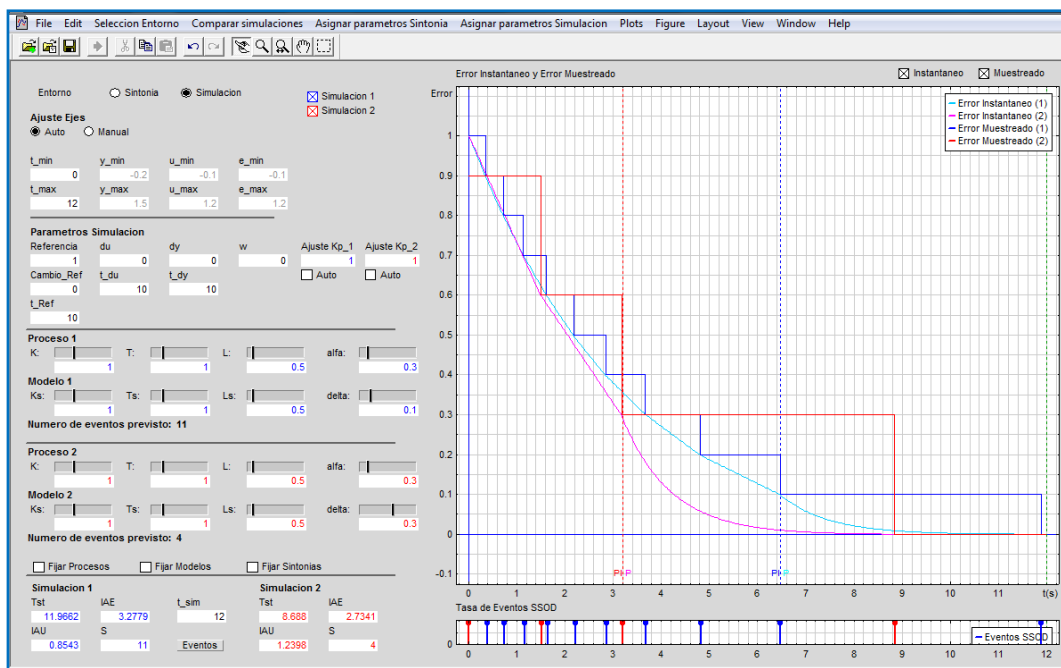


Figura A.33: Sysquake. Variación de delta. Error Instantáneo y muestreado.

Se observa que los instantes entre eventos van aumentando progresiva y moderadamente, consecuencia de la disminución que el cambio de nivel provoca en la pendiente de la respuesta del sistema (disminución del valor de j desde j_{max} hasta 1, instante de evento en el que se produce la conmutación al controlador P). Pulsando sobre el botón *Eventos*, se genera el fichero *Eventos.txt* (Figura A.34) que contiene el instante de cada evento y el tiempo entre eventos.

SIMULACION 1 (alfa=0.3; delta=0.1)		
Instante de evento	Tiempo entre eventos	
1	0 s	0 s
2	0.3609 s	0.3609 s
3	0.7218 s	0.3609 s
4	1.1429 s	0.4211 s
5	1.6241 s	0.4812 s
6	2.1955 s	0.5714 s
7	2.8571 s	0.6617 s
8	3.6692 s	0.812 s
9	4.812 s	1.1429 s
10	6.4662 s	1.6541 s

SIMULACION 2 (alfa=0.3; delta=0.3)		
Instante de evento	Tiempo entre eventos	
1	0 s	0 s
2	1.5038 s	1.5038 s
3	3.188 s	1.6842 s
4	8.8421 s	5.6541 s

Figura A.34: Fichero Eventos.txt

A continuación, se muestra la influencia del otro parámetro de sintonía. Para ello, se ha modificado el parámetro *alfa*, fijando previamente delta a 0.2 (Figura A.35).

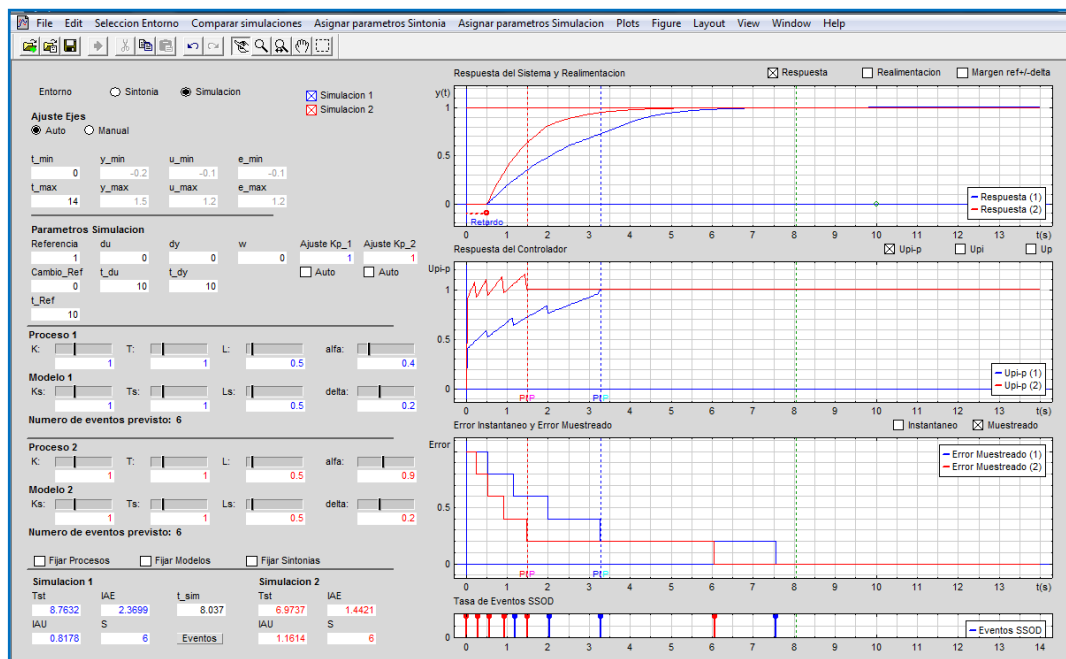


Figura A.35: Sysquake. Variación de alfa.

Como se observa, fijar el valor de *delta* consigue igualar la tasa de eventos de ambos diseños y como se esperaba, los incrementos en *alfa* afectan a la agresividad del controlador y por tanto, a la evolución de la respuesta. Mediante experimentos de este tipo, el diseñador puede plantear sus compromisos de diseño entre el esfuerzo de control desarrollado, la tasa de eventos, y el resto de prestaciones deseadas para el lazo.

3.4.2.2. Simulación de cambios de referencia

En este segundo ejemplo se emulan cambios de referencia. A través de la interfaz definida es posible establecer una referencia inicial, y simular un nuevo cambio de referencia en un instante dado. En el ejemplo de la Figura A.36 la referencia inicial pasa de ser 1 a ser 1.7 en el instante $t_{Ref}=10$ segundos. El valor del segundo salto se indica a través del cuadro de texto *Cambio_Ref*. Tal como muestra la figura, el nuevo valor de referencia se obtiene como la diferencia entre los parámetros *Cambio_Ref* y *Referencia*.

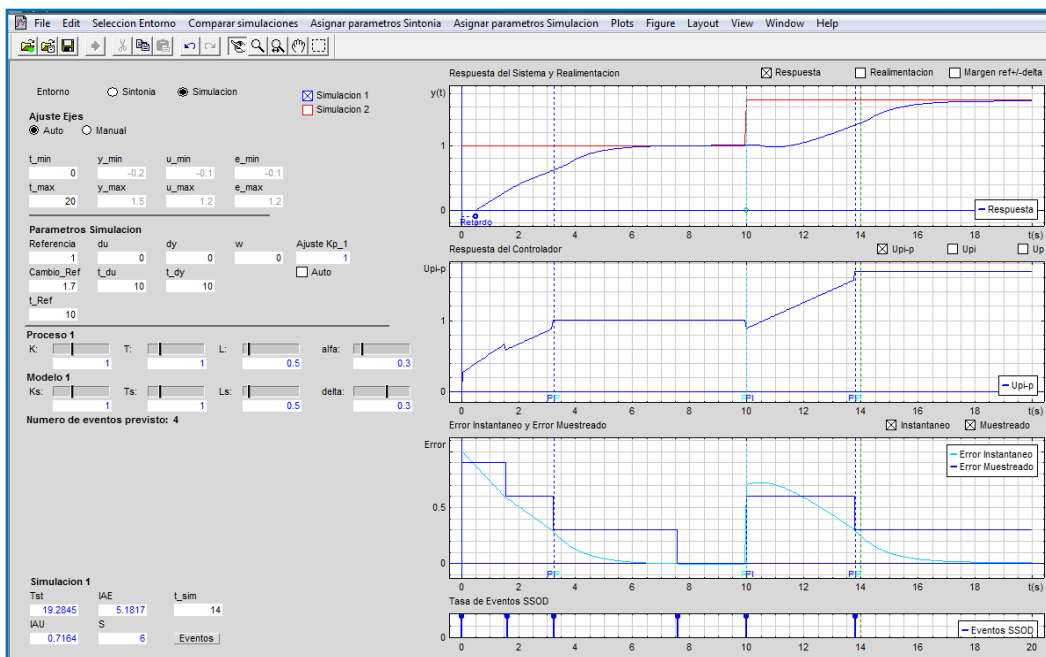


Figura A.36: Sysquake. Segundo salto en la referencia.

3.4.2.3. Simulación con perturbaciones

En este ejemplo se muestra como definir un experimento donde evaluar la respuesta ante una perturbación tipo escalón a la entrada del proceso (Figura A.37). La magnitud de las perturbaciones está referida al origen. En el experimento mostrado se ha definido una perturbación a la entrada de magnitud 2 en el instante de simulación equivalente a 3 segundos (para $du=2$ y $t_{du}=3$ respectivamente). Estos parámetros se podrían haber definido a través de las cajas de texto o actuando directamente sobre el elemento gráfico interactivo que define la perturbación (marcador verde). Como era de

esperar, para el tipo de proceso considerado, la perturbación añade una dinámica de primer orden a la realimentación del sistema. Entre otros aspectos, en este tipo de experimentos se pueden observar las conmutaciones de controladores asociadas a las entradas y salidas de la señal de error de la banda muerta (definida por los márgenes $ref \pm \Delta$) a consecuencia de la perturbación.

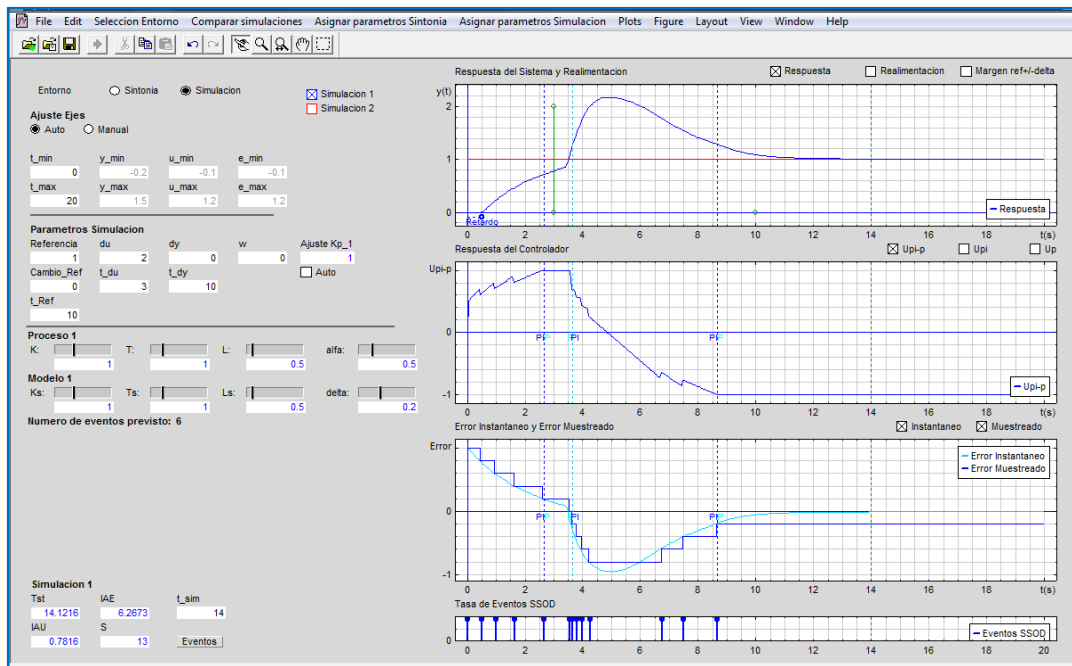


Figura A.37: Sysquake. Perturbación a la entrada.

Otro aspecto interesante e ilustrativo a analizar sería el del papel de la sintonía en el rechazo de una perturbación. De esta forma se podría observar como un valor de $delta$ demasiado elevado puede llevar al sistema a oscilar o como los incrementos de $alfa$ podrían mejorar la tasa de reducción del error estacionario. Adicionalmente se podría añadir incertidumbre al diseño para observar también su influencia.

De la misma forma que para las perturbaciones a la entrada, la aplicación también permite simular el comportamiento ante perturbaciones de tipo escalón a la salida. Estas últimas añaden a la realimentación una dinámica similar a la de un cambio en la referencia. Para definir un experimento de este tipo se actuaría directamente sobre los campos de texto dy y t_{dy} .

3.4.2.4. Simulación con errores de modelado. Reajuste de $Kp2$

Otro de los aspectos que se puede analizar con la herramienta es la influencia de los errores de modelado y una posible forma de tratarlos. Hasta ahora se ha considerado en los ejemplos que la identificación del proceso era perfecta. En este nuevo ejemplo se muestra el comportamiento del sistema bajo la influencia de este aspecto (Figura A.38). En el ejemplo se ha definido unos parámetros en el modelo que presentan una desviación del 100% en la identificación de los parámetros del proceso T y de L . Bajo estas condiciones de incertidumbre se han definido dos diseños similares pero en el caso del diseño rojo, se ha aplicado el algoritmo de compensación de la incertidumbre mediante el reajuste de la ganancia proporcional (opción *ajuste_Kp*). Como se puede observar, la herramienta permite calcular automáticamente la ganancia necesaria para corregir el error estacionario. Este ajuste se consigue gracias al algoritmo presentado en (Ruiz et al., 2014). El nuevo valor que tomaría la ganancia proporcional del controlador PI-P sería el resultante de multiplicar el valor original de $Kp2$ por el nuevo valor mostrado para *ajuste_Kp*.

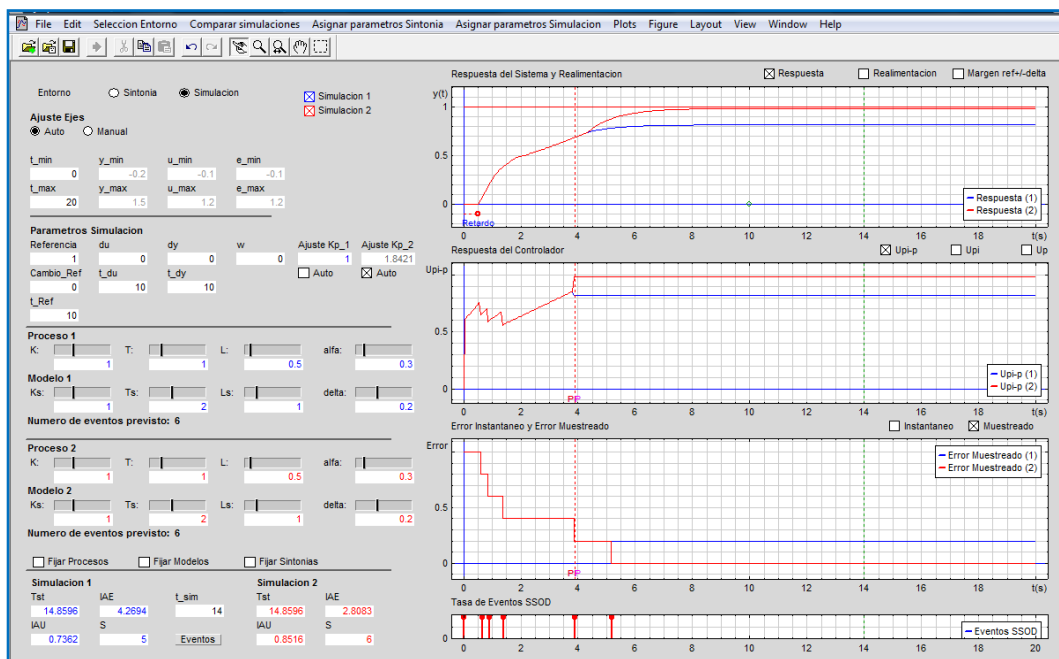


Figura A.38: Sysquake. Errores de modelado. Ajuste $Kp2$.

A través estas opciones que ofrece la herramienta se permite entre otros aspectos, desarrollar y analizar experimentos para observar qué condiciones de incertidumbre

podrían desestabilizar el diseño actual o al contrario, para unas condiciones de incertidumbre dadas, cómo se puede rediseñar la sintonía para recuperar la estabilidad.

3.4.2.5. Ruido.

El último ejemplo mostrado se centra en el aspecto del análisis de ruido. En la Figura A.39 se desarrolla un experimento donde se ha incorporado una señal de ruido con una banda del 20 % de la señal de referencia ($w=0.2$) y además, se produce un cambio en la referencia desde 1 a -1 en el instante equivalente a 10 segundos ($t_{Ref}=10$). EL valor de δ se ha incrementado por encima del umbral de ruido para evitar trenes de pulsos (si fuese menor, el ruido provocaría el error instantáneo oscilase entrando y saliendo de la banda muerta). Este efecto se observa en la Figura A.40. Al no seguir la recomendación de incrementar δ por encima de la banda de ruido presente en la medida, se disparan continuamente nuevos eventos.

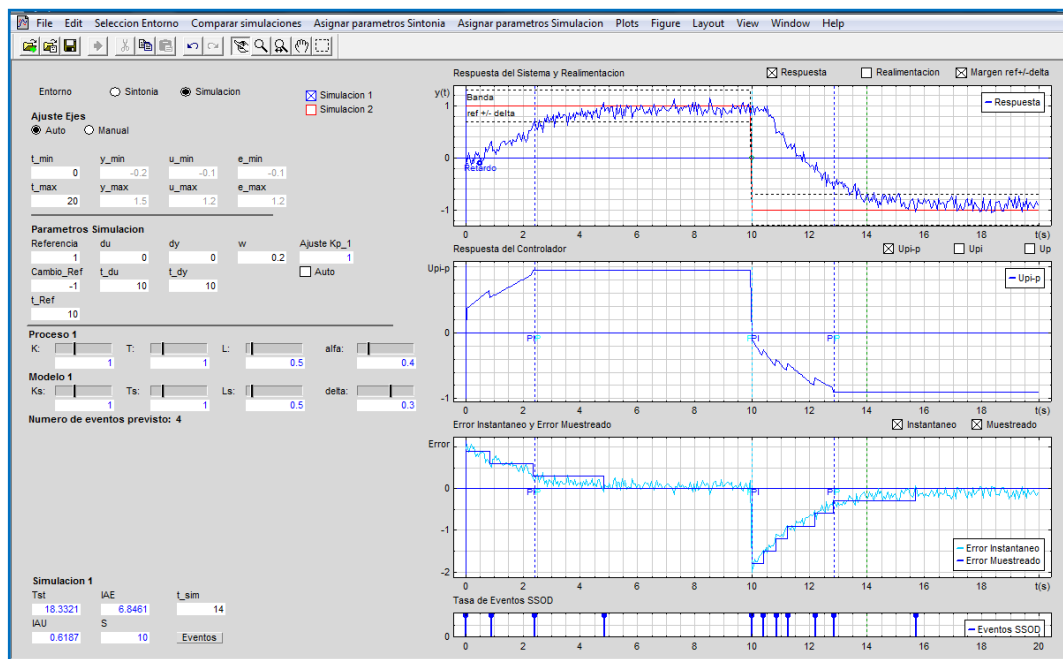


Figura A.39: Sysquake. Ruido en la medida 1.

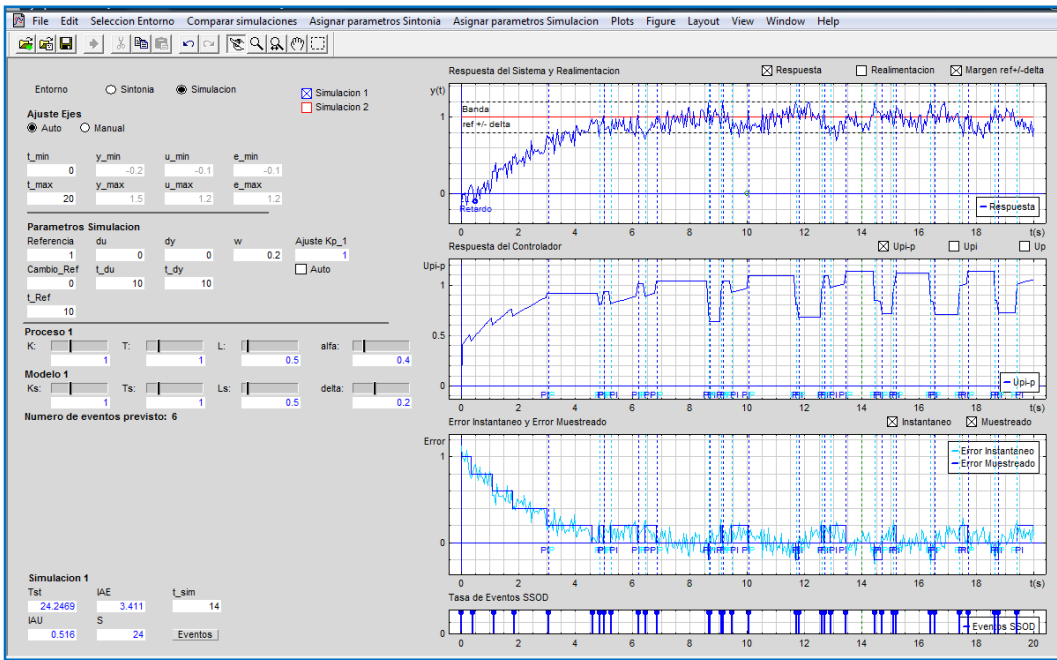


Figura A.40: Sysquake. Ruido en la medida 2.

Por último, en la Figura A.41 se muestra un ejemplo donde se trata de compensar la deriva generada por el ruido a través del uso del algoritmo de reajuste de la ganancia del subcontrolador proporcional.

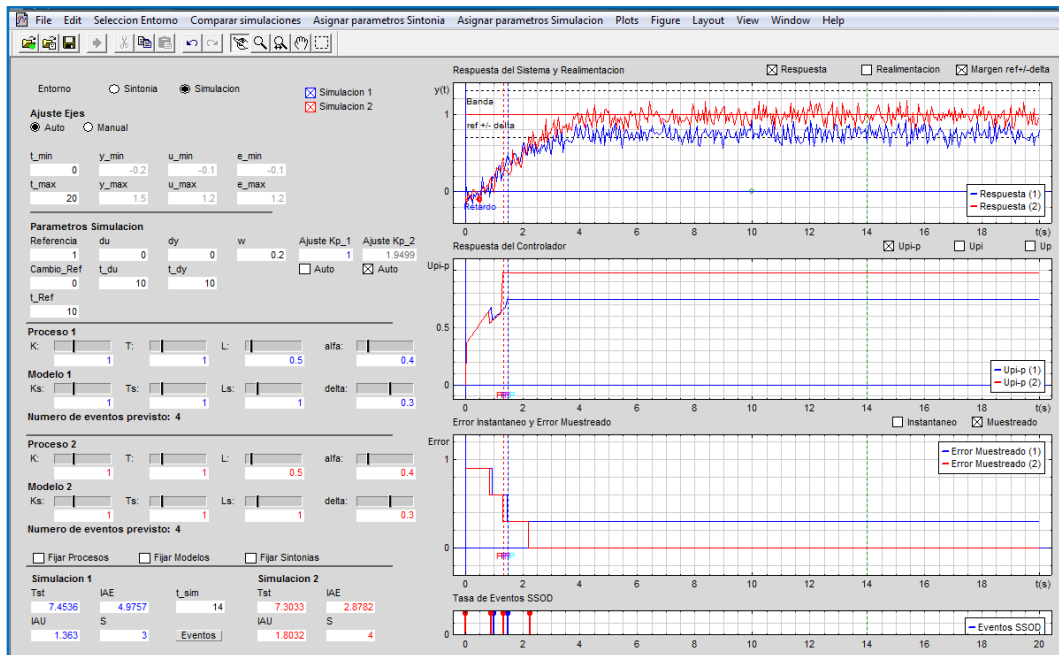


Figura A.41: Sysquake. Ruido en la medida 3.

APÉNDICE B. PLANTAS EXPERIMENTALES

En este segundo Apéndice se describen las dos plantas experimentales que se han empleado en la presente Tesis. Ambas plantas se han construido en los laboratorios de Control de Procesos del Área de Ingeniería de Sistemas y Automática de la Universidad de Córdoba durante el desarrollo del presente trabajo de investigación, con la intención de poder evaluar la metodología de control basado en eventos en un proceso real. En los siguientes apartados se describe el funcionamiento del sistema y los componentes e instrumentación usados en su construcción. Después se ha obtenido el modelo no lineal y, en base a éste, se han definido los puntos de operación en torno a los cuales se ha realizado un proceso de identificación con la Toolbox de identificación de Matlab (Ljung, 1988) para obtener los modelos lineales empleados durante la experimentación.

3.1. MOTOR BRUSHLESS DE CORRIENTE CONTINUA

El primer caso experimental que se ha considerado en la presente Tesis es el de control de velocidad de un motor brushless de corriente continua. En la Figura B.1 se muestra una fotografía de la planta real. La regulación de velocidad de motores representa una de las situaciones de control más típicas en el ámbito industrial y educativo. Concretamente, los motores brushless son usados en multitud de aplicaciones por la buena relación de eficiencia, alto par y reducido volumen que ofrecen. De manera resumida, la planta se compone de los siguientes elementos:

- Servomotor brushless de tres fases de corriente continua con tacómetro de pulsos integrado. Las principales especificaciones del motor se indican en la Tabla B.1.
- Circuito driver para motor brushless de tres fases. Este dispositivo permite generar las señales PWM que controlan los circuitos de disparo que accionan las

tres fases del motor. Puede configurarse para crear un lazo de regulación de manera autónoma o accionarse a través de un interfaz digital de control. Posee varias modalidades de actuación para cerrar el lazo: en lazo abierto, por realimentación de la velocidad con un tacómetro o por lazo de corriente.

- Convertidor de frecuencia a voltaje. Este dispositivo permite transformar los pulsos recibidos por el tacómetro integrado en el motor en una señal de tensión escalada en el rango [0-5] V.
- Tarjeta de adquisición de datos NI-DAQ 6120 para conectar las señales de la planta con un ordenador. En este caso se utiliza Matlab 7.4, y dentro del mismo, la Toolbox del Real Time Windows Target. El período de muestreo empleado en los ensayos se ha fijado a 0.01 segundos.

Aunque el motor puede autoregularse a través de su dispositivo driver empleando como señal medida los pulsos del tacómetro integrado, se introduce en la planta el convertidor de frecuencia a tensión para poder cerrar el lazo de control de la velocidad mediante la tarjeta de adquisición de datos. De esta forma, para realizar el control de velocidad del motor, se ha configurado el driver en el modo de actuación en lazo abierto, pudiendo así actuar sobre la consigna interna que desempeña el circuito de disparo mediante una señal escalada en el rango [0-10] V. Los pulsos generados por el tacómetro integrado son traducidos a una señal de tensión continua y estable en el rango escalado de [0-5] V para ser medida desde la tarjeta de adquisición de datos. Con esta configuración, la variable manipulada del sistema correspondería con la tensión de actuación sobre el driver y, la variable controlada, la consigna de velocidad que aporta en forma de tensión el convertidor de frecuencia.

Tabla B.1: Parámetros característicos del motor (Faulhaber, 2013)

Datos del motor FAULHABER 3564B	
Velocidad máxima sin carga	27000 RPM
Resistencia fase a fase	1.2 Ω
Inductancia fase a fase	194 μ H
Par mecánico	1,10 mNm
Constante de velocidad	475 RPM/V
Potencia nominal	101 W
Voltaje nominal	24 Vdc
Corriente (sin carga)	0.189 A
Constante de fricción	2.4 x10 ⁻⁴ mNm/RPM
Constante de inercia	34 gm ²

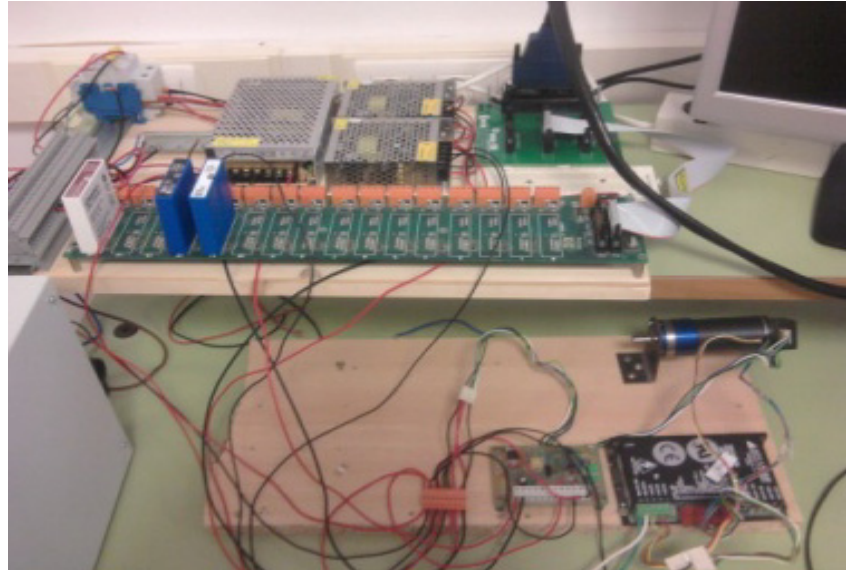


Figura B.1: Fotografía de la planta del motor brushless de corriente continua

3.1.1. Modelado matemático

El control de velocidad de un motor brushless de tres fases se desarrolla a través de su circuito driver. Éste consiste en un convertidor de potencia de tres fases con 6 transistores de potencia que son accionados mediante señales PWM (Figura B.2). La posición del rotor del motor es determinada por la secuencia de conmutación de los transistores, la cual a su vez es medida por tres sondas de efecto hall integradas en el estator del motor.

El modelo matemático se obtiene a través del conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias que relacionan el subsistema eléctrico con el subsistema mecánico (Figura B.2). Aplicando las leyes de Kirchoff se pueden derivar las ecuaciones que describen el subsistema eléctrico a través de las relaciones entre la corriente, el voltaje, la fuerza contraelectromotriz y la velocidad del rotor como:

$$\begin{aligned}
 v_a &= R i_a + L \frac{d i_a}{d t} + e_a \\
 v_b &= R i_b + L \frac{d i_b}{d t} + e_b \\
 v_c &= R i_c + L \frac{d i_c}{d t} + e_c
 \end{aligned}
 \tag{B.1}$$

donde R y L representan la resistencia e inductancia de la armadura por fase y donde se tiene que $R = R_a = R_b = R_c$ y $L = L_a = L_b = L_c$. Considerando un desfase de 120° entre fases, la fuerza contraelectromotriz es una función de la posición angular del rotor de manera que sus ecuaciones pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= K_E(\theta_r)w_r(t) \\ e_b(t) &= K_E\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)w_r(t) \\ e_c(t) &= K_E\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)w_r(t) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Las ecuaciones que describen el subsistema mecánico serían las siguientes:

$$\begin{aligned} J \frac{dw_r}{dt} &= T_e - T_m - Fw_r \\ T_e &= \frac{1}{w_r}(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

donde:

- a, b, c fases del motor.
- v voltaje de fase.
- i corriente de fase.
- T_m par de carga.
- T_e par eléctrico
- K_E constante de par.
- R resistencia de fase.
- L inductancia de fase.
- M inductancia mutua.
- J constante de inercia del rotor.
- e fuerza contraelectromotriz.
- F constante de fricción.
- w_r velocidad angular del rotor.
- θ_r posición angular del rotor.

Las ecuaciones del subsistema eléctrico relacionan la velocidad angular del eje con la tensión de entrada aplicada al motor. Así, la velocidad en el eje del motor depende de la relación de tensiones aplicadas a cada una de las fases las cuales, a su vez, dependen de la corriente que circule por las mismas. Las variaciones de corriente se consiguen mediante la variación del ciclo de trabajo de las señales PWM que atacan a los transistores a través del concepto del vector EMF, el cual define la secuencia de ataque a los transistores para alcanzar una determinada velocidad de giro.

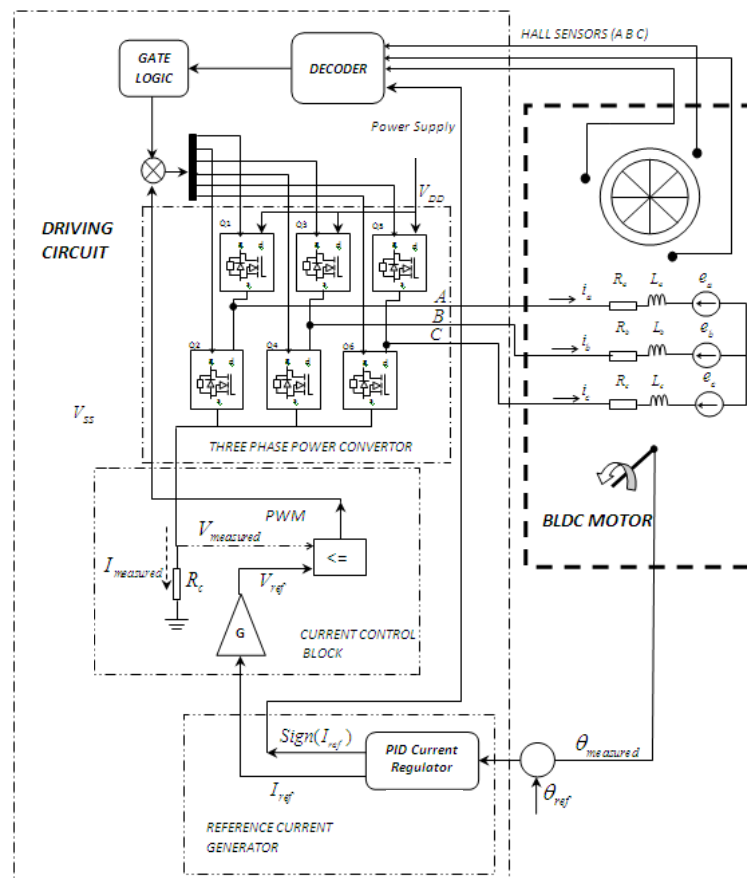


Figura B.2: Representación esquemática del circuito eléctrico del motor y del dispositivo driver (Ansari et al., 2011)

3.1.2. Identificación de la planta

En el caso de la planta construida para la presente Tesis, la dinámica relacionada con el funcionamiento del convertidor se vuelve transparente al usuario a través del uso del modo de funcionamiento en lazo abierto del driver. Usando este modo, el driver manda las consignas de corriente y tensión necesarias para formar el vector EMF que

hacen que el eje gire a rotor libre a una determinada velocidad. Mediante el uso del convertidor de frecuencia, esta velocidad es medida y traducida a una señal escalada a través de la cual se puede cerrar el lazo de control con la tarjeta de adquisición de datos.

Para la identificación de la planta, primero se ha conducido la respuesta del motor a un punto de operación en torno al cual se ha identificado su dinámica. La ganancia entre la señal aplicada al driver y la consigna interna de corriente se puede ajustar mediante el uso de un potenciómetro que dispone el driver. Así, el punto de operación en torno al cual se ha identificado se ha definido para unos valores de $(\bar{u}_d, \bar{w}_r) = (1.5, 1)$ donde con la nomenclatura u_d se ha hecho referencia a la tensión aplicada a la entrada al driver (en el rango [0-10] V), y con w_r a la velocidad del motor (en términos de tensión generada por el convertidor de frecuencia y escalada al rango [0-5] V, donde 0V corresponde a 0 RPM y 5V aproximadamente 25000 RPM). Bajo esta consideración, se añade a la señal de entrada \bar{u}_d una excitación dada por una señal PRBS (*Pseudo-Random Binary Sequence*) y se realiza el proceso de identificación de la dinámica asociada al cambio de velocidad del motor. Los niveles de cambio de la PRBS se calculan para producir unas variaciones de aproximadamente 2000 RPM en la velocidad del motor. La Figura B.3 muestra los resultados del experimento normalizados respecto al origen y omitiendo el intervalo de tiempo previo al alcance del punto de operación.

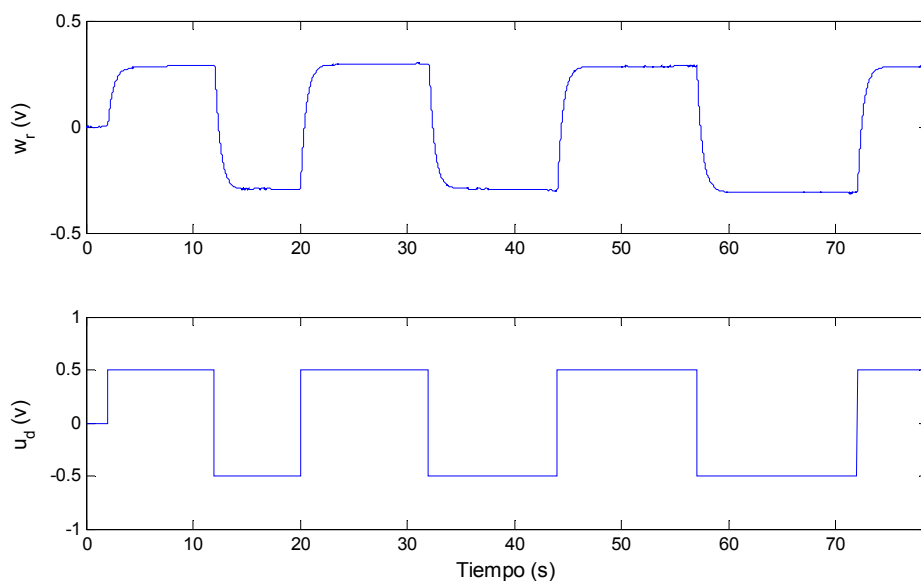


Figura B.3: Respuesta de la velocidad del motor ante una señal PRBS a la entrada del dispositivo driver

Con la curva obtenida anteriormente se realiza el preprocesamiento de los datos y la obtención del modelo matemático que representa el sistema real. Para ello se ha utilizado la Toolbox de identificación de Matlab. La expresión (B.4) representa la función de transferencia obtenida del proceso de identificación en torno al punto de trabajo elegido. El grado de ajuste entre el proceso real y el modelo derivado de la identificación es superior al 90 %. La Figura B.4 muestra la correspondencia de las respuestas del proceso real y en modelo obtenido.

$$P(s) = \frac{0.526}{1 + 0.5402s} \quad (\text{B.4})$$

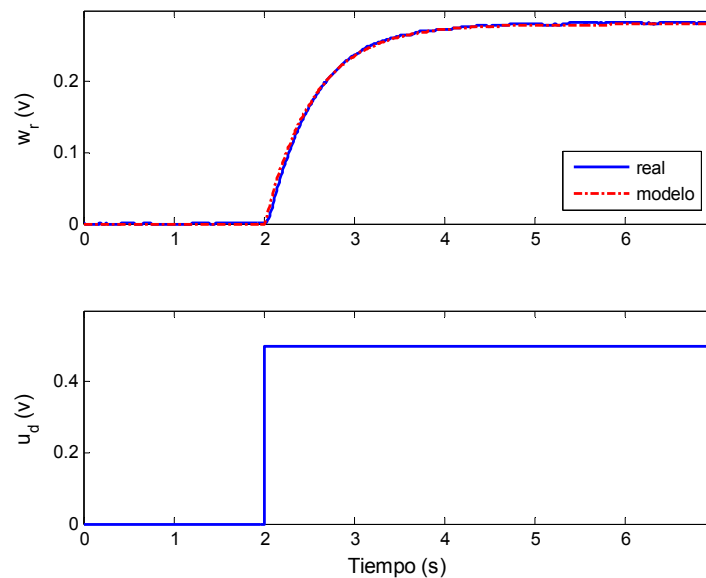


Figura B.4: Correspondencia entre la respuesta de la planta real y el modelo identificado (B.4)

3.2. PLANTA DE DOS TANQUES ACOPLADOS

La planta de dos tanques acoplados se ha obtenido aislando dos de los cuatro tanques que forman una de las columnas de una planta de cuatro tanques acoplados (Johansson, 2000) construida en el laboratorio de Control de Procesos del Área de Ingeniería de Sistemas y Automática de la Universidad de Córdoba. En la Figura B.5 se muestra una fotografía de la planta real. La planta se ha construido en una escala reducida de laboratorio, fundamentalmente con fines de investigación y didácticos. La planta combina instrumentación industrial en la actuación con sensórica de bajo coste en la parte de medición. Aunque experimentalmente sólo se emplea la mitad de la planta,

por simplicidad se describe la planta completa. Los elementos que la componen se pueden agrupar en dos categorías: circuito hidráulico y sistema de control. El circuito hidráulico se apoya en una estructura metálica y está formado por:

- Dos bombas centrífugas trifásicas de 0.30 kW.
- Cuatro depósitos de resina de plástico de 2 mm de grosor. Las dimensiones del depósito pulmón son 32×52×20 cm. Los otros cuatro tanques tienen todos una sección interna circular de 25π cm² y una altura de 42 cm. Se optó por esta reducida dimensión de los depósitos para acelerar la dinámica del nivel en los tanques.
- Dos válvulas manuales de tres vías con posiciones que van desde 0 a 10. Permiten ajustar en cada rama la proporción de caudal que va al tanque inferior. En la posición 0 todo el caudal va al tanque superior correspondiente por lo que no llega agua al tanque inferior de esa rama. En la posición 10 es al contrario.
- Cuatro válvulas manuales de dos vías: se usan para ajustar los flujos de salida de los cuatro tanques. Para estas válvulas se definen dos posiciones, completamente abiertas en los tanques inferiores y semiabiertas en los superiores.
- Tubos de poliuretano, la mayoría de 10/8 mm (exterior/interior), para el conexionado de los distintos elementos del circuito hidráulico.

Por su parte, el sistema de control está compuesto por los sensores de medida, los dispositivos de actuación y los elementos de control. Éstos son:

- Cuatro transmisores de presión miniaturizados piezoresistivos. Rango de medida de [0-0.06] bar, lo cual equivale aproximadamente a [0-60] cm de columna de agua. Por tanto, se usan para medir la altura de agua en los cuatro tanques. Salida [0.2-4.7] V. Alimentación a 5 Vdc.
- Dos caudalímetros de pulsos para los caudales totales de cada rama q_i y q_d . Rango de medidas ajustado a [0-120] cm³/s. Salida [0-5] V. Alimentación a 5 Vdc.
- Dos variadores de frecuencia para controlar la velocidad de las bombas. Cada variador recibe la consigna de frecuencia en el rango [0-50] Hz a través de una entrada en tensión [0-10] V.
- Tarjeta de adquisición de datos NI-DAQ 6120 para conectar las señales de la planta con un ordenador. Tiene entradas y salidas tanto analógicas como

digitales. Además, son necesarios varios módulos externos de acondicionamiento de señal para convertir las diferentes variables a los niveles de la tarjeta de [0-5] V.

- Ordenador personal donde se ubica la anterior tarjeta de adquisición y donde está instalado el software de control. En este caso se utiliza Matlab 7.4 y, dentro del mismo, la Toolbox del Real Time Windows Target. El tiempo de muestreo configurado es de una décima de segundo.

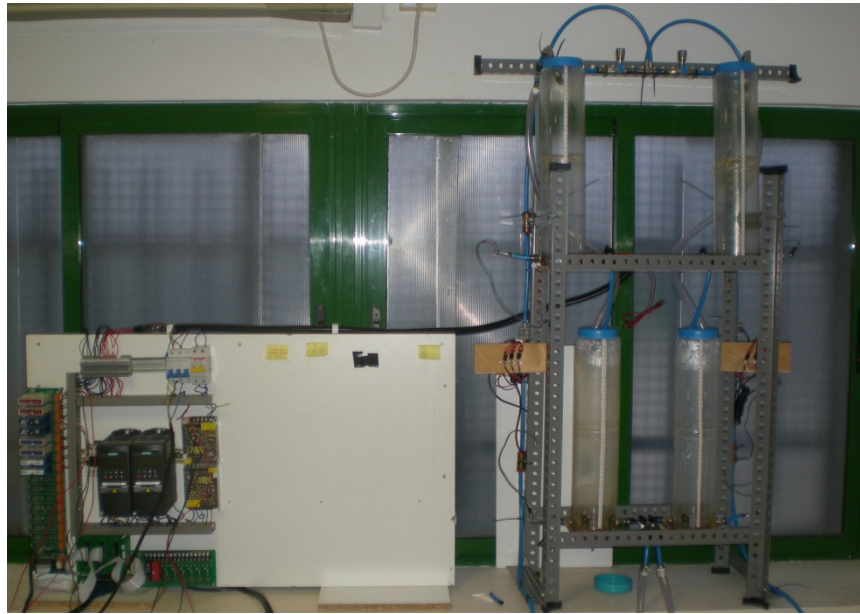


Figura B.5: Fotografía de la planta de los cuatro tanques acoplados

3.2.1. Modelado matemático

El modelo matemático de un sistema de cuatro tanques tal como el de la Figura B.6a viene dado por el siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias:

$$\begin{aligned}
 \dot{h}_1 &= \frac{a_3}{A_1} \sqrt{2gh_3} - \frac{a_1}{A_1} \sqrt{2gh_1} + \frac{l_1 k_1}{A_1} v_1 \\
 \dot{h}_2 &= \frac{a_4}{A_2} \sqrt{2gh_4} - \frac{a_2}{A_1} \sqrt{2gh_2} + \frac{l_2 k_2}{A_2} v_2 \\
 \dot{h}_3 &= \frac{a_3}{A_3} \sqrt{2gh_3} - \frac{(1-l_2)k_2}{A_3} v_2 \\
 \dot{h}_4 &= \frac{a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4} - \frac{(1-l_1)k_1}{A_4} v_1
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

donde:

- A_i área transversal del tanque i .
- a_i área transversal del orificio de salida del tanque i .
- h_i nivel del tanque i .
- La tensión aplicada a la bomba i es v_i y los flujos correspondientes son $k_i v_i$.
- Los parámetros l_1 y l_2 representan la fracción del flujo total $k_i v_i$ que se suministra a los tanques superiores; por lo tanto, su valor está entre 0 y 1, y son determinados por la posición de las válvulas al iniciar el experimento. El flujo al tanque 1 es $l_1 k_1 v_1$ y al tanque 4 es $(1 - l_1) k_1 v_1$, y de manera similar para los tanques 2 y 3. Las salidas del sistema son los niveles denotados por h_1 y h_2 .

Si se consideran como salidas los niveles de agua en los tanques intermedios (h_1 y h_2) y como entradas las tensiones suministradas a las bombas (v_1 y v_2), el sistema multivariable puede ser linealizado y expresado en términos de una matriz de funciones de transferencia como se muestra a continuación:

$$P(s) = \begin{bmatrix} \frac{l_1 c_1}{1 + sT_1} & \frac{(1 - l_2) c_1}{(1 + sT_3)(1 + sT_1)} \\ \frac{(1 - l_1) c_2}{(1 + sT_4)(1 + sT_2)} & \frac{l_2 c_2}{1 + sT_2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

donde:

$$T_i = \frac{A_i}{a_i} \sqrt{\frac{2h_i^0}{g}} \quad i = 1,2,3,4 \quad (\text{B.7})$$

$$c_1 = \frac{T_1 k_1}{A_1} \quad c_2 = \frac{T_2 k_2}{A_2}$$

Los parámetros l_1 y l_2 están presentes en todos los numeradores de las funciones de transferencia y definen los ceros del sistema multivariable.

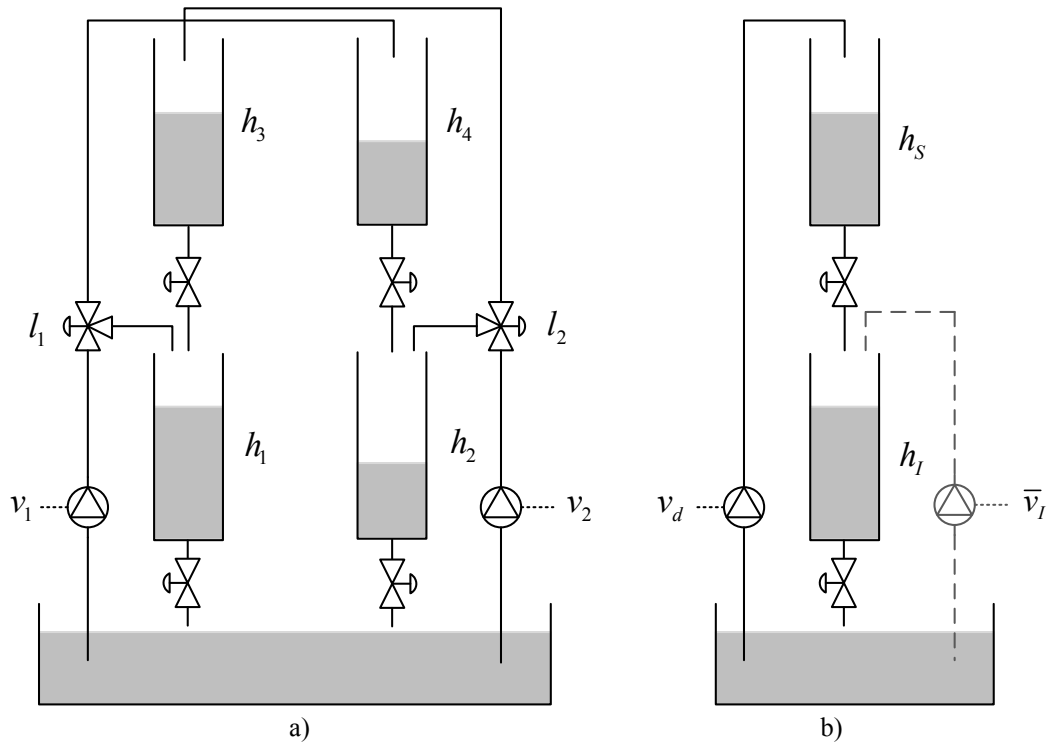


Figura B.6: (a) Representación esquemática de una planta de cuatro tanques acoplados. (b) representación esquemática de la configuración de dos tanques empleada experimentalmente

3.2.2. Identificación de la planta

Antes de realizar el experimento de identificación, las válvulas se ajustan de manera que la planta pueda llegar a un régimen estacionario, con el objeto de encontrar un punto de trabajo. De esta manera, se configuran las válvulas de tres vías para obtener unos coeficientes $l_1 = l_2 = 0.5$, repartiéndose la mitad del caudal que impulsan las bombas entre sus tanques superior e inferior asignados (Figura B.6a). Las válvulas de salida de los tanques superiores se configuran en una apertura media y las de los tanques inferiores, completamente abiertas. Aunque para los experimentos sólo se empleará la mitad de la planta, en lo referente a la medición, para encontrar el punto de trabajo en torno al cual identificar, se actuará sobre las dos bombas que definen la planta completa. De esta forma, cuando la planta alcanza el punto de trabajo a partir del cual comienza el experimento, es como si quedara configurada como en el caso de la Figura B.6b.

La identificación se ha desarrollado empleando la tensión a los variadores como variable de entrada y la tensión que suministran los sensores de presión como variable de salida. Ésta comienza por aplicar a los dos variadores una consigna de tensión $\bar{v}_i = \bar{v}_d = 3.8$ Voltios que equivale a una frecuencia de trabajo de $\bar{f}_i = \bar{f}_d = 19$ Hz. Con

la nomenclatura h_s y h_l se ha denominado respectivamente a la altura de los niveles superior e inferior de la columna izquierda de la planta, en los cuales se ha centrado el experimento. Cuando el sistema alcanza el régimen estacionario, los niveles h_s y h_l , expresados a través de los valores de tensión suministrada por los transmisores de presión, se estabilizan en los valores de $\bar{h}_s=1.35$ y $\bar{h}_l=2.6$ que equivalen a una altura de 14 y 34 cm, respectivamente. A partir de este momento, v_i se obvia (al mantenerse invariable durante todo el experimento) y sólo se emplea v_d como señal de entrada que es la que afecta al caudal de entrada superior de la columna izquierda. Por tanto, se pueden considerar dos sistemas SISO, derivados de las relaciones entrada-salida $v_d - h_s$ y $v_d - h_l$.

Bajo esta consideración, se añade a la señal de entrada v_d una excitación dada por una señal PRBS y se realiza simultáneamente el proceso de identificación de las dinámicas de ambos tanques. Los niveles de cambio de la PRBS se calculan para producir unos cambios de, aproximadamente, 10 cm en el tanque superior, y de 5 cm en el inferior. La Figura B.7 y la Figura B.8 muestran los resultados del experimento normalizados respecto al origen y obviando el intervalo de tiempo previo al alcance del punto de operación.

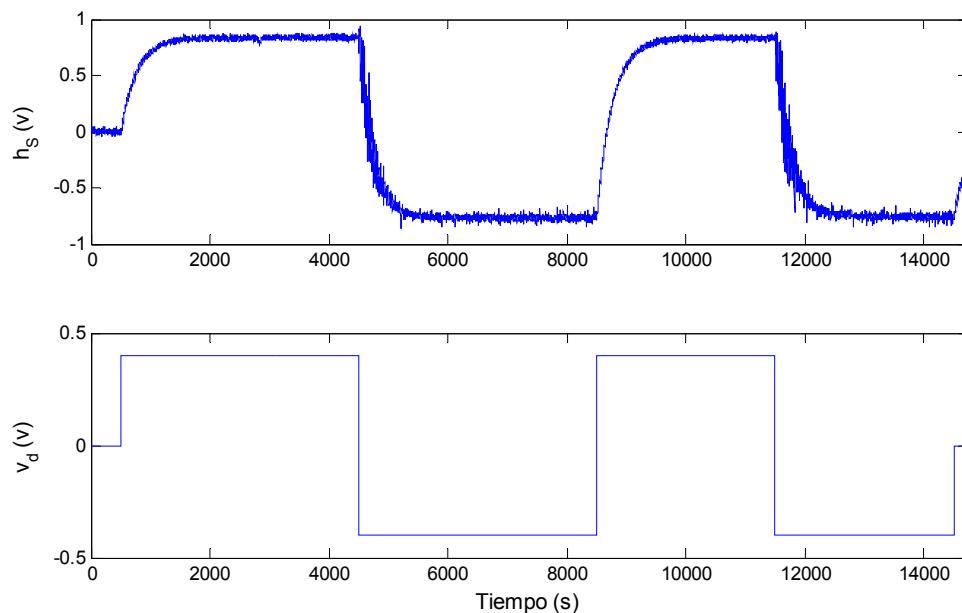


Figura B.7: Respuesta del tanque superior ante una señal PRBS aplicada al variador de velocidad

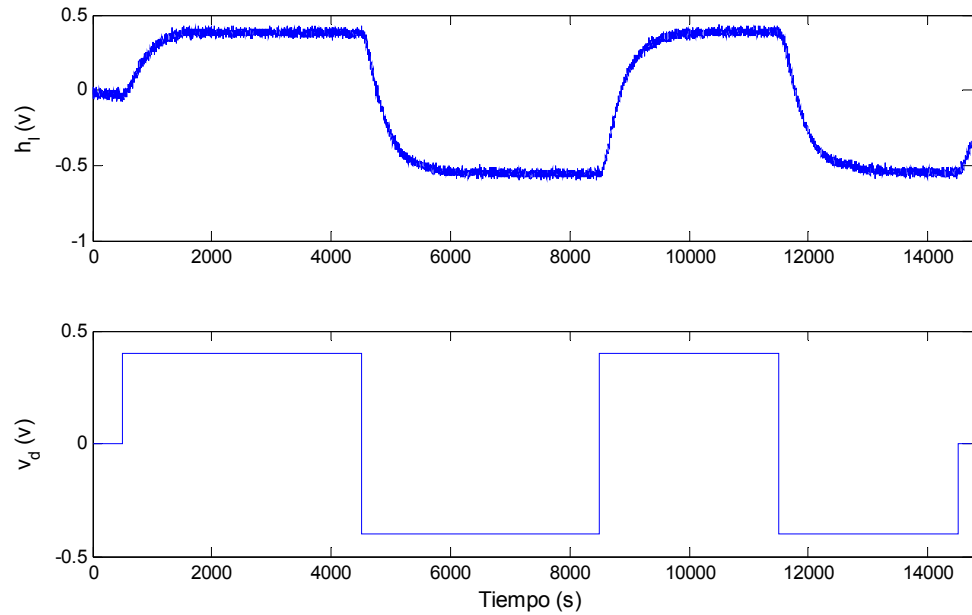


Figura B.8: Respuesta del tanque inferior ante una señal PRBS aplicada al variador de velocidad

Con las curvas obtenidas anteriormente se realiza el preprocesamiento de los datos de esta segunda planta experimental. Las expresiones (B.8) y (B.9) representan las funciones de transferencia obtenidas del proceso de identificación en torno al punto de trabajo, para los respectivos sistemas SISO bajo las relaciones $v_d - h_s$ y $v_d - h_l$. En el caso del proceso (B.9), también se indica su aproximación a sistema de primer orden con retardo.

$$P(s) = \frac{2.1}{1 + 263.54s} \quad (\text{B.8})$$

$$P(s) = \frac{1.1702}{(1 + 96.77s)(1 + 300.58s)} \quad \bar{P}(s) = \frac{1.1702}{1 + 375.74s} e^{-30.1s} \quad (\text{B.9})$$

En ambos casos el porcentaje de similitud entre el modelo obtenido y el sistema real que suministra Matlab está por encima del 90 %. La Figura B.9 muestra a modo comparativo las respuestas reales del proceso y las obtenidas con el modelo identificado.

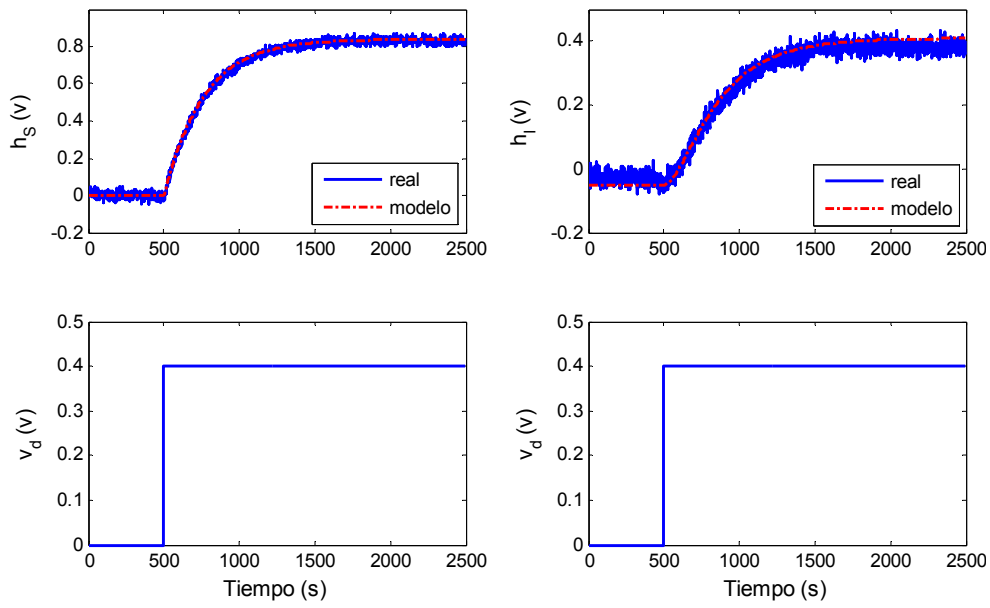


Figura B.9: Correspondencia entre la respuesta de la planta real y los modelos identificados (B.8) y (B.9)

