

DEPARTAMENTO DE INFORMÁTICA Y AUTOMÁTICA  
UNED

---

# Controladores PID

---

Fundamentos, sintonía y autosintonía

Sebastián Dormido Bencomo [sdormido@dia.uned.es](mailto:sdormido@dia.uned.es)

Fernando Morilla García [fmorilla@dia.uned.es](mailto:fmorilla@dia.uned.es)

---

<b><i>El controlador PID</i></b>	<b><i>1</i></b>
<b>1-1 Las acciones de control</b>	<b>1</b>
1-1-1 El controlador on-off	1
1-1-2 La acción proporcional (P)	2
1-1-3 La acción integral (I)	3
1-1-4 La acción derivativa (D)	5
<b>1-2 El controlador PID básico</b>	<b>6</b>
<b>1-3 Elección del tipo de controlador</b>	<b>9</b>
1-3-1 Controlador on-off	9
1-3-2 Controlador P	9
1-3-3 Controlador PD	9
1-3-4 Controlador PI	9
1-3-5 Controlador PID	10
<b><i>Aspectos prácticos del controlador PID</i></b>	<b><i>11</i></b>
<b>2-1 Otros algoritmos lineales de control PID</b>	<b>12</b>
2-1-1 Polos y ceros del controlador	13
2-1-2 Conversión de parámetros	13
<b>2-2 Filtro en la acción derivativa</b>	<b>14</b>
<b>2-3 Estructuras de control PID</b>	<b>15</b>
<b>2-4 El problema de la saturación del término integral</b>	<b>17</b>
2-4-1 ¿Cómo se elimina la saturación del término integral en los controladores comerciales actuales?	18
2-4-2 Método de seguimiento integral	18
2-4-3 Ejemplo de seguimiento integral	20
<b>2-5 La problemática de los cambios de modo</b>	<b>20</b>
2-5-1 Transferencia en controladores con seguimiento integral	21
2-5-2 Ejemplo de cambios de modo	21
<b>2-6 Controladores PID discretos</b>	<b>22</b>
2-6-1 Versión discreta del algoritmo de control no interactivo	22
2-6-2 Selección del período de muestreo $h$	24
<b><i>Ajuste empírico</i></b>	<b><i>27</i></b>
<b>3-1 Estimación de las características del proceso</b>	<b>27</b>
3-1-1 Estimación en lazo abierto	27
3-1-2 Estimación en lazo cerrado	29
3-1-3 Recomendaciones para la estimación	30
<b>3-2 Criterios de sintonía</b>	<b>31</b>
<b>3-3 Fórmulas de sintonía</b>	<b>34</b>
3-3-1 Fórmulas de Ziegler y Nichols	34
3-3-2 Mejoras de las fórmulas de Ziegler y Nichols	35
3-3-3 Fórmulas con criterios integrales	37
3-3-4 Fórmulas con criterios frecuenciales	38
3-3-5 Características de las fórmulas	40

---

<b><i>Métodos de autosintonía</i></b> .....	<b>41</b>
<b>4-1 ¿Qué se entiende por Autosintonía? ¿y por Sintonía Automática?</b> .....	<b>41</b>
<b>4-2 Autosintonía por análisis de la respuesta transitoria</b> .....	<b>43</b>
4-2-1 ¿Cómo analizar la respuesta? .....	43
4-2-2 ¿Cómo estimar un modelo del proceso? .....	45
4-2-3 ¿Cómo ajustar los parámetros de control? .....	46
4-2-4 ¿Qué limitaciones tienen estos métodos? .....	47
<b>4-3 Sintonía automática por el método del relé</b> .....	<b>48</b>
<b>4-4 Recomendaciones</b> .....	<b>49</b>
<b><i>Ejemplos</i></b> .....	<b>51</b>
<b>5-1 Estimación de las características en lazo abierto</b> .....	<b>52</b>
<b>5-2 Selección y sintonía del controlador</b> .....	<b>53</b>
<b>5-3 Prueba de los ajustes</b> .....	<b>53</b>
<b>5-4 Sintonía de un controlador discreto</b> .....	<b>55</b>
<b><i>Bibliografía</i></b> .....	<b>57</b>
<b><i>Enlaces WWW de interés</i></b> .....	<b>60</b>

En cualquier problema elemental de control siempre se considera que se dispone de una *variable medida* también conocida como *variable de proceso o variable controlada* ( $y(t)$ ) que debe seguir a un *punto de consigna o variable de referencia* ( $r(t)$ ) con el mínimo *error* posible ( $e(t) \rightarrow 0$ ) a pesar de las *perturbaciones* ( $d(t)$ ) que actúan sobre el proceso. Para conseguir esto se tiene acceso a una *señal de control o variable manipulada* ( $u(t)$ ) que permite modificar el valor de la variable controlada. El problema de control planteado se resuelve en los controladores con la ayuda del principio de realimentación. Este principio fundamental consiste en comparar la variable de proceso con el punto de consigna y en utilizar esta comparación como mecanismo básico para obtener el valor de la variable manipulada (ver figura 1-1).

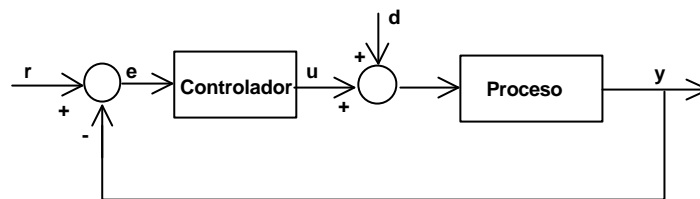


Figura 1-1 Esquema básico de un sistema de control realimentado

En este capítulo se presenta de forma elemental el estudio y los fundamentos de los controladores PID. En los últimos veinticinco años se han producido grandes avances en la teoría del control automático, en la electrónica y en la informática que han facilitado la utilización en aplicaciones reales de complejos algoritmos de control. Sin embargo, en regulación de procesos industriales, el controlador PID sigue siendo con mucho el más utilizado.

Las razones, por las que los modernos algoritmos de control no han conseguido desplazar al PID, hay que buscarlas no sólo en sus dos grandes ventajas (la robustez y las intuitivas relaciones entre sus parámetros y la respuesta del sistema) sino también en que, dada su flexibilidad, el control PID se ha podido beneficiar de todos esos avances tecnológicos.

La prueba más clara de la evolución en los controladores PID es que la mayoría de los fabricantes están dotando a los reguladores industriales de: ayudas al operario en el ajuste de sus parámetros (sintonía automática o presintonía), o de procedimientos para el ajuste automático de parámetros cuando las condiciones de funcionamiento del sistema así lo requieran (autosintonía).

## 1-1 Las acciones de control

El controlador PID se puede considerar como una extensión natural del más elemental de todos los controladores: el *controlador on-off* o *controlador tipo relé*.

### 1-1-1 El controlador on-off

Es el tipo más simple de controlador en el que se puede pensar. Su señal de salida viene dada por:

$$u = \begin{cases} u_{\max} & e > 0 \\ u_{\min} & e < 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

donde  $e = r - y$  es el error de control (ver figura 1-2). En lo que sigue se supone que el proceso tiene una ganancia estática positiva, es decir que un aumento en la variable manipulada da lugar a un aumento en la variable de proceso. La señal de control del controlador on-off solo puede tomar dos valores  $u_{\max}$  y  $u_{\min}$  (dependiendo de si el error es positivo o negativo). Una gran desventaja de este controlador es su tendencia natural a "oscilar" cuando la señal de referencia es constante; en otras palabras incluso aunque el punto de consigna no cambie, la variable manipulada conmutará continuamente entre sus dos niveles. Esto a su vez implica que la variable controlada oscilará alrededor del valor deseado. Si por ejemplo, se está controlando el nivel en un tanque con la ayuda de una válvula que solo puede tomar los valores de "abierta" o "cerrada", se

tendrá naturalmente que abrir y cerrar la válvula alternativamente con el fin de mantenerse en promedio alrededor del punto de consigna.

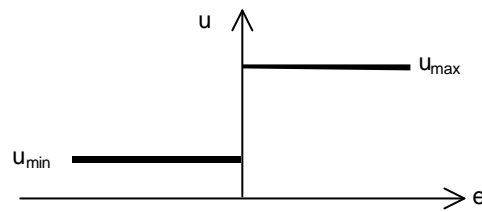


Figura 1-2 Característica de un controlador on-off

El controlador on-off es discontinuo para  $e = 0$ . Esto puede originar problemas cuando el error es pequeño. La señal de control oscilará entre sus dos valores. Esta oscilación cuando es rápida se conoce como *chattering* y genera una especie de movimiento de deslizamiento a lo largo de la referencia. La oscilación en la señal de control puede también originarse por un ruido de alta frecuencia en la medida. En muchas situaciones las oscilaciones en la señal de control pueden tolerarse ya que las oscilaciones en la salida pueden ser muy pequeñas. Sin embargo si el actuador es de tipo mecánico las oscilaciones pueden producir su deterioro y deberían por lo tanto evitarse.

Una forma de evitar esta oscilación es introducir un retardo mayor en el controlador. Esto se puede hacer utilizando un relé con histéresis (ver figura 1-3). Si la anchura de la histéresis es mayor que la amplitud de pico a pico del ruido de medida entonces el ruido no dará lugar a oscilaciones. La frecuencia de las oscilaciones depende de la anchura de la histéresis.

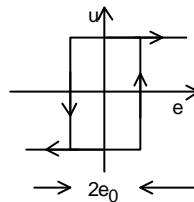


Figura 1-3 Característica de un relé con histéresis

Una extensión natural del controlador on-off consiste en introducir más de dos niveles. En el caso extremo se pueden tener infinitos niveles entre los valores máximo y mínimo de la señal de control. Se tiene así un controlador que es lineal para valores pequeños del error y que es el objeto del siguiente apartado:

### 1-1-2 La acción proporcional (P)

Una forma de superar la oscilación del controlador on-off es reducir la ganancia del controlador para valores pequeños del error  $e$ . Esto se puede conseguir introduciendo una banda proporcional o un controlador P. La señal de control en un controlador P viene dada por:

$$u = \begin{cases} u_{\max} & e > e_0 \\ u_0 + K_p e & -e_0 < e < e_0 \\ u_{\min} & e < -e_0 \end{cases} \quad (1.2)$$

donde  $u_0$  es el nivel de la señal de control cuando no hay error de control y  $K_p$  es la *ganancia* del controlador. En la figura 1-4 se muestra gráficamente la característica de este controlador. En muchos controladores industriales se suele especificar la *banda proporcional* en lugar de la ganancia. La relación entre ambas se puede expresar como:

$$BP = \frac{100}{K_p} \%$$

Esta definición se aplica si  $K_p$  es un número adimensional. Así una ganancia de  $K_p = 1$  supone una banda proporcional de  $BP = 100 \%$ . La ganancia del controlador  $K_p$  puede ser negativa o positiva. Cuando  $K_p > 0$  se dice que el controlador es de *acción directa*. En este caso si se produce un incremento positivo de la variable controlada, el controlador responde con un incremento negativo de la variable manipulada para contrarrestarlo. El sistema de control empleado en un intercambiador de calor es un ejemplo de este tipo ya que si aumenta la temperatura de salida, el controlador debe reducir la apertura de válvula para dejar pasar menos vapor y restablecer así la temperatura de consigna. Si  $K_p < 0$  el controlador es de *acción inversa* de forma que si se produce un incremento positivo de la variable controlada, el controlador responde con un incremento también positivo de la variable manipulada. Un ejemplo es un sistema de control de nivel en el que si sube el nivel del líquido debido a un aumento del caudal de entrada, el controlador debe aumentar la apertura de válvula para restaurar el nivel inicial.

Con el controlador P desaparecen las oscilaciones que se producen con un controlador on-off, sin embargo esto es a costa de que surja un nuevo problema. Ahora ya no es posible afirmar que no habrá error en estado estacionario o en otras palabras que coincidirán el punto de consigna y la variable controlada cuando se alcance el estado estacionario. Cuando la señal de error es pequeña el controlador P se encuentra operando dentro de su banda proporcional y la relación entre la señal de control  $u$  y el error  $e$  se puede expresar como:

$$u(t) = u_0 + K_p e(t) \Rightarrow e(t) = \frac{u(t) - u_0}{K_p}$$

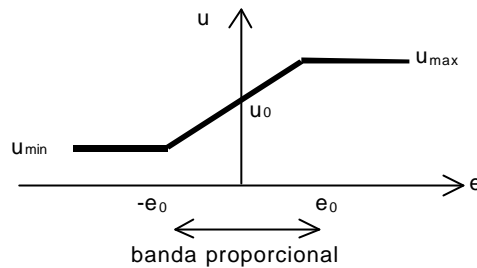


Figura 1-4 Característica de un controlador P con acción directa

$$u(t) = u_0 + K_p e(t) \Rightarrow e(t) = \frac{u(t) - u_0}{K_p}$$

En el estado estacionario, la señal de error  $e$  será nula si y solo si se cumple al menos una de las dos condiciones siguientes:

1.  $K_p = \infty$
2.  $u_0 = u$

En el primer caso se tiene un controlador P con ganancia infinita o lo que es lo mismo con una banda proporcional igual a cero (esto representa el controlador on-off que se analizó en el apartado anterior). El segundo caso expresa que es posible eliminar el error en estado estacionario si se puede encontrar un valor de  $u_0$  que cumpla la condición  $u_0 = u$  para todos los valores del punto de consigna  $r$ . También se observan las propiedades siguientes:

- Cuanto más grande sea la ganancia  $K_p$  del controlador P más pequeño será el valor del error  $e$ .
- Se minimizará el máximo error que puede ocurrir en estado estacionario si se selecciona un valor de  $u_0$  que se encuentre localizado justamente en el centro del rango de trabajo de la señal de control. En la mayoría de los controladores se escoge  $u_0 = 50\%$ .

Un ejemplo típico de control proporcional se muestra en la figura 1.5 donde se observa la conducta de la variable controlada después de un salto en escalón unitario en el punto de consigna. Se observan los siguientes hechos característicos cuando aumenta la ganancia  $K_p$  del controlador: 1) el error en estado estacionario disminuye, 2) el proceso responde más rápidamente, y 3) la sobreelongación y las oscilaciones aumentan.

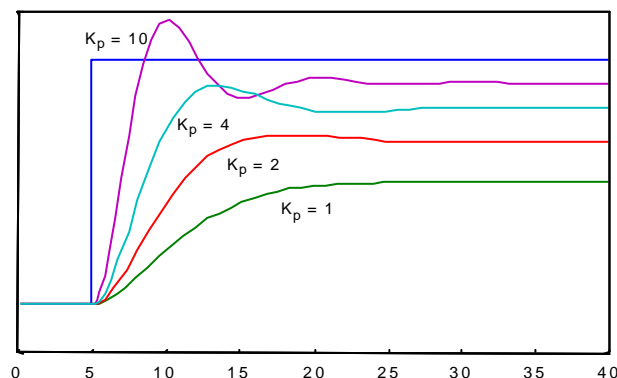


Figura 1-5 Simulación de un sistema en lazo cerrado con un controlador P

### 1-1-3 La acción integral (I)

El controlador PI elimina el problema del error en estado estacionario frente a perturbaciones de carga constante. La acción integral I se emplea para determinar de forma automática el valor correcto de  $u_0$ . La señal de control  $u$  en un controlador PI viene dada por:

$$u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right) \quad (1.3)$$

donde  $T_i$  es el tiempo integral del controlador PI. El nivel constante  $u_0$  del controlador P ha sido sustituido por la acción integral:

$$u(t) = P + u_0 = P + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt$$

En la figura 1-6 se muestra una forma de hacerlo (a esta implementación del controlador PI se la conoce también como *realización serie*).

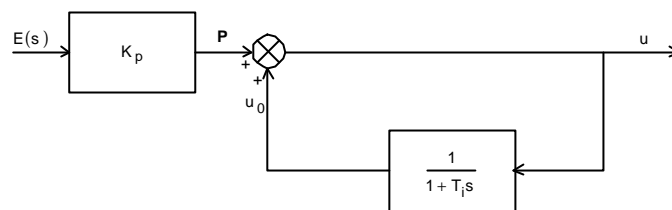


Figura 1-6 Controlador PI implementado como un ajuste automático de  $u_0$

La idea es simplemente filtrar la parte de bajas frecuencias de la señal de error y sumarla a la acción proporcional P. Obsérvese que el lazo cerrado tiene realimentación positiva. Si se analiza el sistema de la figura 1-6 se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$U(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

que es la función de transferencia de un controlador PI. Se puede demostrar de forma muy directa que un controlador con acción integral I siempre va a producir un estado estacionario con error nulo. Para ello se va a suponer que el sistema se encuentra en un estado estacionario (en esta situación la señal de control  $u$ , la salida  $y$  y el error  $e$  son constantes). Sea  $e_0$  el valor del error y  $u_0$  el de la señal de control. Teniendo en cuenta el algoritmo de un controlador PI se sigue fácilmente que:

$$u_0 = K_p \left( e_0 + t \frac{e_0}{T_i} \right)$$

Esto contradice la hipótesis de que  $u_0$  es constante a menos que  $e_0$  sea cero. El argumento dado obviamente se mantiene para cualquier controlador que posea acción integral. Sin embargo debe observarse que no necesariamente tiene que existir una solución en estado estacionario. La introducción de la acción integral puede inestabilizar al sistema en lazo cerrado.

Otro argumento intuitivo que ayuda a comprender los beneficios de la acción integral es observar que cuando se introduce dicha acción entonces un pequeño error que tenga el mismo signo durante un largo período de tiempo puede generar un gran valor de la señal de control. Algunas veces se utiliza un controlador de la forma:

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt$$

Esto se conoce como un controlador I o un *controlador flotante*. El nombre de flotante tiene relación con el hecho de que con control integral no hay una correspondencia directa entre el error y la señal de control.

Las propiedades de la acción integral se ilustran en la figura 1-7 que muestra la simulación de un sistema con control PI. La ganancia proporcional  $K_p$  se mantiene constante en todas las curvas y se cambia el tiempo integral  $T_i$ .

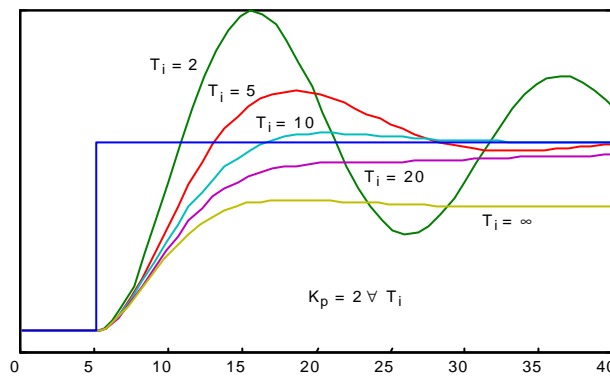


Figura 1-7 Simulación de un sistema en lazo cerrado con un controlador PI

El caso  $T_i = \infty$  corresponde al control P. Se observan los siguientes hechos característicos cuando se introduce la acción integral: 1) El error en estado estacionario se elimina cuando  $T_i$  tiene valores finitos. 2) Cuando  $T_i$  disminuye (mayor acción integral), la respuesta se hace cada vez más oscilatoria, pudiendo en último término llegar a inestabilizar al sistema.

### 1-1-4 La acción derivativa (D)

Una característica que limita el comportamiento del controlador PI es que solo considera los valores del error que han ocurrido en el pasado; no intenta predecir lo que le sucederá a dicha señal en el futuro inmediato. Este problema se ilustra en la figura 1-8. Las dos curvas que se muestran dan el mismo valor para la acción proporcional (mismo valor del error en el instante de tiempo  $t$ ) y la acción integral (mismo valor del área encerrada por la señal de error). Sin embargo se observa que existe una gran diferencia entre los dos casos. En la gráfica de la izquierda el valor del error está disminuyendo rápidamente (el controlador debería tomar en cuenta este hecho para evitar una acción brusca en la señal de control). En la gráfica de la derecha la señal de control ha estado disminuyendo en el pasado pero ha comenzado a aumentar su valor otra vez (en esta situación el controlador debería actuar con firmeza para modificar la tendencia que exhibe la señal de error).

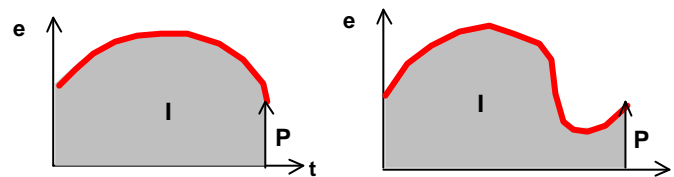


Figura 1-8 La señal de salida  $u(t)$  de un controlador PI es igual en los dos casos

La acción derivativa D realiza justamente este tipo de compensación que se fundamenta en introducir una acción de predicción sobre la señal de error. Una forma sencilla de predecir es extrapolar la curva de error a lo largo de su tangente (ver figura 1-9). Esto significa que la acción de control se basa en el error predicho  $e_p$  que está definido por:

$$e_p(t + T_d) \cong e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}$$

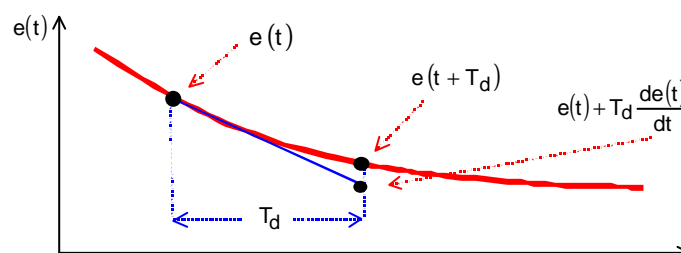


Figura 1-9 Interpretación de la acción derivativa como predicción

Esto da la ley de control

$$u(t) = K_p \left( e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) = P + D \tag{1.4}$$

que es un controlador PD. El parámetro  $T_d$  que es el tiempo derivativo se puede interpretar como un horizonte de predicción. Como la acción de control se basa en la salida predicha esto implica que es posible mejorar el amortiguamiento de un sistema oscilatorio. En la figura 1-10 se muestran las propiedades de un controlador con acción derivativa.

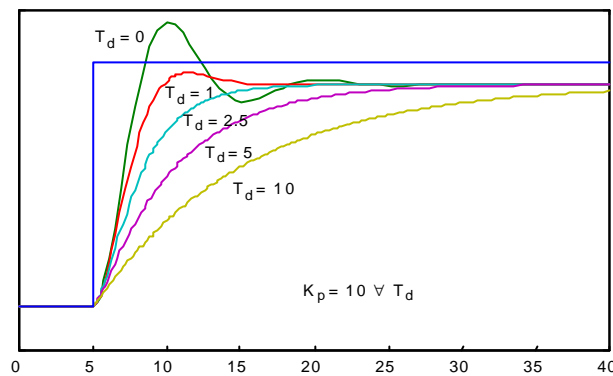


Figura 1-10 Simulación de un sistema en lazo cerrado con un controlador PD

Se observa que las oscilaciones se amortiguan cuando se utiliza la acción derivativa. Cuando  $T_d$  aumenta la salida tiene la forma de una curva exponencial. Esto se puede justificar con el siguiente razonamiento intuitivo. Si el tiempo derivativo  $T_d$  es mayor que las otras constantes de tiempo del sistema, el lazo de realimentación se puede interpretar como un sistema realimentado que intenta hacer pequeño el error predicho  $e_p$ . Esto implica que:

$$e_p(t) = e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} = 0$$

Esta ecuación diferencial tiene la solución  $e(t) = e(0)e^{-t/T_d}$ . Para valores grandes de  $T_d$  el error tiende a cero exponencialmente con una constante de tiempo de  $T_d$ . La utilización de la acción derivativa en el controlador ha demostrado que la predicción es beneficiosa, aunque si esta se basa en una extrapolación lineal tiene algunas limitaciones obvias. Si se dispone de un modelo matemático del proceso es posible predecir de forma más precisa lo que va a acontecer en el futuro inmediato. En realidad una de las grandes apuestas del control ha sido utilizar modelos matemáticos con este objetivo. Esto ha conducido a la teoría de observadores, de filtros de Kalman y su aplicación en el *control predictivo basado en modelos* que ha tenido una gran incidencia en el mundo industrial y cuya exposición escapa al alcance limitado de esta monografía.

Una desventaja de la acción derivativa es que hay que escoger muy cuidadosamente el valor del tiempo derivativo  $T_d$ . En las instalaciones industriales muy a menudo se desconecta la acción derivativa ( $T_d = 0$ ), sin embargo hay situaciones donde la introducción de la acción derivativa está especialmente recomendada. En concreto es el caso de procesos multi-capacitivos tales como el control de temperatura. Debido a la inercia del sistema es importante en este tipo de sistemas saber hacia donde se está evolucionando. La acción de calentamiento tiene que pararse a tiempo. Una conducción lenta de calor puede significar que incluso después de desconectar el sistema de calentamiento la temperatura continúe aumentando durante mucho tiempo. Durante este período la temperatura puede sobrepasar considerablemente su punto de consigna si no se ejerce una acción de control cuidadosa. Otro ejemplo donde es importante predecir el error es cuando hay grandes retardos o tiempos muertos en el proceso. En esta situación, desgraciadamente la acción derivativa no suele dar una buena predicción y hay que utilizar controladores específicos (basados en el predictor de Smith o en las estrategias de control predictivo) para solucionar el problema. Si no se tiene acceso a un controlador de este tipo es mejor en estos casos utilizar un controlador PI.

## 1-2 El controlador PID básico

El controlador PID básico combina las tres acciones (P, I y D) que se acaban de describir mediante el siguiente algoritmo de control:

$$u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) = P + I + D \quad (1.5)$$

Este algoritmo está considerado como el PID estándar por la ISA (Instrument Society of America). La figura 1-11 muestra las respuestas de las acciones básicas de control a dos entradas típicas, las funciones escalón y rampa.

A continuación se resumen los términos básicos que se han ido introduciendo en los anteriores apartados:

- **Acción proporcional (P);** es la acción que produce una señal de control proporcional a la desviación de la salida del proceso respecto al punto de consigna.
- **Acción integral (I);** es la acción que produce una señal de control proporcional al tiempo que la salida del proceso ha sido diferente del punto de consigna.

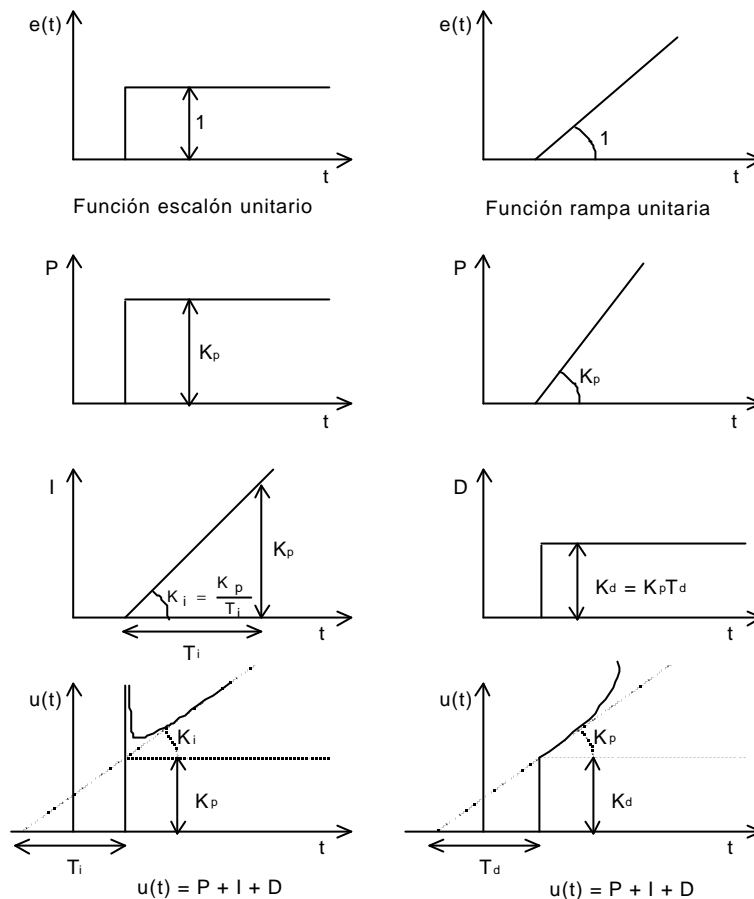


Figura 1-11 Respuesta de las acciones P, I, D y del PID a entradas escalón y rampa

- **Acción derivativa (D)**; es la acción que produce una señal de control proporcional a la velocidad con que la salida del proceso está cambiando respecto al punto de consigna.
- **Ganancias: proporcional ( $K_p$ ), integral ( $K_i = K_p/T_i$ ), y derivativa ( $K_d = K_p T_d$ )**. Son las constantes de proporcionalidad en las acciones de control proporcional, integral y derivativa, respectivamente.
- **Banda proporcional ( $BP = 100/K_p$ )**; es el cambio, expresado en %, que debe sufrir la salida del proceso para que la salida del bloque proporcional pase de su valor mínimo (0%) a su valor máximo (100%).
- **Constante de tiempo integral ( $T_i$ )**; es el tiempo, generalmente expresado en minutos, que debe transcurrir para que la acción integral alcance (iguale o repita) a la acción proporcional.
- **Frecuencia de reposición ( $1/T_i$ )**; expresada en repeticiones por minuto, indica el número de veces que la acción integral duplica a la acción proporcional en un minuto.
- **Constante de tiempo derivativa ( $T_d$ )**; es el intervalo de tiempo, generalmente expresado en minutos, en el que la acción derivativa adelanta a la acción proporcional.

En estas respuestas se observan las características principales de cada acción básica de control: la acción proporcional varía instantáneamente con el error y alcanza un valor estacionario cuando lo alcanza éste; la acción integral tiene en cuenta la historia pasada del error y sólo alcanza un estacionario cuando éste se hace cero; la acción derivativa predice los cambios en el error y se anula cuando éste alcanza un valor estacionario.

En la figura 1-11 también se pone gráficamente de manifiesto el significado y las relaciones entre los distintos parámetros de control ( $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ,  $T_i$  y  $T_d$ ) y las respuestas que se obtienen al combinar las tres acciones básicas (P, I y D) en el controlador PID.

El controlador PID combina en un único controlador la mejor característica de estabilidad del controlador PD y la no existencia de error en estado estacionario del controlador PI.

La adición de la acción integral a un controlador PD es esencialmente lo mismo que añadir dicha acción a un controlador P. En la figura 1-12 se muestra en una gráfica el resultado comparativo de los controladores P, PD, PI y PID que se han

estudiado a lo largo del apartado anterior. La selección de los parámetros del controlador PID significa encontrar un compromiso entre estabilidad y velocidad.

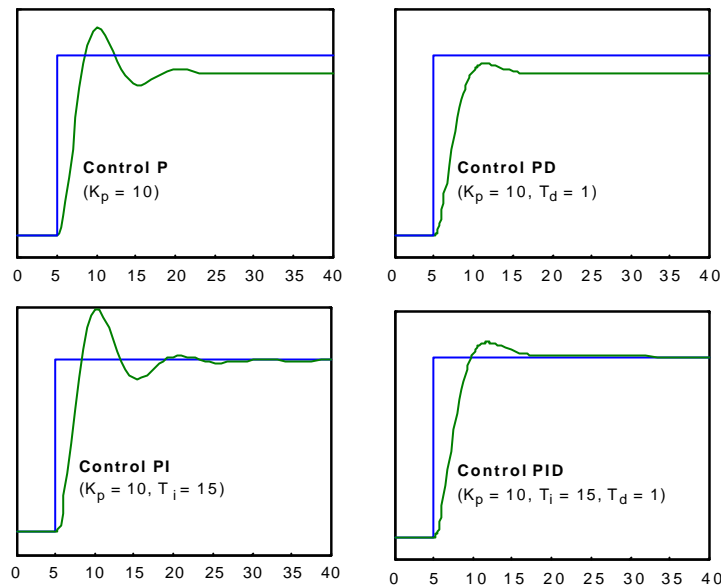


Figura 1-12 Comparación del comportamiento de los controladores P, PD, PI y PID

La Tabla 1.1 muestra entre otras características como se modifican la estabilidad y la velocidad cuando se cambian los parámetros del controlador. Conviene tener presente que la Tabla 1.1 sólo contiene reglas heurísticas y por lo tanto hay excepciones. Por ejemplo, un aumento de la ganancia del controlador a menudo produce un control más estable en el caso de un control de nivel.

Cuando los parámetros de un controlador PID se ajustan manualmente se puede seguir el procedimiento siguiente:

1. Anular en el controlador PID la acción integral ( $T_i = \infty$ ) y la acción derivativa ( $T_d = 0$ ) y ajustar la acción proporcional para obtener las características de respuesta deseada.
2. Ir reduciendo el tiempo integral  $T_i$  hasta un valor apropiado. Si se observa la Tabla 1-1 esta acción provocará una reducción en la estabilidad, lo que a su vez significa que se tiene que reducir la ganancia del controlador  $K_p$ . Cuando el controlador PI produce un control satisfactorio se puede comenzar a modificar el tiempo derivativo  $T_d$ .
3. Ir aumentando el tiempo derivativo  $T_d$  hasta un valor apropiado. Si se observa la Tabla 1-1 esta acción provocará una mejora en la estabilidad, lo que a su vez significa que se puede aumentar la ganancia del controlador  $K_p$  y reducir el tiempo integral  $T_i$ .

Este procedimiento es poco práctico en su totalidad, hay otros procedimientos más efectivos, basados en la estimación de ciertas características del proceso a controlar, que se describen en el capítulo 3. Pero sí es útil para realizar un ajuste fino de los parámetros de control después de haber aplicado alguno de los procedimientos del capítulo 3.

	$K_p$ aumenta	$T_i$ disminuye	$T_d$ aumenta
<b>Estabilidad</b>	se reduce	disminuye	aumenta
<b>Velocidad</b>	aumenta	aumenta	aumenta
<b>Error en estado estacionario</b>	no eliminado	eliminado	no eliminado
<b>Área de error</b>	se reduce	disminuye hasta cierto punto	se reduce
<b>Perturbación control</b>	aumenta bruscamente	aumenta gradualmente	aumenta muy bruscamente
<b>Frecuencia de lazo</b>	no afecta hasta cierto punto	disminuye	aumenta

Tabla 1-1 Reglas heurísticas de los parámetros de control

La acción derivativa, de acuerdo con la Tabla 1-1, produce un control más rápido y más estable cuando se aumenta  $T_d$ . Esto es solo cierto hasta cierto punto y si las señales no están contaminadas con ruido. Si se sigue aumentando  $T_d$  por encima de

un determinado valor la estabilidad del sistema comenzará a empeorar. Como ya se ha mencionado, la función de la acción derivativa es estimar el cambio en el control  $T_d$  unidades de tiempo antes. Esta estimación naturalmente será pobre para grandes valores de  $T_d$ .

### 1-3 Elección del tipo de controlador

Una vez analizada la estructura del controlador PID y las funciones de sus distintas acciones, se puede considerar cuando es aconsejable desconectar alguna de ellas.

#### 1-3-1 Controlador on-off

Es el más simple de los controladores pero presenta la desventaja de dar lugar a oscilaciones en la variable de proceso. Como contrapartida es un controlador muy barato y que no requiere el ajuste de ningún parámetro. Resulta recomendable en aquellos procesos donde las oscilaciones no suponen ningún problema, se requiere un diseño poco costoso y no se quiere tener ningún problema con la selección de los parámetros del controlador. Este tipo de controladores es el más utilizado en nuestros electrodomésticos más sencillos tales como estufas, hornos, planchas etc.

#### 1-3-2 Controlador P

En ciertos tipos de procesos es posible trabajar con una ganancia elevada sin tener ningún problema de estabilidad en el controlador. Muchos procesos que poseen una constante de tiempo dominante o son integradores puros caen en esta categoría. Una alta ganancia en un controlador P significa que el error que resulta en el estado estacionario será pequeño y no se necesitará incluir la acción integral. Por ejemplo se puede aceptar este pequeño error en el control de nivel porque con frecuencia se trabaja con un tanque de compensación donde no es importante el nivel exacto que tiene; lo que se precisa es que el nivel permanezca dentro de ciertos límites prefijados. Otro ejemplo característico es el bucle interno de un controlador en cascada; el que la variable que se ha tomado como secundaria no alcance su valor no debe preocupar excesivamente.

#### 1-3-3 Controlador PD

Un proceso térmico con un buen aislamiento opera de forma análoga a un integrador. Casi toda la energía que se le suministra se emplea en elevar la temperatura del horno ya que las pérdidas son despreciables. Con esta clase de procesos es posible trabajar con ganancias elevadas en el controlador sin que sea necesario introducir la acción integral. Almacenan energía térmica en lugar de masa como en un control de nivel. Sin embargo los procesos térmicos además de actuar como un integrador a menudo tienen otra dinámica difícil que surge del transporte de calor dentro de la materia. Esto significa que solo en muy raras ocasiones es suficiente con un controlador P y que hay que complementarlo con la acción derivativa. Esta parte derivativa es la que permite parar a tiempo la entrada de energía. En algunos procesos térmicos se requiere también la segunda derivada. Esto se traduce en que no solamente se están analizando los cambios en la temperatura a través de la acción derivativa sino también su aceleración. El controlador PD es sensible al ruido ya que a altas frecuencias tiene una ganancia relativamente elevada. Una razón importante de por que los controladores PD funcionan tan bien con los procesos térmicos es porque a menudo se pueden medir las variables del proceso con bajos niveles de ruido.

#### 1-3-4 Controlador PI

Es la estructura más usual de controlador. La introducción de la acción integral es la forma más simple de eliminar los problemas de oscilación y error en el estado estacionario que aparecían en los controladores on-off y P respectivamente. Se puede funcionar muy aceptablemente sin la acción derivativa si no se ponen especificaciones muy severas sobre la velocidad del lazo de control. Otro caso muy común es cuando el desfase que introduce el proceso es moderado (procesos con una constante de tiempo dominante o incluso integradores puros). La acción derivativa más que una mejora en esta situación es un problema ya que amplifica el ruido existente.

También se recomienda la utilización de un controlador PI cuando hay retardos en el proceso. En realidad es con este tipo de dinámicas cuando más necesidad se tiene de predecir la conducta del error. Sin embargo no es un buen método obtener una predicción de cómo va a cambiar en el futuro inmediato la variable de proceso a partir de su derivada. Debido a los tiempos muertos hay un retardo antes de que los efectos de cualquier acción de control se puedan detectar sobre la variable de proceso. Es por lo tanto considerablemente mejor con esta clase de procesos intentar predecir su acción futura analizando la señal de control en combinación con un modelo del proceso. Esto es lo que hacen controladores especiales como el predictor de Smith para compensar los efectos adversos de los retardos. Si se dispone de un buen modelo con una estimación razonable del retardo el efecto neto es como si dicho retardo estuviera fuera del lazo de control. De esta forma es posible aumentar más la ganancia del controlador (lo que aumenta la velocidad de respuesta) sin que el sistema se inestabilice. Si no se dispone de un controlador de esta familia es mejor emplear un controlador PI que un controlador PID.

Un tercer caso en el que se debería desconectar la acción derivativa es cuando el proceso está contaminado con niveles de ruido elevados. Como primera medida por supuesto se debería filtrar el ruido existente, pero algunas veces esto no es suficiente. La acción derivativa entonces no da una buena predicción y es mejor eliminarla.

### 1-3-5 Controlador PID

La introducción de la acción derivativa suele mejorar el comportamiento del controlador, ya que permite aumentar las acciones proporcional e integral. Como ya se ha mencionado se emplea para mejorar el comportamiento de procesos que no poseen grandes retardos pero que si presentan grandes desfases, que es el caso típico de procesos con múltiples constantes de tiempo.

## Aspectos prácticos del controlador PID

Siempre que se va a aplicar un controlador PID a un proceso industrial, bien porque éste controlador sea parte de un regulador industrial monolazo, de un sistema de control distribuido, o porque se haya programado expresamente hay que tener en cuenta ciertas consideraciones prácticas. En este apartado se revisan de manera sucinta estas consideraciones, mientras que las de mayor relevancia se analizan con más detalle en los próximos apartados.

En el capítulo 1 se mostró que el controlador PID básico venía descrito por el siguiente algoritmo de control:

$$u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

pero no todos fabricantes de reguladores industriales utilizan este algoritmo de control, como se verá en el apartado 2-1.

Los actuadores y los dispositivos de medida prácticos tienen límites sobre el conjunto de valores permitidos y con frecuencia las variables correspondientes están escaladas en el rango 0-100%. Por ejemplo se habla de que una válvula tiene un valor nominal del 0% cuando está cerrada y del 100% cuando está completamente abierta. Los límites generalmente corresponden a 3-15 psig para los sistemas neumáticos ó 4-20 mA para los actuadores y transductores eléctricos, siendo éstos valores estándares en la industria.

El **escalado de las variables** de esta forma presenta algunas ventajas: es más fácil escoger un valor adecuado para la ganancia proporcional del controlador, se puede diseñar el algoritmo PID para que tenga buenas propiedades numéricas, y en general los instrumentistas encuentran mucho más comprensible las variables visualizadas.

Un transductor de caudal del tipo presión diferencial da una señal proporcional al cuadrado del caudal, al que habría que extraer la raíz cuadrada para mantener la linealidad del lazo. Análogamente el calentamiento eléctrico en el cual el calor generado depende de la señal de control al cuadrado podría necesitar de linealización a su salida. Dentro de este contexto también hay que considerar el **filtrado** de la acción derivativa y del ruido que actúa sobre el sistema.

En principio la ganancia de la respuesta en frecuencia del término derivativo crece sin acotación cuando la frecuencia aumenta. Sin embargo fuera del ancho de banda normal de la planta, la componente principal de la salida es simplemente o ruido de medida o del proceso. Por lo tanto y de forma genérica se debería establecer alguna restricción sobre la ganancia derivativa (típicamente se suele utilizar un factor de 10). Esto se puede conseguir mediante un filtro derivativo, como se describe en el apartado 2-2.

En el caso de los controladores discretos, para evitar que el ruido de planta o de medida de frecuencia superior a la de Nyquist ( $\omega_n = \pi/h$ , donde  $h$  es el período de muestreo) esté enmascarado por el propio proceso de muestreo se debería utilizar antes del muestreador un filtro analógico externo (filtro de antialiasing). Si este es un simple filtro RC de primer orden, la constante de tiempo apropiada es de  $h/\pi$ .

Cuando se producen variaciones tipo salto de posición en el punto de consigna, la acción derivativa provoca cambios bruscos en la salida del controlador. Para evitar estas transiciones abruptas es conveniente que el término derivativo opere sólo sobre la variable controlada. Análogamente presenta ciertas ventajas modificar el término proporcional para reducir la sobreelongación frente a saltos de posición en el punto de consigna. Con este objetivo, algunos reguladores industriales permiten elegir entre las estructuras de control que se describen en el apartado 2-3.

Aunque muchos aspectos de un sistema de control se pueden comprender utilizando un comportamiento lineal, existen algunos efectos no lineales que deben tomarse en cuenta. Inevitablemente todos los actuadores tienen limitaciones, así un motor tiene un rango de velocidad, una válvula no puede estar más que totalmente abierta ó cerrada y si ya tiene una apertura del 100% por más que se le ordene que se abra más no lo va a poder hacer.

Cuando un sistema de control funciona en un amplio rango de condiciones operativas puede suceder que la señal que genera el controlador alcance los límites del actuador. En el momento que ésto ocurre se rompe el lazo de realimentación, ya que el

actuador permanecerá en su valor límite independientemente del valor de la variable controlada, y se desconecta el ciclo básico de causa-efecto inherente al principio de realimentación. En estas condiciones si se está utilizando un controlador que posee acción integral, el error continúa integrándose. Esto significa que el término integral se puede hacer muy grande o coloquialmente 'saturarse'. La consecuencia de este fenómeno es que cualquier controlador que posea acción integral y no tenga mecanismos para contrarrestar este efecto puede dar lugar a grandes transitorios cuando se llega a uno de los valores límites del actuador. Este fenómeno se conoce como **windup** y existen distintas estrategias para contrarrestarlo, que en esencia consisten en limitar de alguna forma el crecimiento del término integral, como se verá en el apartado 2-4.

La ecuación (2.1) describe cómo funciona un controlador PID durante su **modo automático** de operación. Sin embargo, en ciertas situaciones el operador de planta puede desear inhibir el modo automático y modificar la salida del controlador manualmente. Este **modo manual** de operación es muy útil durante el arranque ó parada de la planta ó en situaciones de emergencia.

Los reguladores convencionales tienen un conmutador manual/automático que se utiliza para transferir al controlador del modo automático al manual y viceversa. Y puesto que dicha transferencia podría provocar saltos no deseados en el valor de la variable controlada, la gran mayoría de reguladores garantizan que el cambio de modo siempre será suave, sin salto (bumpless) en la variable manipulada, por tanto sin perturbar a la salida del proceso. La forma de obtener estas transferencias suaves en los controladores comerciales se analiza con cierto detalle en el apartado 2-5.

Un controlador puede estar en manual durante largos períodos de tiempo (incluso indefinidamente) si el operador no está satisfecho con el funcionamiento del sistema de control. En consecuencia, si un porcentaje significativo de los controladores en una sala de control están operando en modo manual, es un indicativo de que el sistema de control automático no está funcionando bien o de que los operadores de planta no tienen mucha confianza en su utilización.

## 2-1 Otros algoritmos lineales de control PID

En los reguladores industriales es frecuente encontrar distintas versiones del algoritmo de control PID. Cualquiera de ellas se puede considerar como perteneciente a uno de los tres grupos de controladores PID (*no interactivos*, *interactivos* y *paralelos*), representados en la figura 2-1. No obstante los fabricantes emplean de forma diferente estos términos, de manera que la única forma de saber qué tipo de algoritmo incorpora un determinado regulador es comparar la función de transferencia del controlador con las de la figura 2-1.

Se conoce con el nombre de **algoritmo no interactivo** de control PID al algoritmo clásico, dado por la expresión (2.1). Con el calificativo de no interactivo se quiere poner de manifiesto que las acciones de control integral y derivativa son independientes, aunque exista un parámetro del controlador, la ganancia proporcional  $K_p$ , que afecte a las tres acciones (proporcional, integral y derivativa). Como ya se ha dicho este algoritmo está considerado como el estándar por la ISA (Instrument Society of America), es el más citado en la bibliografía y el más utilizado actualmente.

Se conoce con el nombre de **algoritmo interactivo** (o algoritmo serie) de control PID al algoritmo generalmente empleado en los antiguos reguladores analógicos. Con el calificativo de interactivo se quiere recalcar que la modificación en cualquiera de las constantes de tiempo  $T_i$  o  $T_d$  afecta a las tres acciones (proporcional, integral y derivativa), tal como se entienden dichas acciones en el algoritmo clásico. Este algoritmo surgió como una posibilidad de realizar control PID analógico con dos amplificadores, a diferencia del no interactivo que requiere el uso de tres amplificadores. De ahí que en la mayoría de los reguladores analógicos, buscando el ahorro económico, se usara el algoritmo interactivo. En la actualidad, aunque ya no existen inconvenientes en la realización digital del control PID no interactivo, algunos fabricantes siguen ofreciendo la posibilidad de elegir el algoritmo interactivo. Así se cubre la demanda de quienes; desean mantener la validez de las técnicas de ajuste, habituales en controladores analógicos, y sacar el máximo provecho a la experiencia anterior de los operadores de planta.

Se conoce con el nombre de **algoritmo paralelo** de control PID al algoritmo que permite modificar cada acción por separado. Con el calificativo de paralelo se quiere indicar que las tres acciones (proporcional, integral y derivativa) son independientes. Este tipo de algoritmo no tiene en principio ninguna ventaja respecto a los dos anteriores, salvo el poder ajustar cada acción por separado. Sin embargo es el más utilizado en los libros de texto.

En la figura 2-1 se incluye una realización para cada algoritmo mediante bloques elementales. Las funciones de transferencia se han expresado en función de los tres parámetros más habituales en cada uno de ellos. En el apartado 2-1-2 se incluye un estudio detallado de las relaciones entre estos parámetros.

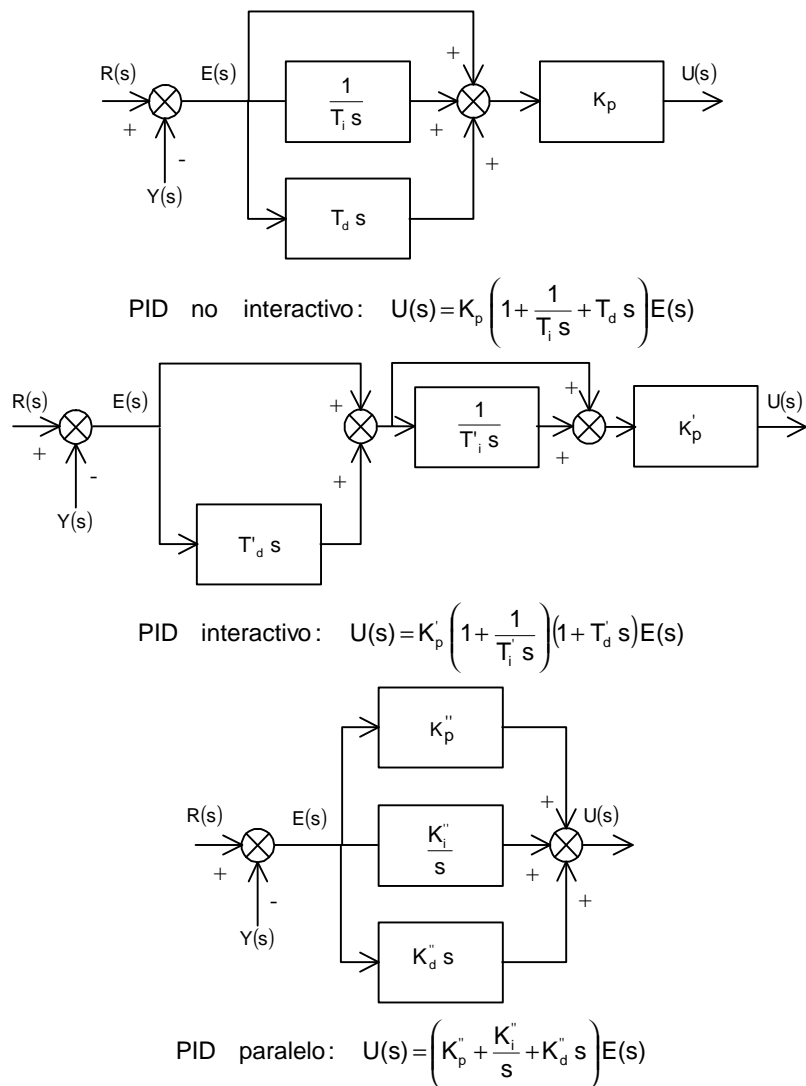


Figura 2-1 Algoritmos de control PID y su realización con bloques elementales

### 2-1-1 Polos y ceros del controlador

Por las funciones de transferencia se observa que todos los controladores PID introducen un polo en el origen, debido a la acción integral, y dos ceros que pueden ser reales o complejos en los casos de control no interactivo y paralelo, pero que son reales en el caso interactivo. Los ceros dependen únicamente de las constantes de tiempo integral y derivativa. Así por ejemplo en el caso no interactivo si  $T_i > 4T_d$  los ceros son reales, si  $T_i = 4T_d$  el cero es doble, y cuando  $T_i < 4T_d$  los ceros son complejos conjugados.

En algunos sistemas de control, la misión del controlador es cancelar el polo o polos dominantes del proceso. En este sentido, los algoritmos no interactivo y paralelo son más generales que el interactivo. Sin embargo, si se tiene en cuenta que en la mayoría de los procesos industriales los polos son reales, se puede utilizar cualquier algoritmo de control; el interactivo sin ninguna condición, el no interactivo con la condición  $T_i > 4T_d$ , y el paralelo si se cumple  $(K''_p)^2 > 4 K''_i K''_d$ .

Si uno de los ceros del controlador se emplea en cancelar el polo dominante del proceso y el otro cero se elige con tal de mejorar la estabilidad. En los casos no interactivo e interactivo se dispone de un tercer parámetro la ganancia proporcional para situar los polos del sistema en lazo cerrado en posiciones adecuadas. En el caso paralelo el procedimiento no es tan fácil pues la elección de los ceros impone unas restricciones sobre los tres parámetros y la variación posterior de cualquiera de ellos obligaría a la modificación de los demás.

### 2-1-2 Conversión de parámetros

El estudio de los tres tipos de algoritmos de control PID permite establecer unas relaciones de equivalencias entre ellos y en definitiva entre sus parámetros característicos. En la tabla 2-1 se recogen las fórmulas de conversión entre los algoritmos no interactivo e interactivo; para cada algoritmo de control se indican sus parámetros y las expresiones que los relacionan con los parámetros del otro algoritmo. De las fórmulas de conversión se deduce que:

- Un algoritmo no interactivo se puede expresar de la forma interactiva sólo si  $T_i \geq 4T_d$ , como se podía esperar del análisis de ceros efectuado en el apartado anterior. Sin embargo, no existe ningún inconveniente en pasar del interactivo al no interactivo. Esto vuelve a confirmar que el algoritmo de control no interactivo es más general e incluye como caso particular al interactivo.
- El paso del algoritmo no interactivo a paralelo y viceversa es inmediato, como se podía esperar de la comparación entre sus funciones de transferencia, y no está sujeto a ningún tipo de restricción.

PID	Parámetros	
No interactivo	$K_p$	$K'_p \left( 1 + \frac{T'_d}{T_i} \right)$
	$T_i$	$T'_i + T'_d$
	$T_d$	$\frac{T'_i T'_d}{T'_i + T'_d}$
Interactivo	$\frac{K_p}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{4T_d}{T_i}} \right)$	$K'_p$
	$\frac{T_i}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{4T_d}{T_i}} \right)$	$T'_i$
	$\frac{T_i}{2} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4T_d}{T_i}} \right)$	$T'_d$

Tabla 2-1 Fórmulas de conversión de parámetros entre los algoritmos no interactivo e interactivo

Por otra parte, como toda la terminología en control PID se define a partir del algoritmo no interactivo, es conveniente tener claras ciertas referencias hacia él:

- Si se elige el controlador interactivo, el máximo tiempo derivativo efectivo, es decir el mayor  $T_d$  del no interactivo equivalente, se obtiene para  $T'_d = T'_i$ . En este caso la ganancia proporcional es  $K_p = 2 K'_p$ , la constante de tiempo integral es  $T_i = 2T'_i$  y la constante de tiempo derivativa es  $T_d = 0.5 T'_i = 0.25 T_i$ .
- Cuando  $T'_d > T'_i$ , el parámetro  $T'_d$  del algoritmo de control interactivo tiene mayor influencia en el tiempo integral efectivo ( $T_i$ ) y por tanto en la acción integral que el parámetro  $T'_i$ . Ocurre todo lo contrario respecto a la acción derivativa que se verá más influenciada por  $T'_i$  que por  $T'_d$ . Esta situación de relación inversa entre las constantes de tiempo integral y derivativa del algoritmo interactivo y las acciones de control derivativa e integral del no interactivo equivalente se resuelve con la recomendación de utilizar siempre  $T'_d < T'_i$  en el algoritmo interactivo.

### 2-2 Filtro en la acción derivativa

La funciones de transferencias de la figura 2-1 se conocen con el nombre de ideales porque, en la práctica, el cálculo de la derivada es imposible de realizar, y se sustituye por una pseudoderivada. El controlador PID no interactivo viene descrito entonces por la siguiente función de transferencia

$$U(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d}{\alpha T_d s + 1} s \right) E(s) \tag{2.2}$$

siendo  $\alpha < 1$  el factor de filtro derivativo, que toma valores típicos entre 0.05 y 0.1. Esta modificación se puede interpretar como que la acción derivativa ideal se filtra por un sistema de primer orden con constante de tiempo  $\alpha T_d$ . La nueva acción derivativa

$$U_d(s) = \frac{K_p T_d s}{\alpha T_d s + 1} E(s) \tag{2.3}$$

actuará como verdadera derivada sólo a frecuencias bajas, y su ganancia a altas frecuencias está limitada a  $K_p/\alpha$ . Luego el ruido a altas frecuencias será amplificado como mucho por ese valor y no por un valor elevado como en el caso ideal.

En la realización práctica de un controlador PID interactivo, el bloque D se sustituye por una red de adelanto, con valor típico  $\alpha'$  de 0.1, dando como resultado la siguiente función de transferencia:

$$U(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( \frac{1 + T_d' s}{1 + \alpha' T_d s} \right) E(s) \quad (2.4)$$

Cuando el controlador PID incluye filtro derivativo, las relaciones de equivalencia de la tabla 2-2 no se pueden ampliar haciendo simplemente  $\alpha' = \alpha$ , es decir, suponiendo que el nuevo parámetro del algoritmo interactivo es equivalente al factor de filtro derivativo del no interactivo. Es necesario hacer un nuevo estudio completo de las dos funciones de transferencia, véase (Morilla 1990b).

### 2-3 Estructuras de control PID

El sistema de control PID permite una gran flexibilidad, no sólo en el algoritmo de control, sino también por lo que se refiere al tratamiento de la señal de referencia. Algunos fabricantes incorporan esta última característica en sus reguladores industriales, lo que permite elegir entre diferentes estructuras de control o, lo que es equivalente, entre diferentes ecuaciones (como es el caso de Honeywell).

La figura 2-2 muestra las tres posibles estructuras de control PID, donde la acción derivativa tiene incorporado el filtro. En la estructura PID las tres acciones de control (proporcional, integral y derivativa) actúan sobre la señal de error, según el algoritmo de la ecuación (2.1). En la estructura PI-D la acción derivativa actúa únicamente sobre la salida del proceso; de esta forma se evitan, respecto a la estructura PID, señales de control excesivamente elevadas cuando se producen cambios bruscos en el punto de consigna (ver ecuación (2.5)).

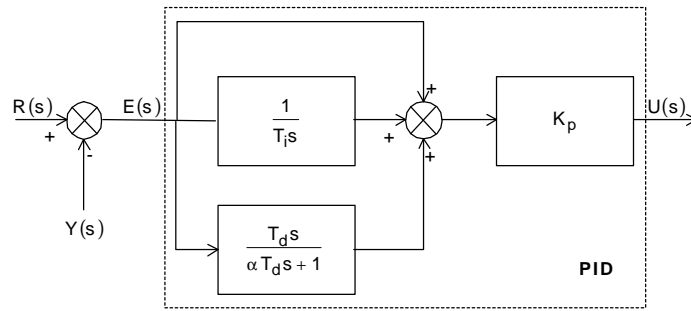
$$u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt - T_d \frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (2.5)$$

En la estructura I-PD se eliminan además los cambios bruscos en la señal de control debidos a la acción proporcional, ya que sólo la acción integral actúa sobre la señal de error, ver ecuación (2.6).

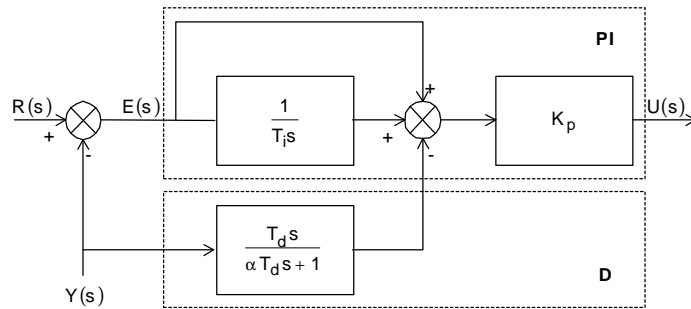
$$u(t) = K_p \left( -y(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt - T_d \frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (2.6)$$

La elección de una u otra estructura no afecta a la estabilidad del sistema en lazo cerrado, pues la ecuación característica es la misma en los tres casos, ni tampoco a la respuesta del sistema a cambios en la carga, pero sí modifica la respuesta del sistema para cambios en el punto de consigna. La experiencia sobre estos tipos de estructura permiten afirmar que, en igualdad de condiciones, es decir, con los mismos parámetros de control:

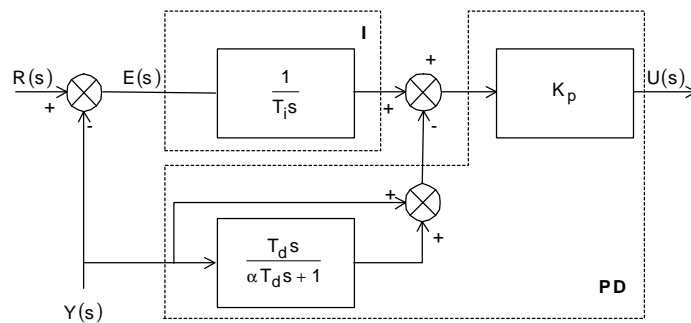
- El cambio de estructura PID a PI-D suele dar lugar a respuestas, para cambios en el punto de consigna, con mayor tiempo de subida y mayor sobrelongación, por tanto suele alargar el transitorio. Al mismo tiempo, este cambio de estructura implica una gran reducción en el valor inicial de la señal de control pero una mínima mejora en su evolución. De ahí que la estructura PI-D no significa una mejora en la respuesta del sistema.
- El cambio de estructura PID a I-PD da lugar a respuestas con mayor tiempo de subida, menor sobrelongación y prácticamente el mismo tiempo de asentamiento, por tanto mejora el transitorio. Todo ello con un esfuerzo mucho menor en la señal de control, que hace muy recomendable la estructura I-PD en sistemas de control sometidos a grandes cambios en el punto de consigna.



a) Estructura PID



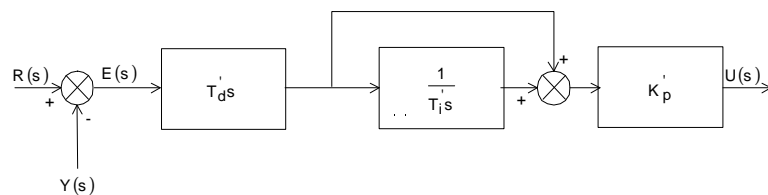
b) Estructura PI-D



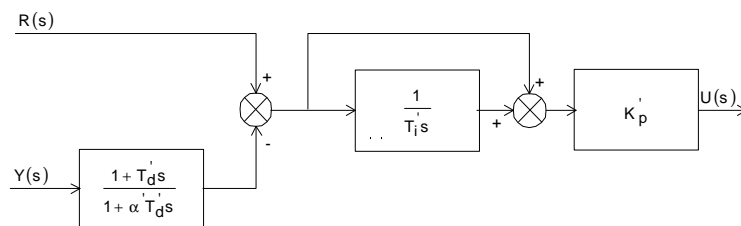
c) Estructura I-PD

Figura 2-2 Estructuras de control PID no interactivo

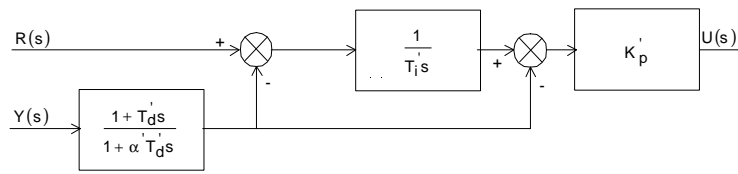
Las estructuras PI-D e I-PD, tienen la misma interpretación en el algoritmo no interactivo y en el paralelo, en los que las acciones integral y derivativa son separables. Sin embargo tienen otro significado en el algoritmo interactivo, como se observa en la figura 2-3, aunque el efecto último sea similar.



a) Estructura PID



b) Estructura PI-D



c) Estructura I-PD

Figura 2-3 Estructuras de control PID interactivo

En Hang, Aström y Ho (1991) se propone el algoritmo de control no interactivo descrito por la ecuación (2.7), que engloba como caso particular la estructura PI-D cuando  $\beta = 1$  y la estructura I-PD cuando  $\beta = 0$ ; para valores intermedios el factor de peso  $\beta$  actúa como filtro frente a los cambios bruscos del punto de consigna.

$$u(t) = K_p \left( \beta r(t) - y(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt - T_d \frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (2.7)$$

## 2-4 El problema de la saturación del término integral

En la figura 2.4 se muestra la evolución de las señales (salida del proceso, señal de control y acción integral) representativas de un sistema de control cuando se produce un cambio en el punto de consigna. En cada gráfica se han recogido tres situaciones que, mediante el análisis posterior, permiten poner de manifiesto:

- Cómo será la respuesta del sistema (trazo punteado) si no hay saturación de la señal de control.
- Qué deterioro sufre esta respuesta (trazo discontinuo) cuando la señal de control está limitada entre  $u_{\min}$  y  $u_{\max}$ , pero en el controlador no se toma ninguna acción para evitar la saturación del término integral
- Cómo será la respuesta del sistema (trazo continuo) cuando la señal de control está limitada y el controlador incorpora un mecanismo para evitar el windup.

**Análisis de la señal de control.** En la situación (a) se observa que el cambio en el punto de consigna provoca un cambio instantáneo en la señal de control, que lo lleva a un valor muy por encima de su valor máximo  $u_{\max}$ . Pero rápidamente comienza a disminuir y se sitúa dentro de los límites permitidos. En la situación (b) se observa que en el primer instante, la señal de control alcanza su valor máximo  $u_{\max}$  y en éste permanece hasta que, transcurrido un cierto tiempo  $t_3$ , la acción integral consigue sacarlo de ahí. En la situación (c) se observa algo parecido a la situación (b) pero la señal de control permanece mucho menos tiempo,  $t_1$ , en su valor máximo.

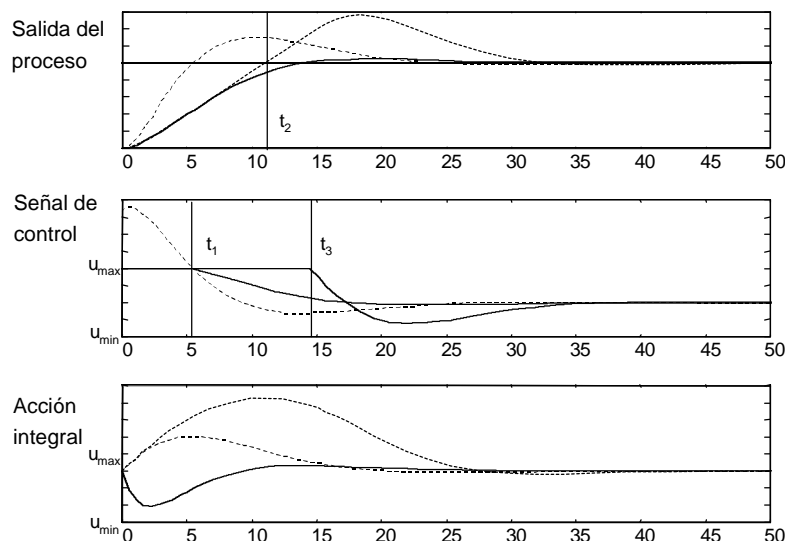


Figura 2.4 Simulación que ilustra el efecto de la saturación del término integral

**Análisis de la acción integral.** En la situación (a) se observa que la acción integral tiene su máxima contribución en la señal de control en el instante  $t_1$ , cuando la salida del sistema llega al punto de consigna y el error se hace nulo. A partir de ese momento tiende a recuperar su valor inicial (típico cuando el proceso incorpora un integrador como ocurre en esta simulación) o el valor necesario para mantener a la salida del sistema en el punto de consigna. En la situación (b) se observa que la acción integral tiene un crecimiento sostenido hasta  $t_2$ , cuando la salida del sistema llega al punto de consigna y el error se hace nulo. A partir de ese momento tiende a recuperar su valor inicial, pero esta tendencia no se deja ver en la señal de control hasta  $t_3$ , pues la acción integral ha estado muy por encima del valor máximo  $u_{\max}$ , y aún sigue estándolo. Por el

contrario, en la situación (c), la evolución de la acción integral hasta el instante  $t_1$  ha estado condicionada a que la señal de control estaba saturada, pero a partir de ese mismo instante, la acción integral tiende a recuperar su valor inicial.

**Análisis de la salida del proceso.** La respuesta del sistema en la situación (a) presenta una sobreelongación que estará de acuerdo con el ajuste que se haya hecho del controlador. En la situación (b) la respuesta del sistema se ha deteriorado mucho; es más lenta, presenta una mayor sobreelongación y en consecuencia tarda mucho más tiempo en alcanzar el nuevo punto de consigna. Este deterioro es consecuencia de la limitación del actuador y de la aparición del windup. Mientras que en la situación (c) la respuesta del sistema también se ha deteriorado, pero menos; es más lenta, presenta una menor sobreelongación y en consecuencia tarda casi el mismo tiempo en alcanzar el nuevo punto de consigna. Este deterioro es sólo consecuencia de la limitación del actuador, pues el controlador lleva incorporado la protección contra el windup.

#### 2-4-1 ¿Cómo se elimina la saturación del término integral en los controladores comerciales actuales?

La mayoría de los controladores comerciales actuales llevan incorporados estrategias que proporcionan una **desaturación del término integral (antireset windup)**. Básicamente existen tres esquemas para evitar o reducir al menor tiempo posible la saturación del término integral.

- 1) *Métodos de integración condicional.* Puesto que el objetivo de un integrador es eliminar el error en estado estacionario de la salida del proceso. Estos métodos consisten en desconectar la integración del controlador cuando la salida está lejos del estado estacionario, o en limitar la acción integral. En el primer caso hay que seleccionar una banda de error, fuera de la cuál la acción integral quedará congelada, pero esto no evitará que la señal de control tome valores fuera de los límites del actuador. En el segundo caso hay que elegir con cuidado los límites de la acción integral, pues una elección demasiado conservadora puede provocar que la señal de control no use todo el rango del actuador.
- 2) *Método de seguimiento integral.* Se basa en realimentar al controlador la diferencia entre la señal de control, la que éste genera, y la señal de control saturada, la que interpreta el actuador; de forma que la diferencia entre ambas sea utilizada por el controlador para llevar la señal de control al mismo valor que la señal saturada, véanse los próximos subapartados. Este método es el más eficaz, pues permite reducir mucho el tiempo de la saturación del término integral, pero necesita conocer en todo momento los límites físicos del actuador, ya sea por medición directa o incorporando un buen modelo del actuador.
- 3) *Métodos de limitación de la entrada.* En estos métodos se limita el valor de la variable controlada o el cambio en el punto de consigna, es decir, se limitan las entradas del controlador, con el objetivo de evitar un crecimiento excesivo de la acción integral y por tanto de proteger al sistema de la aparición del windup. Pero esto último no está garantizado.

#### 2-4-2 Método de seguimiento integral

El método de seguimiento integral se basa en modificar la acción integral cada vez que la señal de control calculada quede fuera del rango permitido por el actuador, y forzar el correspondiente límite en la señal de control enviada al actuador. En la figura 2-5 se muestra una forma de realizar el seguimiento integral en un controlador PID no interactivo con estructura PI-D y filtro en la acción derivativa.

En el controlador aparece un lazo de realimentación extra como resultado de: medir la salida real del actuador, formar una señal de error  $e_s(t)$  como la diferencia entre el controlador calculado  $u(t)$  y la salida del actuador  $w(t)$ .

La señal  $e_s(t)$  vale cero cuando no hay saturación. De esta manera no tendrá efecto alguno sobre la operación normal del controlador cuando el actuador no se satura. En el caso de que el actuador se sature la señal de realimentación tratará de llevar el valor de  $e_s(t)$  a cero. Esto significa que el término integral tendrá un valor tal que la salida del controlador estará exactamente en el límite de la saturación, lo que claramente evita el fenómeno del windup. La velocidad con la que el controlador lleva la señal  $e_s(t)$  a cero viene gobernada por la ganancia de realimentación  $1/T_r$ , donde  $T_r$  se puede interpretar como la constante de tiempo que determina cuan rápidamente decae.

En la figura 2-6 se ilustra el efecto de diferentes valores de la constante de tiempo  $T_r$ . Se puede pensar que siempre resultará ventajoso escoger un valor muy pequeño de la constante de tiempo  $T_r$  porque de esta forma el integrador se inicializa rápidamente. Sin embargo se debe tener cierto cuidado cuando se introduce el antiwindup en controladores que incorporan cierta acción derivativa. Pues puede suceder que las señales de error producidas por el ruido sobre el sistema saturen la salida del controlador, debido a que exista una gran acción derivativa, y accidentalmente se fuerce la inicialización del término integral a un valor extraño. Una regla heurística para la elección de  $T_r$  es:  $T_r \cong 0.1 T_i$ , de manera que  $T_r$  no pase a ser un parámetro más del controlador, complicando su sintonía, sino que siempre esté condicionado al valor de la constante de tiempo integral.

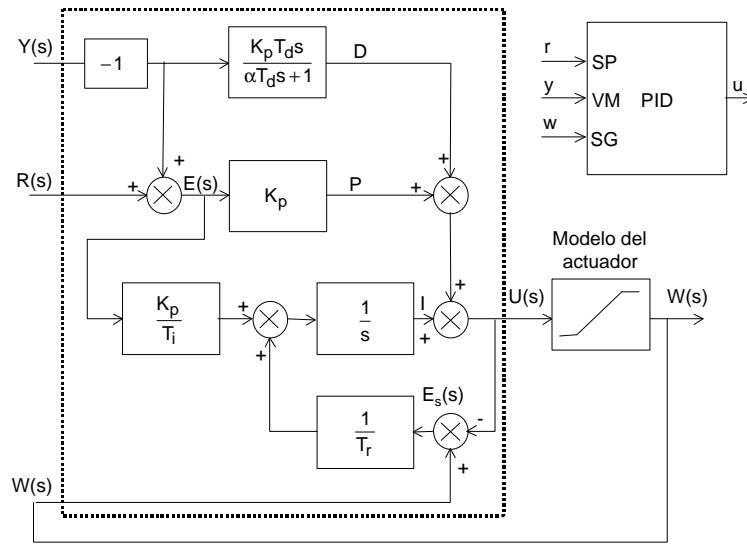


Figura 2-5 Ejemplo de seguimiento integral

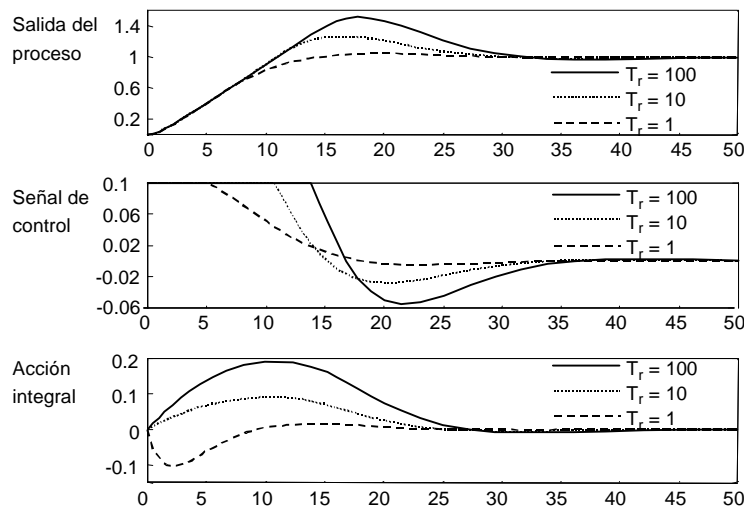


Figura 2-6 Efecto de la constante de tiempo  $T_r$  sobre el antiwindup

Frecuentemente sucede que no se puede medir la salida del actuador. En esta situación todavía se puede utilizar el esquema de antiwindup que se acaba de describir si en lugar del actuador se incorpora un modelo matemático del actuador. El modelo más utilizado en estos casos es una simple saturación, con una característica lineal entre sus dos límites, el valor mínimo y el valor máximo.

La señal  $w(t)$  de la figura 2-5 se puede considerar como una señal externa al controlador, de manera que el controlador PID se puede representar entonces más sintéticamente como un bloque con tres entradas; el punto de consigna (SP), la variable medida (VM) y una señal de seguimiento (SG). La nueva entrada SG se denomina así ya que la salida  $u(t)$  del controlador intentará seguir a esta señal. Utilizando este bloque, el sistema de control realimentado admite la representación esquemática de la figura 2-7 cuando se hace uso de un modelo de actuador.

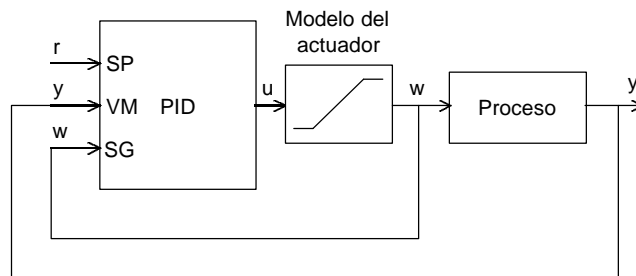


Figura 2-7 Esquema básico de control PID con seguimiento integral.

### 2-4-3 Ejemplo de seguimiento integral

El problema de la saturación del término integral se presenta asimismo en el caso de sistemas con selectores. Un selector es un dispositivo con varias entradas y una única salida. La salida es en cada instante de tiempo la menor de las entradas para un selector de mínimo o la mayor si el selector es de máximo. Los selectores se utilizan frecuentemente en esquemas de **control selectivo** (control override) para asegurar que se satisfacen simultáneamente determinadas ligaduras sobre las variables del proceso utilizando una única variable manipulada. Cuando se usan selectores para escoger entre las salidas de algunos controladores que poseen acción integral se suelen presentar problemas de reset windup que se pueden solucionar fácilmente utilizando el módulo controlador con una señal de seguimiento. La figura 2-8 muestra como se pueden conectar dichos módulos. Cuando  $u_1 < u_2$  la salida es  $u = u_1$ . De esta forma la salida  $u$  está controlada por el controlador PID<sub>1</sub>. El controlador PID<sub>2</sub> seguirá a  $u$  ya que  $u_2 \neq u$ .

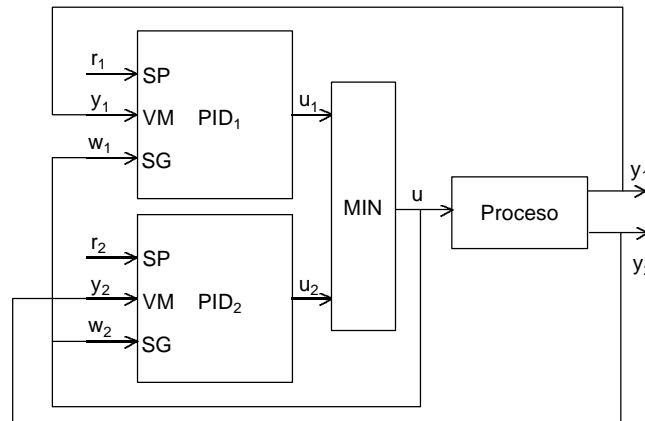


Figura 2-8 Cómo evitar el windup en sistemas con selectores

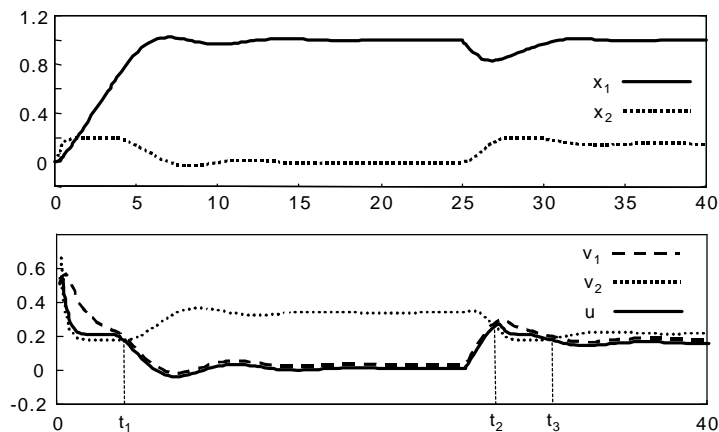


Figura 2-9 Simulación de un sistema con selectores

En la figura 2-9 se muestra una simulación de un sistema con selectores. En los instantes de tiempo  $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$  se producen las conmutaciones de un controlador a otro y la señal  $u$  que se muestra en trazo continuo siempre es el mínimo de  $u_1$  y  $u_2$ . El seguimiento integral produce que no haya transiciones bruscas cuando se cambia la variable manipulada.

Otro ejemplo característico de aplicación del seguimiento integral es el **control en cascada**. Pero como en este esquema también aparece la problemática de cambios de modos que se analizará en el próximo apartado, este ejemplo se ha dejado para entonces.

### 2-5 La problemática de los cambios de modo

La mayoría de los sistemas de control necesitan tener la posibilidad de poder operar bajo control manual. Para conseguir esto es necesario disponer de un mecanismo adecuado para conmutar la acción de control automático y cambiar directamente la variable manipulada del proceso.

El control manual se realiza a menudo utilizando dos botones. La variable de control aumenta o disminuye según se pulse uno u otro botón y permanece constante si no se actúa sobre ninguno de ellos. Una característica de este tipo va incorporada incluso en los controladores más simples. Existe básicamente un conmutador de modo entre manual y automático y pulsadores de aumentar/disminuir (ver figura 2-10).

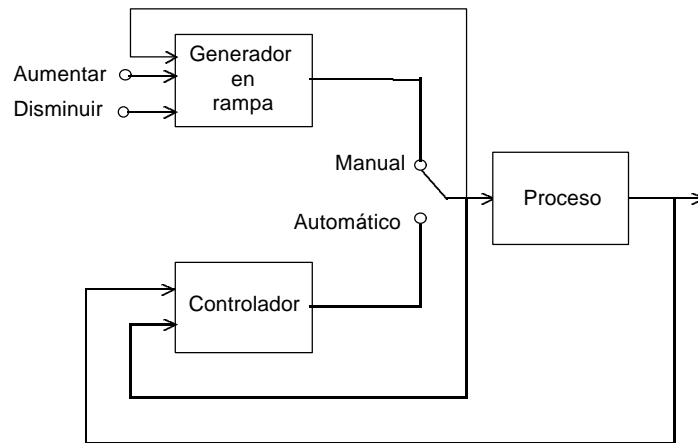


Figura 2-10 Sistema de control con modos manual y automático

Es por supuesto también necesario tener una transición suave entre los modos manual y automático para lo cual es preciso asegurar que el estado asociado con el control manual se actualiza convenientemente cuando el regulador está operando en modo automático y viceversa. A continuación se analiza cómo se consigue efectivamente esta transición suave en los controladores PID con seguimiento integral.

### 2-5-1 Transferencia en controladores con seguimiento integral

La misma estrategia de seguimiento integral, presentada en el apartado 2-4-2 para evitar el windup, se ha utilizado en la figura 2-11 para asegurar una transferencia suave en el cambio de modo manual a automático. La justificación es inmediata: cuando el lazo está en modo manual, el controlador PID está calculando e interpreta que la señal que está generando no es la que recibe el actuador, y por tanto que debe ser recalculada para seguir a la señal que el operador está enviando al actuador. De esta forma, el controlador siempre está preparado para que si se solicita el cambio de manual a automático, la señal de control que él enviará al actuador es la misma que estaba enviando el operador.

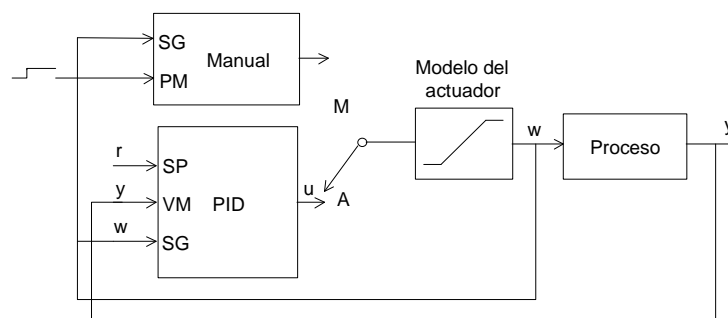


Figura 2-11 Esquema para transferencias suaves entre modos

Pero para garantizar la transferencia suave en el cambio de modo automático a manual, ha sido preciso incorporar un módulo adicional tal que la señal de control que enviaría el operador siga a la señal que el controlador está enviando al actuador durante el tiempo que el controlador está en automático. Este módulo adicional tiene la estructura de bloques de la figura 2-12. La entrada (SG) es para recibir la señal de seguimiento y la otra (PM) para recibir un pulso, tal que la acción de control manual cambie (creciendo o decreciendo) en función del tiempo que el pulso está activo (positivo o negativo). Este módulo puede tener la misma constante de seguimiento  $T_r$  que el controlador PID y una constante de integración propia  $T_m$  para la entrada de pulso manual.

### 2-5-2 Ejemplo de cambios de modo

Un ejemplo característico de los cambios de modo es el **control en cascada**, véase figura 2-13. En este esquema participan dos controladores, con sus propias limitaciones, que se modelan como sendas saturaciones. El controlador visto hasta ahora se ha utilizado como controlador externo (**primario**), con dos modos de funcionamiento (manual y automático), pero no como controlador interno (**secundario**), pues es habitual que el controlador secundario tenga un tercer modo de funcionamiento (el modo cascada).

En el modo cascada, el controlador secundario recibe como punto de consigna la señal de control que está generando en ese momento el primario, ya sea en modo manual o en automático. En el modo automático, el controlador secundario utiliza como punto de consigna un punto de consigna local, y en el modo manual, este controlador se limita a hacer llegar al proceso la señal de control que genera el operador.

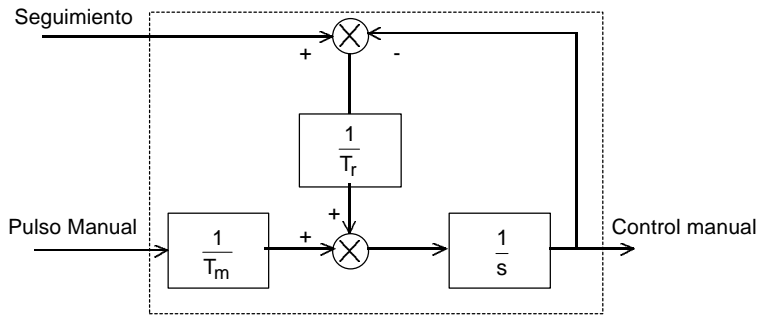


Figura 2-12 Módulo de control manual para transferencia A-M suave

Otra funcionalidad asignada al controlador secundario es que en todo momento genera una señal de seguimiento para el controlador primario, esta señal es precisamente la variable  $y_2$  cuando el secundario está en manual, la variable  $SP_{local}$  cuando está en automático y la variable SP cuando está en cascada.

El bloque de saturación para la señal de control  $u_1$  se coloca en la salida de seguimiento del secundario para que en todo momento el seguimiento del primario sea el adecuado. Con el esquema de la figura 2-13, en el que no están incluidos los bloques de control manual para no complicar el esquema, se consigue una coordinación y transferencias suaves desde cualquiera de las posibles situaciones, aunque la secuencia normal es: arrancar con ambos en controladores en manual, pasar el secundario a automático, pasar el primario a automático, y por último poner al secundario en cascada.

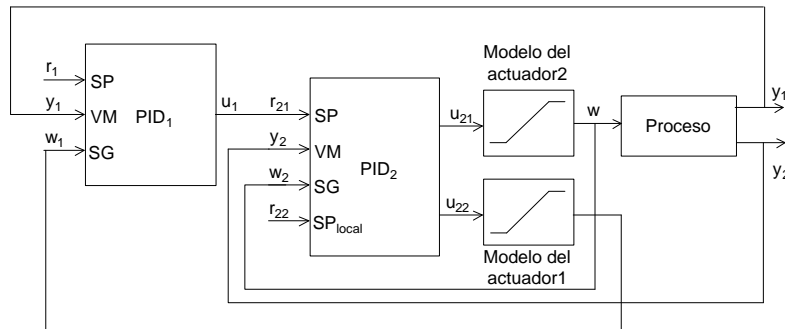


Figura 2-13 Esquema básico de control en cascada

## 2-6 Controladores PID discretos

La mayoría de los controladores comerciales de hoy día se implementan de forma digital. En la figura 2-14 se muestra esquemáticamente las operaciones que hay que realizar. Para implementar la ley de control de tiempo continuo de un controlador PID en un computador es necesario aproximar las acciones integral y derivativa que forman parte de dicha ley de control. Es también necesario disponer de conversores A/D que conviertan el punto de consigna  $r$  y la variable medida  $y$  en valores digitales y recíprocamente de un conversor D/A que transforme la salida calculada  $u$  en una señal analógica para que se pueda aplicar al proceso. Para asegurarse de que el algoritmo de control está sincronizado se precisa de un reloj que garantice que se ejecuta una vez cada  $h$  unidades de tiempo.

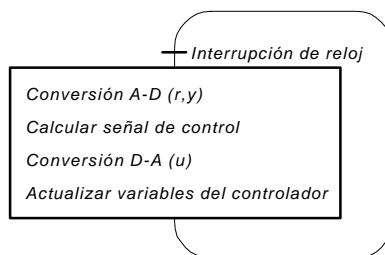


Figura 2-14 Esquema del algoritmo de un controlador PID discreto

### 2-6-1 Versión discreta del algoritmo de control no interactivo

Hay diversas formas de aproximar la integral y la derivada, y por tanto de obtener una versión digital del algoritmo de control PID analógico. Pero una de las formas más eficientes es pasar de la función de transferencia continua  $G_c(s)$  a la función de transferencia discreta  $G_c(z)$ , aplicando la transformación bilineal. Esta transformación equivale a utilizar la aproximación trapezoidal de la integral, y consiste en sustituir el operador  $s$  por

$$\frac{2}{h} \frac{z-1}{z+1}$$

y a partir de  $G_c(z)$  establecer las correspondientes ecuaciones en diferencias.

Así, las funciones de transferencia de los tres bloques que aparecen en la estructura PID de un controlador no interactivo tendrán como equivalentes discretos:

**Bloque proporcional:**  $G_p(s) = K_p \Rightarrow G_p(z) = K_p$

**Bloque integrador:**  $G_i(s) = K_p \frac{1}{T_i s} \Rightarrow G_i(z) = K_{pi} \frac{z+1}{z-1}$   
 con  $K_{pi} = K_p \frac{h}{2 T_i}$

**Bloque derivativo:**  $G_d(s) = K_p \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1} \Rightarrow G_d(z) = K_{pd} \frac{z-1}{z+c_d}$   
 con  $K_{pd} = K_p \frac{2 T_d}{h + 2 \alpha T_d}$  y  $c_d = \frac{h - 2 \alpha T_d}{h + 2 \alpha T_d}$

A partir de estas funciones de transferencia, resultan como ecuaciones en diferencias para las tres acciones básicas del controlador PID no interactivo:

$$P_k = K_p (r_k - y_k) \quad (2.8)$$

$$I_k = I_{k-1} + K_{pi} (r_k + r_{k-1} - y_k - y_{k-1}) \quad (2.9)$$

$$D_k = -c_d D_{k-1} + K_{pd} (r_k - r_{k-1} - y_k + y_{k-1}) \quad (2.10)$$

donde el subíndice  $k$  representa el instante de muestreo  $kh$  y donde  $K_p$ ,  $K_{pi}$ ,  $K_{pd}$  y  $c_d$  son constantes que dependen de los parámetros del control y del período de muestreo  $h$ .

La ecuación en diferencias de la acción derivativa (2.10) es la única que presenta un cierto inconveniente; para que no se presente el efecto de "ringing" (alternancia entre valores positivos y negativos cada período de muestreo) la constante  $c_d$  debe tener un valor negativo. Esto está garantizado si se cumple la siguiente condición entre el período de muestreo, la constante de tiempo derivativa y el factor de filtro derivativo:  $h < 2 \alpha T_d$ . Cuando no se cumple es preferible no utilizar la acción derivativa o adaptar el factor  $\alpha$  para que se cumpla.

La señal de control  $u_k$  viene dada por:

$$u_k = P_k + I_k + D_k \quad (2.11)$$

Es muy fácil introducir en la versión digital el seguimiento integral para evitar el windup, con la ventaja adicional de que el seguimiento puede ser inmediato, sin necesidad de esperar un cierto tiempo proporcional a  $T_r$ . En un primer paso, la señal de control  $u_k$  dada por (2.11) se hace pasar por una función de saturación, tal que al actuador se envía la siguiente señal

$$w_k = \text{sat}(u_k, u_{\min}, u_{\max}) = \begin{cases} u_{\min} & \text{si } u_k < u_{\min} \\ u_k & \text{si } u_{\min} \leq u_k \leq u_{\max} \\ u_{\max} & \text{si } u_k > u_{\max} \end{cases} \quad (2.12)$$

Y en el segundo paso, sólo necesario si ha habido saturación, se debe actualizar el término integral mediante la siguiente ecuación de seguimiento

$$I_k = w_k - P_k - D_k \quad (2.13)$$

De forma similar es muy fácil incorporar en la versión digital los cambios de modo y garantizar transferencias suaves entre ellos. La figura 2-15 muestra se indican los procesos involucrados en ese caso.

**En modo manual**

- Atender los botones de cambio de la señal de control para actualizar la de control
- Actualizar la acción proporcional
- Poner la acción derivativa a cero
- Actualizar la acción integral mediante la ecuación de

**En modo automático**

- Actualizar las tres acciones de
- Actualizar la señal de
- Pasar la señal de control por la función de
- Si ha habido saturación; actualizar la acción integral mediante la ecuación de seguimiento
- Actualizar la señal de control manual al valor que ha generado la función saturación

Figura 2-15 Procesos para un controlador PID discreto con cambios de modo

**Observación:** Si la saturación de la señal de control se debe a un cambio instantáneo de la señal de referencia, se recomienda poner a cero la acción derivativa antes de actualizar el término integral mediante la ecuación de seguimiento (2.13). De no hacerlo así, el seguimiento integral puede provocar un transitorio indeseable y desvirtuar la funcionalidad para la que está pensado.

**2-6-2 Selección del período de muestreo h**

El período de muestreo  $h$  es un parámetro importante en la implementación digital de un controlador PID. Debe escogerse suficientemente pequeño para que sean precisas las aproximaciones que se utilizan pero sin que por esa causa se originen dificultades numéricas.

Se han propuesto algunas heurísticas para seleccionar  $h$  en un sistema de control muestreado. Una de las reglas más conocidas dice que “ $h$  se debe elegir en función de la constante de tiempo  $T_p$  dominante del proceso, tal en el tiempo de respuesta del proceso existan muestras suficientes como se puedan tomar acciones de control adecuadas”, lo que se traduce a la siguiente relación entre  $h$  y  $T_p$ .

$$\frac{T_p}{20} < h < \frac{T_p}{10} \quad (2.14)$$

Pero sin embargo hay otros autores que establecen importantes diferencias según que el controlador sea PI o PID. Para controladores PI el período de muestreo debe  $h$  estar relacionado con el tiempo integral  $T_i$ . Una regla típica es:

$$0.1 < \frac{h}{T_i} < 0.3 \quad (2.15)$$

Con control PID el punto crítico es que el período de muestreo debe ser pequeño para que el adelanto de fase que provoca la acción derivativa no se vea afectado negativamente por el muestreo, y sin que aparezca el fenómeno de “ringing” comentado en el apartado anterior. Esto se traduce en que se debe seleccionar  $h$  de forma que:

$$0.2 < \frac{h}{2 \alpha T_d} < 0.6$$

En resumen, los controladores con acción derivativa requieren de períodos de muestreo significativamente más pequeños que los controladores PI. Los controladores digitales comerciales para sistemas con pocos lazos suelen venir con un intervalo de muestreo del orden de 0.2 seg, sin que el usuario tenga opción a modificarlo.

De lo dicho anteriormente se puede inferir que es conveniente seleccionar el valor de  $h$  tan pequeño como sea posible. Hay sin embargo también ciertas desventajas con esta estrategia, pues pueden aparecer problemas de tipo numérico debidos a la precisión finita en la representación de los números en un computador. Para ponerlo de manifiesto hay que considerar que en el cálculo de la acción integral (2.9) aparece la constante  $K_{pi}$ , cuyo valor

$$K_p \frac{h}{2 T_i}$$

puede ser muy pequeño si la ganancia proporcional  $K_p$  es pequeña o el tiempo integral  $T_i$  es grande en comparación con  $h$ . En ese caso, un error en el sistema de control va a provocar un cambio tan pequeño en la acción integral, que incluso este cambio este por debajo de la precisión del regulador o del nivel de cuantificación del conversor D/A.

Por ejemplo un conversor D/A de 12 bits (que tiene una resolución de  $1/4096$ ) debería ser suficiente desde el punto de vista del control. Sin embargo si  $K_p = h = 1$  y  $T_i = 3600$ , entonces cualquier error que sea menor que el 90% del rango del conversor D/A da un cambio calculado en la acción integral que es menor que el nivel de cuantificación. Esto produce un error en la salida si la parte integral se almacena con el mismo número de dígitos que tiene el conversor D/A. Una forma de subsanarlo consiste en emplear mayor precisión en los cálculos internos, así por ejemplo es normal utilizar al menos 24 bits para implementar en un computador la acción integral.



**Ajuste empírico**

La primera decisión en el diseño de un sistema de control PID es la elección del controlador. A una buena elección de éste (P, PI, PD o PID), ayudan: los conocimientos básicos sobre controladores PID (algoritmos y estructuras de control) tratados en el apartado 1-1, y la experiencia que se tenga sobre el proceso a controlar. En este sentido son muy útiles las recomendaciones contenidas en el apartado 1-3.

A continuación se debe efectuar el ajuste de los parámetros (sintonía) para que la respuesta del sistema en lazo cerrado tenga unas características determinadas (criterio de sintonía). El ajuste de parámetros se convierte así en una tarea muy frecuente en plantas industriales, no sólo en los trabajos de puesta en marcha, sino también cuando se detectan cambios sustanciales de comportamiento en el proceso controlado. En las primeras aplicaciones de control PID, el ajuste se basaba únicamente en la propia experiencia del usuario o en métodos analíticos, pero rápidamente Ziegler y Nichols (1942) propusieron técnicas empíricas que tuvieron una buena aceptación, y que han servido de base a métodos más recientes.

Los métodos empíricos o experimentales de ajuste de parámetros están especialmente orientados al mundo industrial, donde existen grandes dificultades para obtener una descripción analítica de los procesos. Constan fundamentalmente de dos pasos:

- **Paso 1:** Estimación de ciertas características de la dinámica del proceso a controlar. La estimación se puede efectuar en lazo abierto o en lazo cerrado, como se describe en sendos apartados de este capítulo.
- **Paso 2:** Cálculo de los parámetros del controlador. Para ello se aplican las fórmulas de sintonía, que son relaciones empíricas entre los parámetros del controlador elegido y las características del proceso estimadas en el paso anterior. Un apartado de este capítulo está dedicado a estas fórmulas.

El hecho de que estos métodos den sólo valores aproximados para los parámetros del controlador hace generalmente necesario un tercer paso (ajuste fino de los parámetros), mediante observación de la respuesta del sistema en lazo cerrado.

Las diferencias entre los distintos métodos empíricos, citados en la literatura y que se han incorporado en algunos reguladores industriales, radican en la forma de combinar la técnica de estimación y las fórmulas de sintonía. En este capítulo se describen las técnicas y las fórmulas habituales en procesos industriales, se comentan las ventajas y desventajas de cada una de ellas, y se dan algunas recomendaciones para su uso.

### **3-1 Estimación de las características del proceso**

En general no es posible describir completamente un proceso industrial, de ahí que se empleen para ello técnicas de aproximación. Estas técnicas se basan en que la mayoría de los procesos industriales son estables en lazo abierto y en que ciertas características dinámicas se pueden observar (estimar) en las respuestas del proceso a determinadas señales.

#### **3-1-1 Estimación en lazo abierto**

Esta técnica de estimación se basa en que la mayoría de los procesos industriales tienen respuesta monótona creciente estable a una entrada escalón. Las tres primeras respuestas de la figura 3-1 son de este tipo, pero incluso entre ellas se observan ligeras diferencias. Concretamente, la respuesta 1 es característica de procesos rápidos, en los que intervienen caudales, niveles, presiones, la respuesta 2 representa características dinámicas intermedias, y la respuesta 3 es característica de procesos lentos en los que intervienen temperaturas.

Otro comportamiento bastante habitual en procesos industriales, que se conoce como respuesta de fase no mínima, es el representado por la respuesta 4.

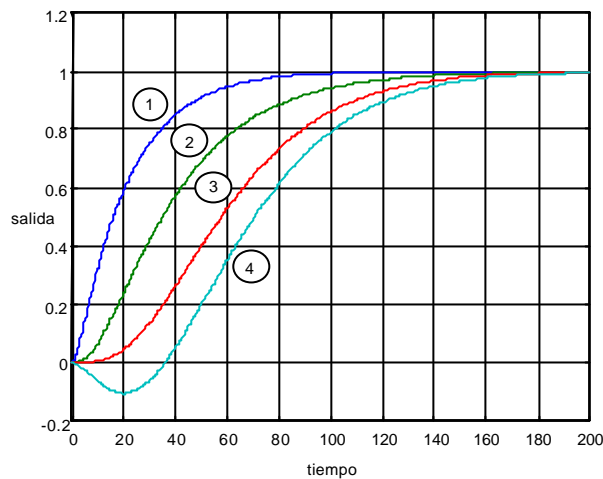


Figura 3-1 Respuestas escalón de cuatro procesos industriales representativos

La similitud entre las respuestas de la figura 3-1 y la respuesta de un proceso de primer orden con retardo puro, figura 3-2, es un argumento válido para aceptar que un modelo de este tipo, aunque simple, es una buena aproximación a los procesos industriales, generalmente de ordenes muy superiores. El modelo elegido tiene tres parámetros (la ganancia en el estado estacionario  $K$ , la constante de tiempo  $T_p$  y el retardo  $T_0$ ), su respuesta a una entrada escalón unitario viene dada por la expresión

$$y_m(t) = \begin{cases} 0 & ; t < T_0 \\ K \left( 1 - e^{-\frac{t-T_0}{T_p}} \right) & ; t \geq T_0 \end{cases} \quad (3.1)$$

que tiene, entre otras, las siguientes características, como se puede ver en la figura 3-2:

- Valor en el estacionario igual a  $K$ .
- Alcanza el 28.3% de su valor final en el instante  $t_1 = T_0 + T_p/3$ .
- Alcanza el 63.2% de su valor final en el instante  $t_2 = T_0 + T_p$ .

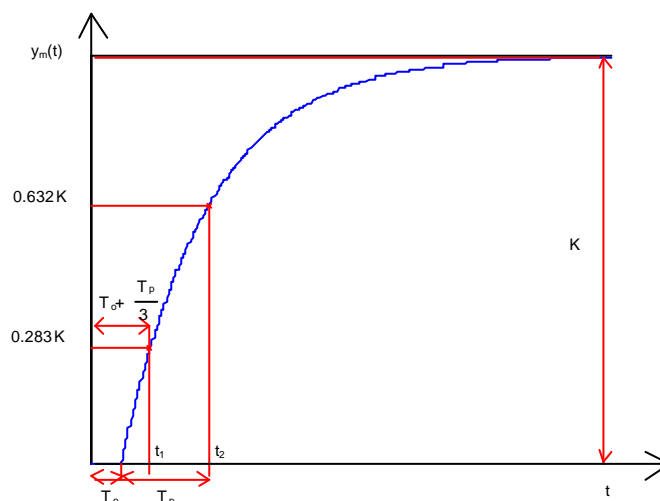


Figura 3-2 Respuesta a un escalón unitario del modelo de primer orden con retardo puro

Los diversos métodos de aproximación gráfica para un modelo de este tipo coinciden en que la ganancia  $K$  queda unívocamente determinada como el cociente entre el cambio observado en la salida y el cambio provocado en la entrada del proceso. No ocurre así con los otros parámetros del modelo, la constante de tiempo  $T_p$  y el retardo  $T_0$ , para los que se proponen diferentes métodos. Nuestra experiencia (Morilla, 1990b), es que las propiedades indicadas en la figura 3-2 son suficientes para obtener una buena estimación y se recomienda el siguiente procedimiento:

- Obtener  $K$  como el cociente entre el cambio observado en la salida y el cambio provocado a la entrada del proceso.
- Medir  $t_1$  y  $t_2$  (instantes en los que la respuesta del proceso alcanza el 28.3% y el 63.2% del valor estacionario).
- Obtener  $T_p$  como  $T_p=1.5(t_2-t_1)$  y  $T_o$  como  $T_o=t_2-T_p$

La tabla 3-1 muestra los resultados obtenidos para las respuestas de la figura 3-1. Se observa que el proceso 1 tiene una razón retardo-constante de tiempo ( $\Theta=T_o/T_p$ ) muy pequeña, luego es representativo de los procesos con constante de tiempo dominante. En cambio, el proceso 4 es representativo de procesos con retardo dominante.

Característica	Procesos			
	1	2	3	4
$K$	1	1	1	1
$T_p$	20.07	33.63	41.41	39.20
$T_o$	2.03	11.03	27.62	42.33
$\Theta$	0.10	0.33	0.67	1.08
$k_c$	29.69	7.27	2.24	0.92
$t_c$	5.51	33.04	94.91	132.14

Tabla 3-1 Características estimadas para los procesos de la figura 3-1

### 3-1-2 Estimación en lazo cerrado

Ciertas características dinámicas de los procesos también se pueden determinar a partir de su respuesta en frecuencia. Existen varios métodos experimentales para la determinación indirecta de un punto de la respuesta en frecuencia, concretamente para determinar la ganancia crítica ( $k_c$ ) y el período de oscilación mantenida ( $t_c$ ), definidos respectivamente como: la ganancia de un controlador proporcional a partir de la cual, el sistema en lazo cerrado deja de ser estable, y el período de la oscilación que se consigue con ese valor de ganancia.

Los métodos más conocidos son el método de la oscilación mantenida y el método del relé. El **método de la oscilación mantenida**, propuesto por Ziegler y Nichols en 1942, consiste en, véase figura 3-3:

- Cerrar el lazo de control con el controlador en modo proporcional únicamente.
- Con la ganancia proporcional  $K_p$  a un valor arbitrario, provocar pequeños cambios bruscos en el punto de consigna y observar la respuesta del sistema.
- Aumentar o disminuir  $K_p$  hasta conseguir en el paso anterior que el sistema oscile con una amplitud constante. Anotar el valor de la ganancia proporcional en ese instante como  $k_c$ , y medir el período de la oscilación mantenida  $t_c$ .

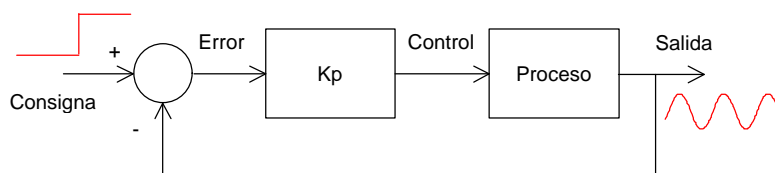


Figura 3-3 Esquema representativo del método de la oscilación mantenida

El **método del relé**, propuesto por Åström y Hägglund en 1984, es una forma indirecta de automatizar el método de la oscilación mantenida, consiste en provocar un ciclo límite mediante la inclusión en el lazo de control de un elemento no lineal como es el relé, este ciclo límite tendrá aproximadamente el mismo período  $t_c$  que la oscilación mantenida, véase la figura 3-4. Para conseguirlo es conveniente utilizar un relé con histéresis, cuyas características serán la amplitud  $d$  y la anchura  $\epsilon$  de la histéresis, y operar como sigue:

- Llevar al proceso a un estado estacionario ya sea en modo manual o en modo automático con el controlador PID (aunque no se disponga todavía de un buen ajuste para el controlador). Anotar los valores de la señal de control y de la salida del proceso en esta situación.

- Cerrar el lazo de control utilizando como controlador al relé y como consigna el valor del estado estacionario observado en la salida del proceso, pero sumando en todo momento la acción de control (que genera el relé) con la señal de control que se utilizó para llevar al proceso a un estado estacionario.
- Observar la respuesta del proceso y parar la experiencia cuando se haya alcanzado el ciclo límite. Se puede considerar que éste se ha alcanzado si el máximo de la salida repite el mismo valor en al menos dos ciclos seguidos.
- Anotar la amplitud (de pico a pico) del ciclo límite como  $a$ , y medir el período del ciclo límite ( $t_c$ ).
- Determinar la ganancia crítica del proceso mediante la expresión (3.2)

$$k_c = \frac{4d}{\pi \sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad (3.2)$$

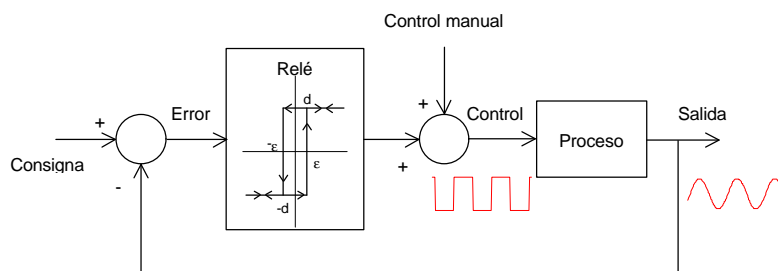


Figura 3-4 Esquema representativo del método del relé

La tabla 3-1, incluida dos páginas antes, recoge los resultados de la estimación en lazo cerrado, por el método del relé, para los cuatro procesos de la figura 3-1 utilizando un relé con  $d=10$  y  $\varepsilon=0.1$ . El proceso con constante de tiempo dominante tiene la mayor ganancia crítica y el menor período de oscilación mantenida, mientras que el proceso con retardo dominante tiene la menor ganancia crítica y el mayor período de oscilación.

### 3-1-3 Recomendaciones para la estimación

Los tres métodos de estimación de características descritos anteriormente tienen su principal fuente de información en el registro de datos. Esta toma de datos es siempre invasiva y pone al proceso en condiciones de operación poco habituales (en lazo abierto, en control proporcional o en control por relé), por tanto es muy importante que el registro se realice en las mejores condiciones, con la menor influencia de otras partes del proceso, y que dure el menor tiempo posible para que no tenga efectos negativos en la producción.

La experiencia de oscilación mantenida presenta serios inconvenientes: es un método fundamentalmente de prueba y error, puede requerir excesivo tiempo, y existe el peligro de inestabilizar el sistema. Por otro lado, no siempre será posible conseguir la oscilación mantenida siguiendo el procedimiento propuesto por Ziegler y Nichols. Ya que este procedimiento considera implícitamente que los procesos industriales son al menos de tercer orden (debido a la constante de tiempo del actuador, del proceso, y del sensor). Mientras que sistemas estables en lazo abierto, pero de órdenes inferiores, nunca se pueden llevar al límite de la estabilidad con un simple control proporcional.

El método del relé, a diferencia del método de la oscilación mantenida, permite conseguir el ciclo límite en un sólo experimento. No obstante tampoco existen garantías de que el ciclo límite se vaya a presentar, ni mucho menos con la perfección de la figura 3-4. Esto último dependerá de una buena elección de las características del relé y de las características propias del proceso. Como anchura de la histéresis se recomienda aproximadamente el doble de la amplitud del ruido observado en la salida del proceso. Pero para la amplitud del relé no existe información a priori, se puede iniciar la experiencia y disminuirla si se observa que la amplitud de la oscilación es muy grande, o aumentarla en caso contrario. Otro inconveniente del método del relé es que el usuario no disponga de este tipo de bloque de control en su sistema de control distribuido y tenga que programarlo para la ocasión.

La experiencia en lazo abierto presenta la siguiente ventaja respecto al método de la oscilación mantenida: basta con someter el proceso a un único cambio en su entrada, y el tiempo empleado en la estimación será generalmente menor o mucho menor. En comparación con el método del relé, la experiencia en lazo abierto es mucho más fácil de llevar a cabo y también suele requerir menos tiempo. No obstante también tiene ciertas desventajas; dado el carácter no lineal de los procesos industriales no es suficiente caracterizarlo por su respuesta a un escalón, se recomienda utilizar varios escalones en distintos puntos de operación, y que en todos los registros se haya garantizando la existencia de estados estacionarios en la respuesta del proceso. También se pueden utilizar pulsos en lugar de escalones, en este caso no es necesario esperar a que se alcance el estado estacionario en la subida, pues existen procedimientos para determinar la respuesta escalón a partir de la

respuesta a un pulso (Morilla, 1993) y presenta la ventaja de que siempre se vuelve al punto de operación en el que se inició la experiencia.

Una vez finalizada la toma de datos, el método de la oscilación mantenida es el que da resultados más precisos, pues en la determinación de  $k_c$  y de  $t_c$  no existe ningún tipo de aproximación. En cambio el período del ciclo límite obtenido por el método del relé se puede apartar mucho del verdadero período de la oscilación mantenida, y la ecuación 3.2 no es más que una aproximación de la verdadera ganancia crítica.

En el método en lazo abierto, si el registro es adecuado y garantiza la existencia del verdadero estado estacionario del proceso, la determinación de la ganancia es muy precisa, pero la determinación de la constante de tiempo y del retardo haciendo coincidir la respuesta real y la respuesta del modelo en el 28.3% y el 63.2% no siempre da buenos resultados. Existen otras técnicas de aproximación aún más precisas (Morilla, 1993) aunque no tan fáciles de aplicar como ésta. De ahí que en la estimación de  $T_p$  y de  $T_o$  se haya sacrificado la precisión en beneficio de la simplicidad.

La estimación paramétrica presenta una ventaja adicional de cara al objetivo final (el ajuste del controlador); como se verá en el apartado 3-3, las fórmulas de sintonía ofrecen un mayor número de combinaciones para los parámetros ( $K$ ,  $T_p$  y  $T_o$ ). Además, si se dispone de los parámetros del modelo es posible estimar sus características ( $t_c$  y  $k_c$ ) resolviendo la ecuación (3.3) y sustituyendo en la ecuación (3.4). En cambio, a la inversa no es posible, además de ( $k_c$  y  $t_c$ ) se necesita haber estimado también la ganancia en estado estacionario del proceso. En ese caso, de la ecuación (3.4) se debe despejar  $T_p$  y de la ecuación (3.3) se despeja  $T_o$ .

$$\frac{2 \pi T_o}{t_c} + \operatorname{arctg} \frac{2 \pi T_p}{t_c} = \pi \quad (3.3)$$

$$k_c = \frac{1}{K} \sqrt{1 + \frac{4 \pi^2 T_p^2}{t_c^2}} \quad (3.4)$$

En la tabla 3-2 se muestran las características ( $k_c$  y  $t_c$ ) calculadas a partir de los parámetros ( $K$ ,  $T_p$  y  $T_o$ ) estimados en lazo abierto para los procesos de la figura 3-1. Al comparar estos resultados con las dos últimas filas de la tabla 3-1 se observan grandes diferencias, achacables sólo al carácter de aproximación que tienen ambos métodos de estimación, puesto que las ecuaciones (3.3) y (3.4) no incluyen ningún tipo de aproximación.

Característica	Procesos			
	1	2	3	4
$k_c$	16.17	5.45	3.03	2.15
$t_c$	7.81	39.48	91.00	129.45

• Tabla 3-2 Características calculadas a partir de los parámetros de la tabla 3-1

### 3-2 Criterios de sintonía

La sintonía de controladores PID para procesos industriales está basada normalmente en especificaciones nominales sobre determinadas características de la respuesta del sistema en lazo cerrado a cambios bruscos en el punto de consigna o en la carga. Véase la figura 3-5, donde están representadas las características más representativas de la respuesta temporal. O en criterios de optimización sobre la señal de error, tratando de minimizar alguna de las cuatro integrales típicas de la señal de error, representadas mediante zonas sombreadas en la figura 3-6. Estas integrales son: la integral del error (IE), la integral del cuadrado del error (ISE), la integral del valor absoluto del error (IAE) y la integral del valor absoluto del error ponderado en el tiempo (ITAE).

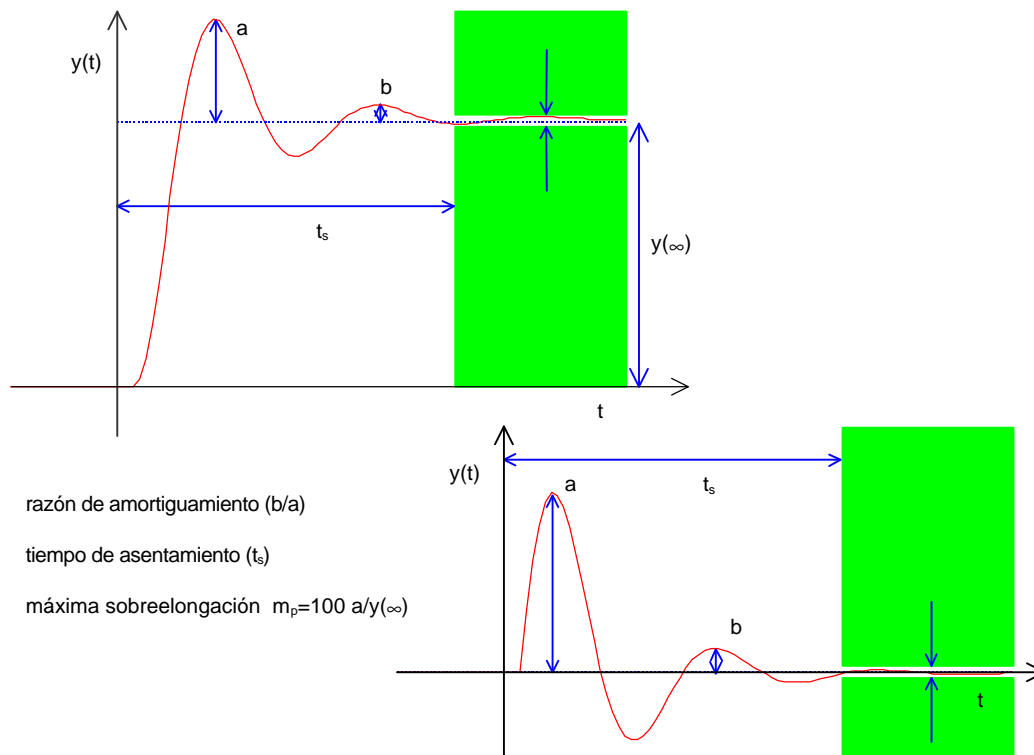


Figura 3-5 Características de la respuesta temporal a cambios en el punto de consigna y en la carga.

Pero los éxitos cosechados por las propuestas de Aström y Hägglund en 1984 han hecho que actualmente sea más habitual encontrar soluciones a la sintonía de controladores PID para procesos industriales basadas en especificaciones de estabilidad relativa en el dominio frecuencial, es decir en determinadas características de la respuesta en frecuencia del conjunto (controlador+proceso). Los dos especificaciones tradicionalmente utilizadas han sido el margen de fase y el margen de ganancia, véase la figura 3-7, donde están representadas estas características, tanto en el diagrama de Bode como en el diagrama de Nyquist.

El criterio de razón de amortiguamiento  $b/a=1/4$  que fue utilizado por Ziegler y Nichols (1942), previene de grandes desviaciones (es decir, da lugar a respuestas con valores pequeños del primer pico, indicado como "a" en la figura 3-5) cuando se producen cambios en la carga o perturbaciones sobre el sistema, pero trae consigo una máxima sobreelongación del 50% para cambios bruscos en el punto de consigna, que puede ser excesiva en la mayoría de las aplicaciones. De ahí que Hang y col. (1991) propusieran ajustes para máxima sobreelongación del 10%.

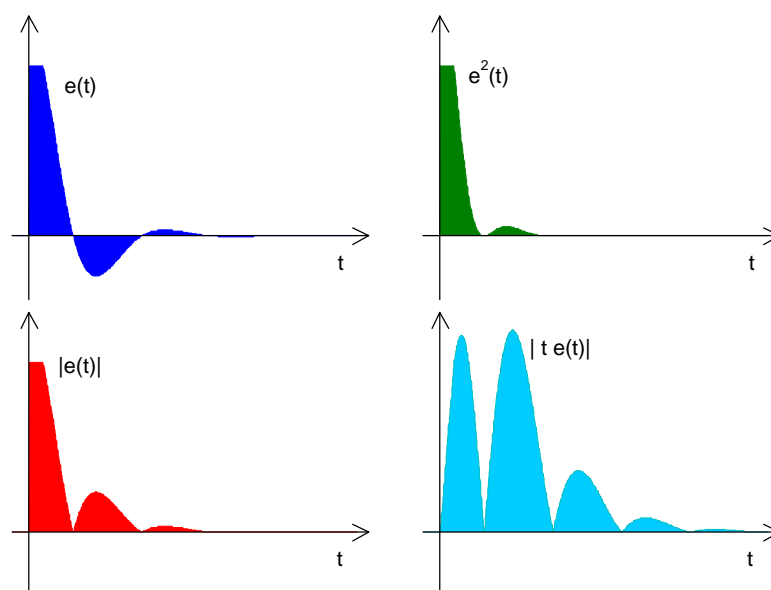


Figura 3-6 Las cuatro integrales típicas del error provocado por un cambio en el punto de consigna.

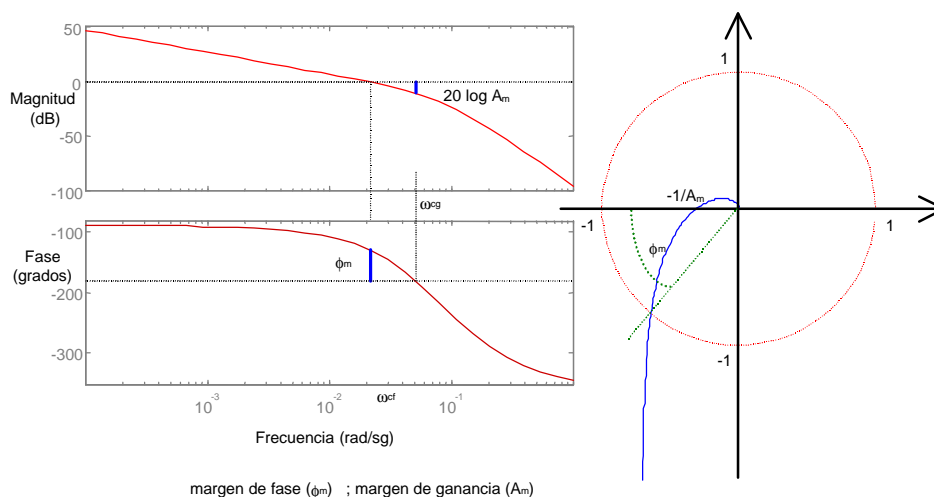


Figura 3-7 Características más representativas de la respuesta en frecuencia

Tanto la máxima sobreelongación como la razón de amortiguamiento, que están directamente relacionadas, se pueden inspeccionar fácilmente, incluso de forma visual, pues basta con prestar atención a uno o dos puntos de la respuesta del sistema en lazo cerrado. Por tanto es normal que los ingenieros de proceso se encuentren muy familiarizados con ellos y que manifiesten un mayor interés por fórmulas de sintonía que utilicen estos criterios.

No ocurre esto mismo con las integrales del error, que no son tan fáciles de inspeccionar y cuyos mínimos sólo suelen garantizar que la respuesta del sistema será oscilatoria pero no cuánto. En cambio, los criterios integrales tienen la ventaja de ser más precisos de cara a la sintonía del controlador, pues mientras varias combinaciones de parámetros de control pueden dar lugar a una misma razón de amortiguamiento, sólo una combinación de parámetros minimizará la correspondiente integral. Además se puede afirmar, con cierto carácter de generalidad, que:

- La minimización de la IE, que se consigue con la máxima ganancia integral  $K_i$ , tratará de llevarnos a la situación de oscilación mantenida que corresponde a un valor nulo de la IE. Por tanto este criterio sólo se debe utilizar combinado con otro que asegure la estabilidad del sistema.
- La minimización de la ISE penaliza los grandes errores, independientemente del instante en que ocurran, por tanto favorece respuestas oscilatorias rápidas (con tiempos de subida pequeños) y poco amortiguadas (con gran  $m_p$ ).
- La minimización de ITAE penaliza los pequeños errores que ocurren muy tarde, por tanto favorece respuestas oscilatorias con pequeño tiempo de asentamiento ( $t_s$ ) y por tanto altamente amortiguadas (con pequeña  $m_p$ ).
- La minimización de IAE es una solución intermedia a las dos anteriores.

Por otra parte, mientras que la razón de amortiguamiento es una característica de la respuesta del sistema, poco dependiente del tipo de cambio brusco (en la consigna o en la carga) que la ha provocado, la correspondiente integral del error es muy dependiente del tipo de cambio brusco que lo ha provocado. Por tanto, mientras que un único juego de parámetros de control nos vale para conseguir una misma razón de amortiguamiento tanto para cambios en la consigna como en la carga, no ocurrirá así con los criterios integrales que nos proporcionarán distintos juegos de parámetros de control para cambios en la consigna que para cambios en la carga.

Es bien sabido que las características de respuesta temporal y de respuesta en frecuencia están directamente relacionadas, cuanto menor sea el margen de fase o de ganancia de un proceso más oscilatoria será su respuesta a cambios en la carga o en la consigna y viceversa. Por ello es bastante habitual que la especificación de margen de fase esté comprendida entre los  $45^\circ$  y los  $60^\circ$ , mientras que el margen de ganancia suele especificarse entre 3 y 4. En ambos casos las respuestas temporales que se obtienen son oscilatorias con sobreelongaciones en torno al 25% y al 10%. Pero puesto que la estabilidad sólo está garantizada si ambos márgenes son positivos, también comienza a ser habitual que ambas especificaciones aparezcan combinadas en el criterio de sintonía (Ho, Hang y Cao, 1995).

La figura 3-8 muestra un ejemplo de las cuatro respuestas características, obtenidas en un sistema de control PI variando únicamente el valor de la ganancia proporcional; con  $\frac{1}{4}$  se están indicando las respuestas que tienen razón de amortiguamiento igual a  $\frac{1}{4}$  y con MISE, MIAE y MITAE se están indicando las respuesta que presentan el mínimo valor de las correspondientes integrales de error. De todas ellas, las que tienen asociadas el mayor margen de fase ( $\phi_m \cong 45^\circ$ ) y el mayor margen de ganancia ( $A_m \cong 3$ ) es la MITAE para el cambio en el punto de consigna, mientras que los márgenes menores ( $\phi_m \cong 22^\circ$  y  $A_m \cong 1.5$ ) corresponden, como se podía esperar, a las respuestas con razón de amortiguamiento  $\frac{1}{4}$

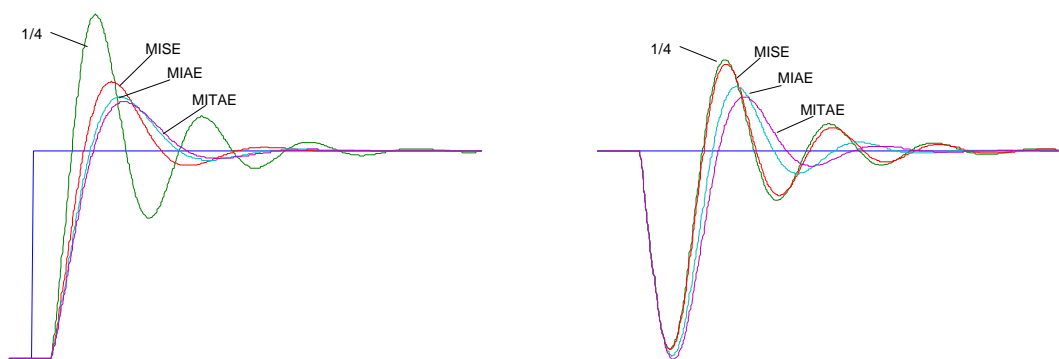


Figura 3-8 Ejemplo de respuestas obtenidas con control PI variando la ganancia proporcional

Si en este mismo sistema de control PI se prueba a variar también el otro parámetro de control (la constante de tiempo integral) podemos encontrar otras respuestas con razón de amortiguamiento  $\frac{1}{4}$  que se diferencien en la frecuencia de la oscilación y otras respuestas con menores integrales del error que desplazarán a las MISE, MIAE y MITAE mostradas en la figura 3-8. Este es un claro ejemplo de que el ajuste de un controlador, aunque sólo PI, no es una tarea tan fácil, y por tanto las fórmulas de sintonía son realmente necesarias.

### 3-3 Fórmulas de sintonía

Estas fórmulas proporcionan un método rápido y cómodo para la determinación de los parámetros del controlador PID (en sus distintas particularizaciones P, PI y PID, y en sus distintas modalidades no interactivo, interactivo y paralelo). Existen fórmulas para todos los criterios de sintonía comentados en el apartado anterior; la mayoría hacen uso de las características estimadas del proceso en lazo abierto pero también hay las que utilizan las características estimadas en lazo cerrado. A continuación se comentan las más interesantes.

#### 3-3-1 Fórmulas de Ziegler y Nichols

Fueron las fórmulas pioneras y formaron parte de un completo procedimiento heurístico de ajuste de controladores PID, en unos años (1942 y 1943) en los que los usuarios de los primeros reguladores industriales de Taylor Instrument necesitaban de alguna metodología para sacarles el máximo rendimiento a los equipos que estaban instalando. Ziegler y Nichols presentaron sus tan conocidas fórmulas de sintonía, recogidas en la tabla 3-3, para controladores P, PI y PID (no interactivo), tanto para características del proceso ( $k_c$  y  $t_c$ ) estimadas en lazo cerrado como en lazo abierto ( $K$ ,  $T_p$  y  $T_o$ ), siguiendo como criterio de sintonía la razón de amortiguamiento  $\frac{1}{4}$  para cambios en la carga. Cuando se hace uso de las características estimadas en lazo abierto, estas fórmulas sólo se deben aplicar en el rango  $0.1 < T_o/T_p < 1$ .

Controlador	Parámetros	Lazo cerrado	Lazo abierto
P	$K_p$	$0.5 k_c$	$\frac{T_p}{K T_o}$
	$T_i$	$\frac{t_c}{1.2}$	$\frac{T_o}{0.3}$
PI	$K_p$	$0.45 k_c$	$0.9 \frac{T_p}{K T_o}$
	$T_i$	$\frac{t_c}{1.2}$	$\frac{T_o}{0.3}$
	$T_d$	$\frac{t_c}{8}$	$0.5 T_o$
PID	$K_p$	$0.6 k_c$	$1.2 \frac{T_p}{K T_o}$
	$T_i$	$\frac{t_c}{2}$	$2 T_o$
	$T_d$	$\frac{t_c}{8}$	$0.5 T_o$

Tabla 3-3 Fórmulas de sintonía de Ziegler y Nichols

Las fórmulas de Ziegler y Nichols contienen ciertas reglas heurísticas, que las diferencian, como veremos más adelante, de las propuestas por otros autores. Y que son las siguientes:

- 1ª) Las constantes de tiempo integral y derivativa se fijan únicamente en función del período de la oscilación mantenida o del retardo observado en el proceso.
- 2ª) La ganancia proporcional se fija en función únicamente de la ganancia crítica o normalizada a la ganancia del proceso en función de la razón  $T_p/T_o$ .
- 3ª) Cuando el controlador es PID siempre se emplea una constante de tiempo derivativa igual a un cuarto de la constante de tiempo integral, con independencia de las características que tenga el proceso.

### 3-3-2 Mejoras de las fórmulas de Ziegler y Nichols

Aunque las fórmulas de Ziegler y Nichols siguen siendo un punto de referencia obligado para otros autores y son las más utilizadas en el campo industrial, nuestras experiencias al aplicarlas al modelo de primer orden con retardo confirman que: 1º) existen diferencias si el ajuste se hace a partir de una caracterización en lazo cerrado o en lazo abierto, siendo más aconsejable la caracterización en lazo cerrado, 2º) en general se obtienen respuestas más oscilatorias de las que corresponderían a la razón de amortiguamiento  $\frac{1}{4}$  y muy diferentes según se trate de un proceso con constante de tiempo dominante o de un proceso con retardo dominante. Véase la figura 3-9. Por tanto las fórmulas de Ziegler y Nichols no permiten en general alcanzar el objetivo propuesto (razón de amortiguamiento  $\frac{1}{4}$ ), para este objetivo son mucho más fiables las fórmulas de Cohen y Coon (1953), o las mejoras que se comentan a continuación.

La figura 3-9 es un claro ejemplo de lo comentado anteriormente. A la izquierda se pueden observar las respuestas obtenidas con los ajustes del controlador PI y a la derecha las obtenidas con el controlador PID para distintos valores de la constante de tiempo del proceso ( $T_p=10, 2$  y  $1$  sg.), manteniendo valores fijos de la ganancia en estado estacionario ( $K=1$ ) y del retardo ( $T_o=1$  sg.), es decir para ajustes realizados en tres situaciones típicas: a) proceso con constante de tiempo dominante ( $T_o/T_p=0.1$ ), b) proceso con retardo significativo ( $T_o/T_p=0.5$ ) y c) proceso con retardo dominante ( $T_o/T_p=1$ ). Con el controlador PI: en la situación (a) se observa un rápido rechazo al cambio en la carga pero una respuesta muy oscilatoria para cambio en la consigna, en la situación (b) se observa un lento rechazo al cambio en la carga y una mejor respuesta al cambio en la consigna, y en la situación (c) las dos respuestas son muy lentas. Con el controlador PID ocurre algo similar y presenta como desventaja adicional que las oscilaciones son aún más acusadas.

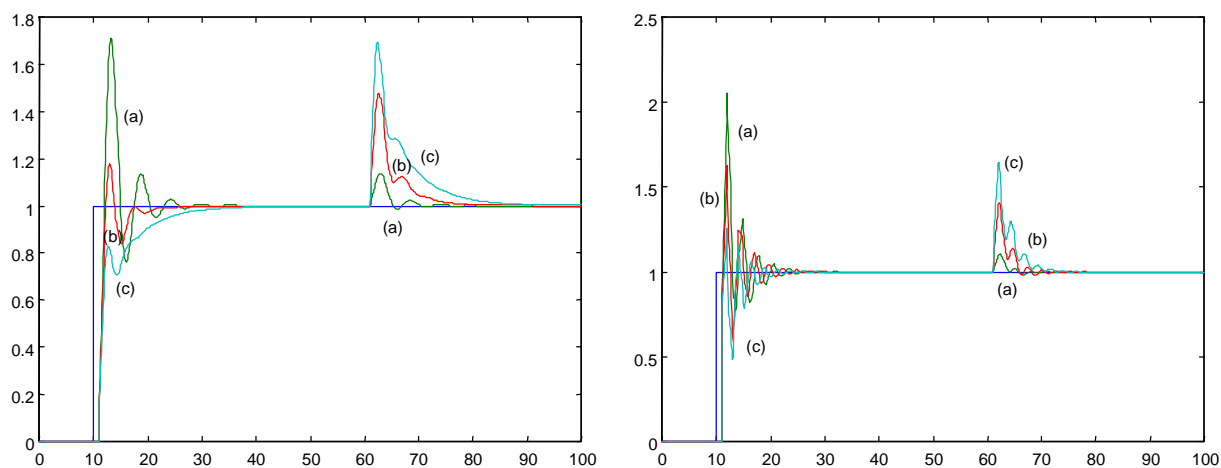
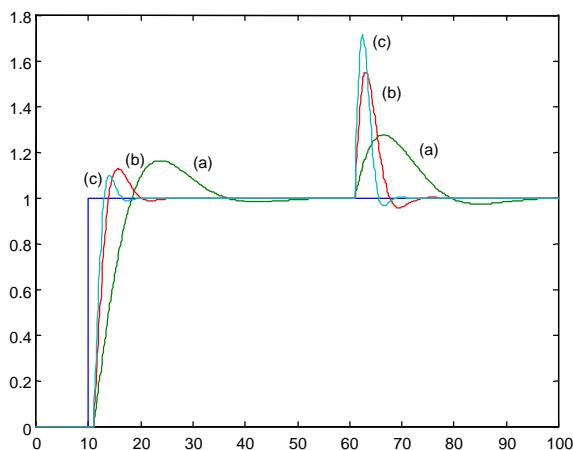


Figura 3-9 Respuestas obtenidas con control PI (izquierda) y PID (derecha) al aplicar las fórmulas de Ziegler y Nichols al modelo ( $K=1$ ,  $T_p$ ,  $T_o=1$  sg.) en las tres situaciones típicas.

Hang, Aström y Ho propusieron en 1991 unas modificaciones a las fórmulas de Ziegler y Nichols, pensando sobre todo en las respuestas para cambios bruscos en el punto de consigna. Entre sus propuestas, destacamos el ajuste de controladores PI utilizando como criterio de sintonía el 10% de máxima sobrelongación, que viene a corresponder a una razón de amortiguamiento de 0.1, y que se recoge en la tabla 3-4. La única desventaja de estas fórmulas es que además de la caracterización ( $k_c$  y  $t_o$ ) requieren el conocimiento de la ganancia en estado estacionario ( $K$ ) del proceso, porque al aplicarlas al modelo de primer orden con retardo se obtienen resultados aceptables en un amplio rango de procesos, mejores aún cuando el retardo del proceso es significativo que cuando la constante de tiempo es dominante, pues en este último caso la respuesta es bastante lenta. Véase la figura 3-10 y compárese con la figura 3-9 (izda).

Controlador	Parámetros	Ajuste para $m_p=10\%$
PI	$K_p$	$\frac{5 k_c}{6} \left( \frac{12 + K k_c}{15 + 14 K k_c} \right)$
	$T_i$	$\frac{t_c}{5} \left( 1 + \frac{4}{15} K k_c \right)$

Tabla 3-4 Fórmulas de Hang, Aström y Ho

Figura 3-10 Respuestas obtenidas al aplicar las fórmulas de Hang, Aström y Ho al modelo ( $K=1$ ,  $T_p, T_o=1$  sg.) en las tres situaciones típicas.

Otras fórmulas que permiten más posibilidades que las comentadas hasta ahora son las propuestas por González (1994), véase la tabla 3-5. Con ellas se pretende que el sistema en lazo cerrado tenga una respuesta para cambio en el punto de consigna con las características de un sistema de segundo orden asociadas a su coeficiente de amortiguamiento ( $\delta$ ). El usuario tiene libertad para fijar el valor deseado de cualquier especificación (máxima sobreelongación o razón de amortiguamiento) directamente relacionada con  $\delta$  y también tiene libertad en el caso PID para fijar la razón ( $\alpha$ ) entre las constantes de tiempo derivativa e integral. La única desventaja de estas fórmulas es que las respuestas son muy lentas cuando el retardo es pequeño, pero en cambio presentan resultados muy precisos cuando el retardo es significativo y mucho mejores que otras fórmulas cuando el retardo llega a ser dominante ( $T_o > T_p$ ). En la figura 3-11 se pueden ver los resultados de aplicar las fórmulas de González a las mismas situaciones de la figura 3-9, utilizando como criterio de sintonía una máxima sobreelongación del 25%, que equivale a elegir  $\delta=0.4$ , y fijando la razón  $\alpha=0.1$  en el caso PID.

Controlador	Parámetros	Ajuste por coeficiente de amortiguamiento ( $\delta$ )
PI	$\omega_n$	$-\frac{2\delta}{T_o} + \sqrt{\frac{4\delta^2}{T_o^2} + \frac{2}{T_p T_o}}$
	$K_p$	$\frac{\omega_n^2 T_p T_o}{2K}$
	$T_i$	$\frac{T_o}{2}$
PID	$\omega_n$	$\frac{-\delta T_p + \sqrt{\delta^2 T_p^2 + T_p (T_o - T_i) - \alpha T_i^2}}{T_p (T_o - T_i) - \alpha T_i^2}$
	$K_p$	$\frac{\omega_n^2 T_i T_p}{(1 + \omega_n^2 \alpha T_i^2) K}$
	$T_i$	$\frac{T_o}{4\alpha} (1 - \sqrt{1 - 4\alpha})$
	$T_d$	$\alpha T_i$

Tabla 3-5 Fórmulas de González

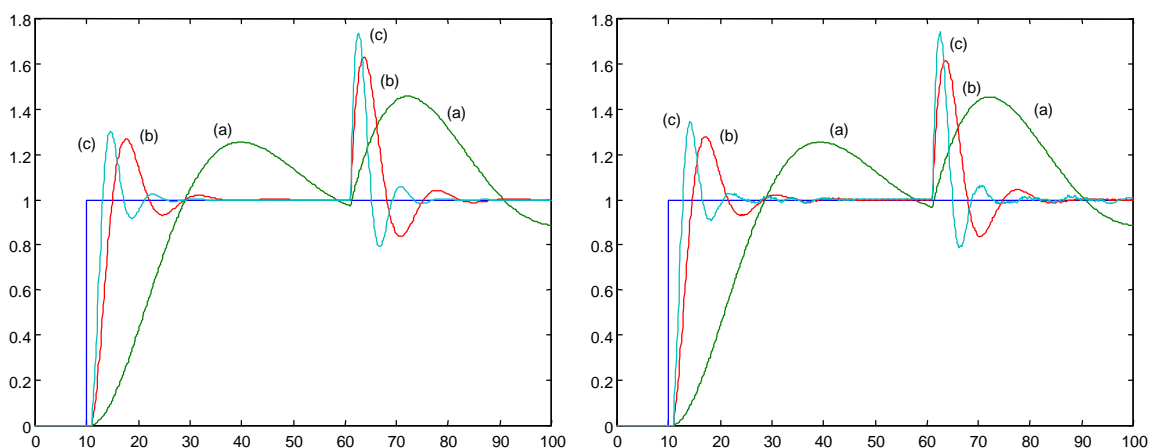


Figura 3-11 Respuestas obtenidas con control PI (izquierda) y PID (derecha) al aplicar las fórmulas de González al modelo ( $K=1$ ,  $T_p$ ,  $T_o=1$  sg.) en las tres situaciones típicas.

### 3-3-3 Fórmulas con criterios integrales

Entre las fórmulas con criterios integrales se destacan las propuestas por Lopez, Murrill y Smith en 1967 para cambios en la carga y las propuestas por Rovira, Murrill y Smith en 1969 para cambios en el punto de consigna, que se pueden expresar en función de la razón  $\Theta=T_d/T_p$  de la siguiente forma general

$$y = a_1 \Theta^{a_2} + a_3 \quad (3.5)$$

siendo  $y$  igual a  $K K_p$  para el cálculo de la ganancia proporcional,  $T_p/T_i$  para el cálculo de la constante de tiempo integral, y  $T_d/T_p$  para el cálculo de la constante de tiempo derivativa. Mientras que  $a_1$ ,  $a_2$  y  $a_3$  son constantes que, como se puede ver en las tablas 3-6 y 3-7, dependen del parámetro a calcular, del tipo de controlador (PI o PID), de la integral que se quiera minimizar (MISE, MIAE o MITAE) y del tipo de cambio (en la consigna o en la carga) para el que se desea realizar el ajuste.

Como en el caso de Ziegler y Nichols, estas fórmulas sólo se deben aplicar en el rango  $0.1 < T_d/T_p < 1$ . Nuestras experiencias al aplicar estas fórmulas al modelo de primer orden con retardo confirman que, elegido el controlador, no existen grandes diferencias entre la utilización de uno u otro criterio integral de sintonía. Cualquiera de los criterios para cambios en la carga da lugar a respuestas con sobreelongaciones apreciables. Y cualquiera de los criterios para cambios en el punto de consigna da lugar a respuestas con pequeñas sobreelongaciones o sobreamortiguadas. En la figura 3-12 se pueden ver los resultados de ajustar el controlador PI con criterio MITAE para cambios en la carga (izquierda) y para cambios en la consigna (derecha) en las mismas situaciones de la figura 3-9. No obstante, con relación a estas fórmulas se pueden hacer las siguientes recomendaciones de carácter general:

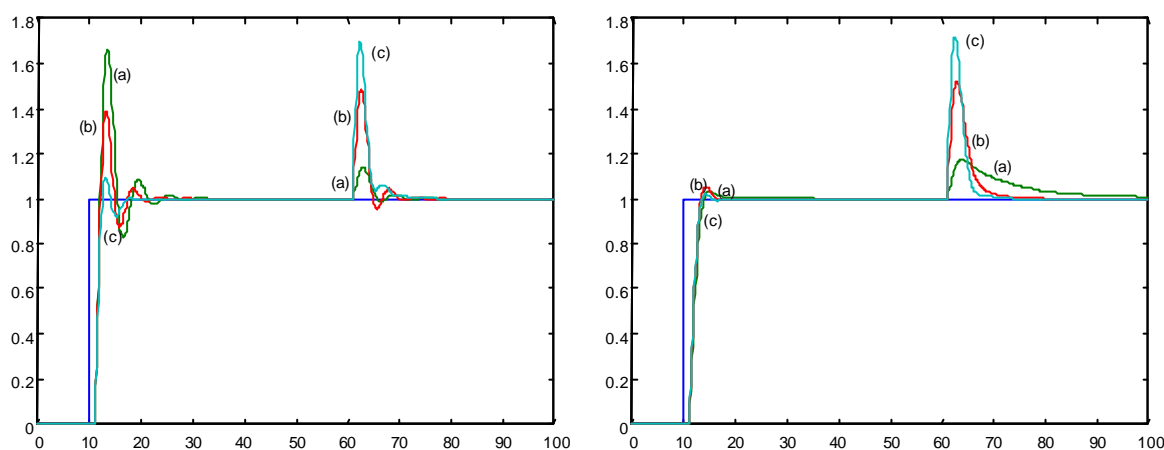
- Si se desea buena respuesta a cambio en la carga, es decir, que el sistema recupere rápidamente su estado estacionario frente a perturbaciones externas, es conveniente utilizar el criterio MISE para ese tipo de cambio y de controlador.
- Si se desea buena respuesta a cambio en el punto de consigna, es decir, que el sistema pase al nuevo estacionario en el menor tiempo posible, es conveniente utilizar el criterio MITAE para ese tipo de cambio.

Criterio	Modo	Cambio en la carga			Cambio en la consigna		
		$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_1$	$a_2$	$a_3$
MISE	P	1.305	-0.959	0	—	—	—
	I	0.492	-0.739	0	—	—	—
MIAE	P	0.984	-0.986	0	0.758	-0.861	0
	I	0.608	-0.707	0	-0.323	1	1.020
MITAE	P	0.859	-0.977	0	0.586	-0.916	0
	I	0.674	-0.680	0	-0.165	1	1.030

Tabla 3-6 Constantes de sintonía para controladores PI

Criterio	Modo	Cambio en la carga			Cambio en la consigna		
		a <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>	a <sub>3</sub>	a <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>	a <sub>3</sub>
MISE	P	1.495	-0.945	0	—	—	—
	I	1.101	-0.771	0	—	—	—
	D	0.560	1.006	0	—	—	—
MIAE	P	1.435	-0.921	0	1.086	-0.869	0
	I	0.878	-0.749	0	-0.130	1	0.740
	D	0.482	1.137	0	0.348	0.914	0
MITAE	P	1.357	-0.947	0	0.965	-0.855	0
	I	0.842	-0.738	0	-0.147	1	0.796
	D	0.381	0.995	0	0.308	0.929	0

Tabla 3-7 Constantes de sintonía para controladores PID

Figura 3-12 Respuestas obtenidas con control PI ajustado con criterio MITAE para cambio en la carga (izquierda) y en la consigna (derecha) para el modelo ( $K=1$ ,  $T_p$ ,  $T_o=1$  sg.) en las tres situaciones típicas.

### 3-3-4 Fórmulas con criterios frecuenciales

Aunque las fórmulas de Ziegler y Nichols se pueden interpretar en el dominio de la frecuencia (de Paor 1993, Aström y Hägglund 1995), las fórmulas pioneras en este dominio son las propuestas por Aström y Hägglund en el año 1984. Sus fórmulas, que se recogen en la tabla 3-8, contemplan el ajuste de controladores P por margen de ganancia y de controladores PID (no interactivo) por margen de fase o margen de ganancia. Por tanto ofrecen al usuario la posibilidad de conseguir respuestas temporales más o menos amortiguadas al especificar márgenes grandes o pequeños respectivamente. El usuario también tiene libertad en el caso PID para fijar la razón ( $\lambda$ ) entre las constantes de tiempo derivativa e integral. La única desventaja de estas fórmulas es que se parte de una información bastante pobre del proceso, el punto de la respuesta en frecuencia del proceso representado por las características ( $k_c$  y  $t_d$ ) estimadas en lazo cerrado, limitando bastante los márgenes que se pueden conseguir, sobre todo el margen de fase, aunque no tanto el margen de ganancia, por lo que se recomienda utilizar estas fórmulas para ajuste por margen de ganancia entre 3 y 4.

Resultados considerablemente mejores se obtienen con las fórmulas propuestas por Ho, Hang y Cao en 1995, recogidas en la tabla 3-9. Estas fórmulas presentan una ventaja muy importante, solucionan el problema de ajuste combinado por márgenes de fase y de ganancia, aunque en un rango limitado según sus autores, y lo hacen de una forma bastante eficiente, sobre todo para la pareja  $\phi_m=60^\circ$  y  $A_m=4$ . La única desventaja es que para el modelo con retardo puro consideran que el único controlador recomendable es el controlador PI, cuando realmente se ha demostrado que el controlador PID puede dar mejores resultados que el controlador PI cuando el retardo del modelo es significativo (valores intermedios de la razón retardo constante de tiempo).

Controlador	Parámetros	Ajuste por margen de fase ( $f_m$ )	Ajuste por margen de ganancia ( $A_m$ )
P	$K_p$	—	$\frac{k_c}{A_m}$
PID	$K_p$	$k_c \cos \phi_m$	$\frac{k_c}{A_m}$
	$T_i$	$\frac{t_c}{4 \pi \alpha} \left( \operatorname{tg} \phi_m + \sqrt{4 \alpha + \operatorname{tg}^2 \phi_m} \right)$	$\frac{t_c}{2 \pi \sqrt{\alpha}}$
	$T_d$	$\alpha T_i$	$\alpha T_i$

Tabla 38 Fórmulas de Aström y Hägglund

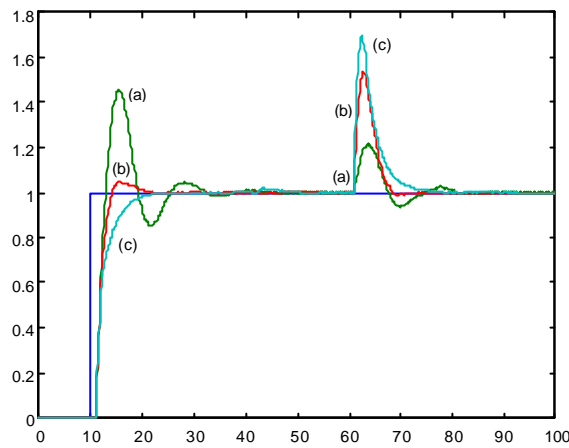


Figura 3-13 Respuestas obtenidas con PID al aplicar las fórmulas de Aström y Hägglund al modelo ( $K=1$ ,  $T_p$ ,  $T_o=1$  sg) en las tres situaciones típicas.

Controlador	Parámetros	Ajuste por márgenes de fase ( $f_m$ ) y de ganancia ( $A_m$ )
PI	$\omega_p$	$\frac{A_m \left( \frac{\pi \phi_m}{180} - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{\pi}{2} A_m^2}{(A_m^2 - 1) T_o}$
	$K_p$	$\frac{\omega_p T_p}{A_m K}$
	$T_i$	$\frac{1}{2 \omega_p - \frac{4 \omega_p^2 T_o}{\pi} + \frac{1}{T_p}}$

Tabla 39 Fórmulas de Ho, Hang y Cao

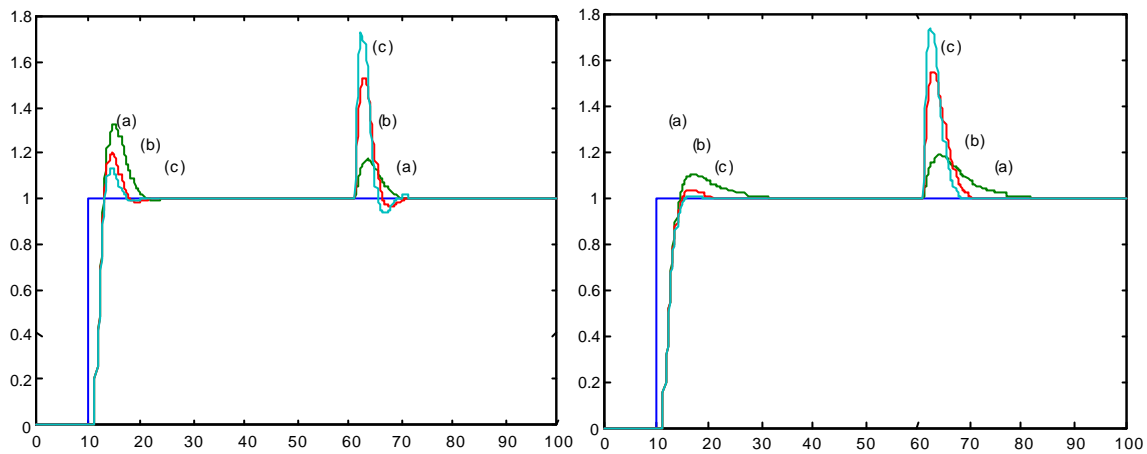


Figura 3-14 Respuestas obtenidas con PI al aplicar las fórmulas Ho, Hang y Cao al modelo ( $K=1$ ,  $T_p$ ,  $T_o=1$  sg.) en las tres situaciones típicas para  $f_m=45$  y  $A_m=3$  (izquierda) y para  $f_m=60$  y  $A_m=4$  (derecha).

### 3-3-5 Características de las fórmulas

Todas las fórmulas descritas anteriormente son empíricas, ya que se han obtenido de forma experimental, como resultado de experiencias reales o simuladas con diversos procesos industriales típicos, o como simulaciones con el modelo de primer orden con retardo puro, o de forma analítica pero con aproximaciones. Este carácter empírico hace que todas ellas tengan un rango limitado de aplicación, tanto en el valor de las especificaciones como en las características del proceso y que presenten resultados más brillantes para determinadas condiciones.

La tendencia actual en la industria es la utilización de controladores discretos. Las fórmulas anteriores, que se han obtenido para controladores analógicos, también sirven para la sintonía de controladores PID discretos, de la forma siguiente:

- Si el período de muestreo es muy pequeño respecto a las constantes de tiempo del proceso, se debe considerar al controlador como si fuera analógico y aplicar las mismas fórmulas.
- Si se quieren utilizar las fórmulas de Ziegler y Nichols en lazo cerrado, la estimación de  $k_c$  y  $t_c$  se debe hacer con el mismo período de muestreo que va a tener el controlador.
- Si se ha hecho una estimación en lazo abierto, se debe utilizar como parámetro  $T_o$  en las fórmulas de sintonía el retardo corregido, que se obtiene sumando medio período de muestreo al retardo estimado.

## Métodos de autosintonía

A pesar de que la autosintonía de controladores PID ha sido un tema de especial atención en los últimos años por parte de prestigiosos investigadores (Aström, Bristol, Devanathan, Hägglund, Higham, Hoopes, Kraus, Nishikawa, Seborg), directa o indirectamente relacionados con empresas comerciales de control de procesos, no es ni mucho menos un tema de investigación cerrado. En el Departamento de Informática y Automática de la UNED también llevamos más de quince años investigando en este tema. Fruto de este trabajo son las tesis de Morilla (1987), López (1994), Grau (1994) y González (1994), numerosas ponencias en congresos y las colaboraciones con el grupo REPSOL y con la empresa LBEIN.

En este capítulo se comentan las diferencias entre las distintas estrategias de control que se utilizan en los reguladores industriales, con especial atención a la **Autosintonía** y a la **Sintonía Automática**. Se describen a continuación un método concreto de Autosintonía que se basa en el análisis de la respuesta transitoria y un método concreto de Sintonía Automática que se basa en la estimación con el relé, con comentarios a las propuestas de varios autores y a los aspectos de operación de ambos métodos. También se dan algunas recomendaciones para el uso de este tipo de reguladores industriales y se comenta brevemente la existencia de paquetes informáticos con muchas más prestaciones y la posibilidad de conectarse a reguladores industriales de distintos fabricantes.

### 4-1 ¿Qué se entiende por Autosintonía? ¿y por Sintonía Automática?

El sistema típico de control realimentado está pensado para resistir variaciones moderadas en la dinámica del proceso, que se pueden producir, por ejemplo, cuando se cambia la zona de trabajo en un proceso industrial o cuando cambian las propiedades físicas de los productos que intervienen en el proceso; de hecho, la presencia de tales variaciones es una de las razones para introducir la realimentación. Sin embargo, cuando los cambios en la dinámica del proceso son grandes, el controlador lineal y de parámetros fijos, que forma parte del lazo de control y que operaba satisfactoriamente, puede llegar a degradar el comportamiento del conjunto. Una solución en estos casos es introducir una estrategia adicional, cuya misión es hacer que los cambios en el proceso se compensen automáticamente con cambios en el controlador, de manera que se mantengan las características especificadas en el diseño del sistema en lazo cerrado. Esta solución es la que se conoce como **control adaptativo**. Un buen sistema de control adaptativo debe ser capaz de detectar rápidamente los cambios que se producen en el proceso, cuantificar estos cambios y traducirlos adecuadamente a cambios en el controlador. Existen múltiples formas de hacerlo, de ahí que existan múltiples estrategias de control adaptativo (Aström et al. 1993).

De todos es conocida la robustez del controlador PID, es decir, su capacidad para resistir cambios en el proceso, sin que se deteriore excesivamente el comportamiento del lazo de control. A pesar de su robustez, el controlador PID también necesita, en determinadas situaciones, de una estrategia de control adaptativo, en este caso es normal que los cambios en el proceso afecten únicamente a los parámetros del controlador. Se habla entonces de **controladores PID autosintonizados**.

El mecanismo para la autosintonía de controladores PID, supone un segundo lazo de realimentación en el sistema típico de control. Básicamente se han impuesto dos tipos de mecanismos en los reguladores comerciales, los que actúan sincronizados con el controlador, y los que actúan de forma asíncrona. Ejemplo del primer tipo son los controladores autosintonizados basados en la estimación paramétrica, y del segundo tipo son los que se basan en el análisis de la respuesta temporal del sistema y los que se basan en el método del relé.

La figura 4-1 representa el diagrama de bloques de un **controlador autosintonizado por estimación paramétrica**. Respecto al sistema típico de control PID, intervienen dos nuevos elementos:

- El **estimador de parámetros**, que a partir de los valores de la entrada y de la salida del proceso, en cada instante de muestreo, es capaz de estimar los parámetros de un modelo del proceso. Lo normal es utilizar un estimador por mínimos cuadrados recursivo con alguna de sus variantes, para garantizar buena estimación.
- El bloque denominado **cálculo de parámetros**, que a partir de los parámetros del modelo del proceso es capaz de determinar, en cada instante de muestreo, los parámetros del controlador PID, para que el sistema en lazo cerrado

cumpla en todo momento las especificaciones de funcionamiento. El método de asignación de polos y ceros constituye un ejemplo de cálculo de parámetros.

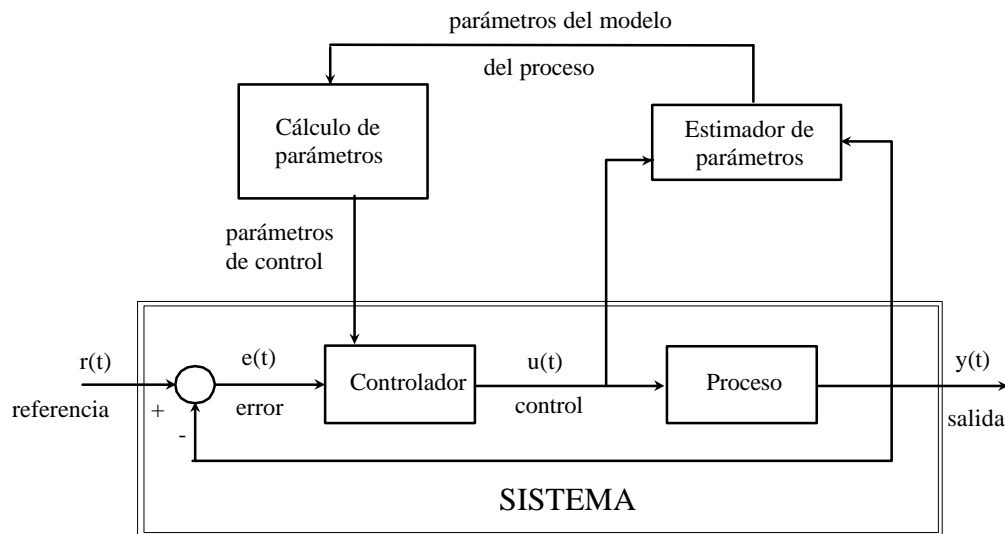


Figura 4-1 Esquema de autosintonía por estimación paramétrica.

La figura 4-2 representa el diagrama de bloques de un **controlador autosintonizado por análisis de la respuesta transitoria**. Respecto al sistema típico de control PID, intervienen dos nuevos elementos:

- El **analizador de respuestas**, que está registrando y analizando la respuesta transitoria del sistema, hasta que tiene información suficiente para determinar las características de respuesta temporal que necesita el bloque **ajuste de parámetros**.
- El bloque denominado **ajuste de parámetros**, que a partir de la respuesta del sistema a cambios bruscos en el punto de consigna o en la carga, es capaz de determinar los cambios necesarios en los parámetros del controlador PID, para que el sistema en lazo cerrado cumpla las especificaciones de funcionamiento.

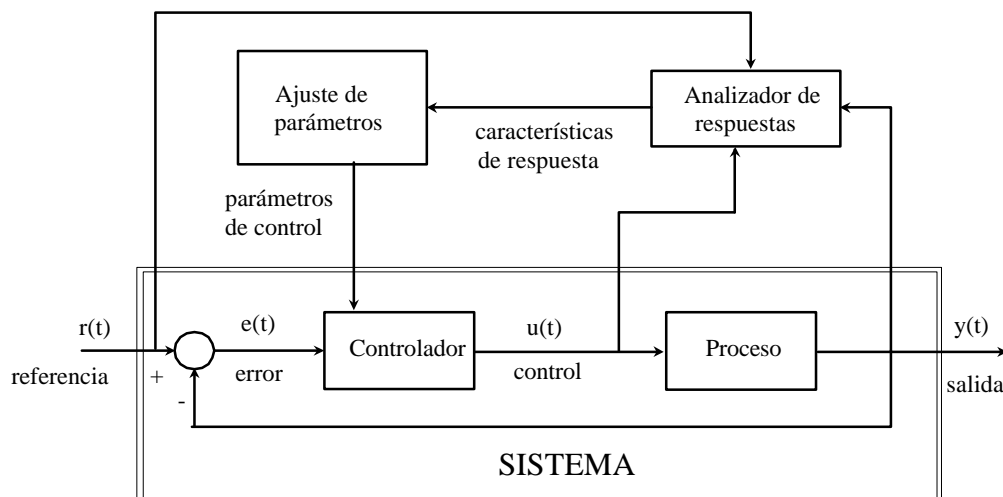


Figura 4-2 Esquema de autosintonía por análisis de la respuesta.

Esta simple descripción de los dos principales tipos de controladores autosintonizados, pone de manifiesto la diferencia básica entre ellos: en los primeros el ajuste de parámetros se efectúa cada período de muestreo, sincronizado con el cálculo de la señal de control, en los segundos el ajuste solo se efectúa cuando se dispone de suficiente información sobre la respuesta del sistema. La actitud conservadora, de no modificar los parámetros del controlador, hasta que no se disponga de suficiente información sobre la respuesta del sistema, no se debe interpretar como una adaptación más lenta, ya que existen estudios comparativos, por ejemplo en Quevedo y colaboradores (1988), que ponen de manifiesto tiempos de convergencia similares en ambos tipos de controladores.

La filosofía de los controladores autosintonizados por análisis de la respuesta es reproducir la vigilancia, que efectuaría un operario de procesos, para saber si el sistema está funcionando correctamente o si es necesario reajustar los parámetros del controlador, de ahí que en algunos casos reciban el calificativo de Sistema Experto. El precursor de esta línea fue Foxboro,

que en 1984 anunciaba la incorporación del modo de funcionamiento **EXACT** "Expert Adaptive Controller Tuning" en sus reguladores comerciales monolazo. Un fabricante representativo de la otra línea es Leeds & Northrup, que en 1983 anunciaba la opción **"Self Tuning"** en sus reguladores.

Existen en el mercado muchos reguladores industriales que no tienen capacidad para vigilar el lazo de control ni para ir estimando (on-line) un modelo del proceso, factor clave para tomar la decisión sobre si los parámetros del controlador deben cambiar o deben permanecer como están, pero que sí tienen capacidad para ajustar el controlador cuando el operario lo solicite. Se puede hablar entonces de **Sintonía Automática** pero no de **Autosintonía**. Cualquiera de los dos esquemas anteriormente comentados puede servir para realizar una Sintonía Automática, el segundo lazo de realimentación de las figuras 4-1 y 4-2 no estará presente permanentemente sino sólo cuando el operario haya desencadenado un ajuste de parámetros del controlador. Pero lo habitual es que los reguladores industriales utilicen métodos de estimación de características del proceso en lazo abierto (similares al comentado en el apartado 3-1-1, que sólo sirven cuando el proceso es estable) o el método del relé (comentado en el apartado 3-1-2), por lo que **en una operación de Sintonía Automática se suelen abandonar las condiciones normales de operación del lazo de control** y por tanto se deja de regular el proceso desde que se ha solicitado el ajuste hasta que los nuevos parámetros de control están disponibles.

Aunque anteriormente se han presentado a los métodos de autosintonía como unos procedimientos que se integran perfectamente en el funcionamiento normal del lazo de control, esto no es totalmente cierto en la práctica real. ¿Por qué?, pues porque:

- En los procedimientos de Autosintonía por estimación paramétrica es necesario que exista actividad en las distintas señales del sistema, ya que la ausencia de actividad puede llegar a deteriorar las estimas y por tanto los parámetros de control. En ausencia prolongada de excitación es habitual que sea el propio regulador autosintonizado el que la provoque.
- El tipo de respuesta que se espera en los reguladores autosintonizados por análisis de la respuesta transitoria, es la debida a un cambio brusco y aislado en la referencia o en la carga. Esta última señal no está indicada en la figura 4-2 para no complicar el esquema. Cuando el cambio no es brusco o no se presenta de forma aislada, existen verdaderas dificultades para determinar las características de la respuesta temporal, y por tanto, para tomar una decisión sobre los parámetros de control. Una solución a este problema, bastante habitual en los reguladores comerciales, es permitir que sea el usuario el que ordene el comienzo de una autosintonía de parámetros, y que esta orden desencadene también la perturbación del sistema. De esta forma se garantiza una excitación adecuada del sistema. En este caso se trata de un método de autosintonía interactivo, y no de un método totalmente automático. El método de Nishikawa y colaboradores (1984) es un ejemplo significativo de este tipo de métodos.

## 4-2 Autosintonía por análisis de la respuesta transitoria.

En este apartado se da un repaso a las distintas tareas que intervienen en los métodos de autosintonía por análisis de la respuesta transitoria. Se recogen las propuestas de varios autores referentes al análisis de la respuesta, a la estimación del modelo del proceso y al ajuste de parámetros de control. Y también se comentan sus limitaciones.

### 4-2.1 ¿Cómo analizar la respuesta?

El análisis de la respuesta del sistema, que está condicionado al tipo de especificaciones, se hace generalmente sobre la señal de error,  $e(t) = r(t) - y(t)$ , puesto que cualquier cambio brusco en la señal de referencia  $r(t)$  o en la carga se pone de manifiesto en la señal de error. El ejemplo más significativo de este tipo de análisis, precursor además en la aplicación industrial, es el que realiza el método EXACT de Foxboro por búsqueda heurística de picos (máximos y mínimos relativos).

En la parte superior de la figura 4-3 se muestran las típicas evoluciones de la señal de error para un cambio brusco en la señal de referencia y en la carga. En la parte inferior se muestra la heurística que se sigue en el análisis de la señal de error y la información, que como resultado de este análisis, se envía al bloque de ajuste de parámetros.

El análisis, básicamente la búsqueda de picos, comienza cuando la señal de error abandona una banda previamente definida. La situación ideal para EXACT es que se presenten los tres picos (los máximos relativos  $E_1$  y  $E_3$ , y el mínimo relativo  $E_2$ ), en este caso el bloque de ajuste de parámetros dispone de la máxima información, valor de los picos y el pseudoperiodo de la oscilación. Cuando esta situación no se presenta, debido a que no se ha podido localizar el segundo o tercer pico, o debido a que no se ha validado el primero, el segundo o el tercer pico, el bloque de ajuste de parámetros es informado de ello, para que tome las acciones oportunas:

- No modificar los parámetros de control por falta de información.

- Extrapolar los picos no medidos y el pseudoperíodo de oscilación, y utilizar esta información como válida para el ajuste de parámetros de control.

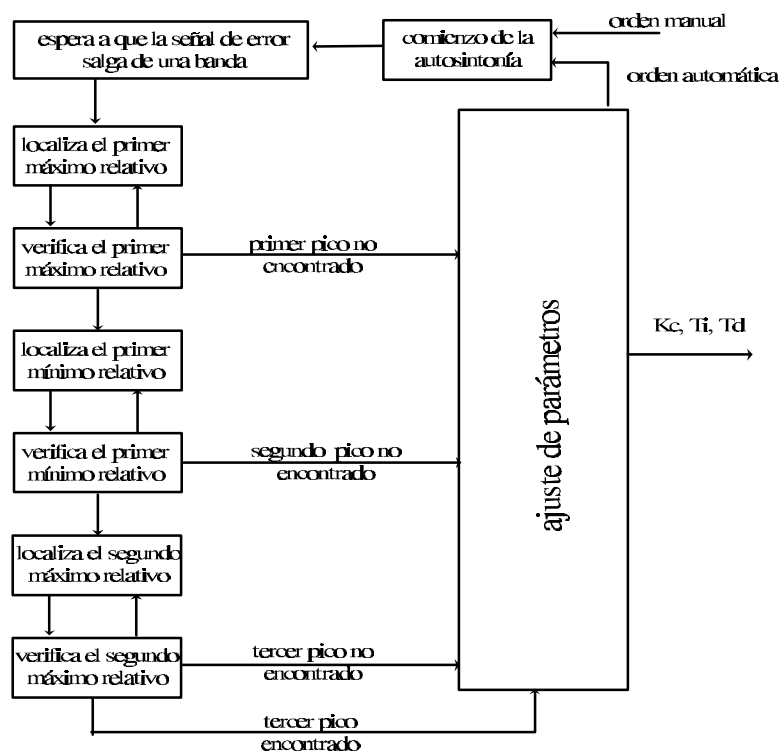
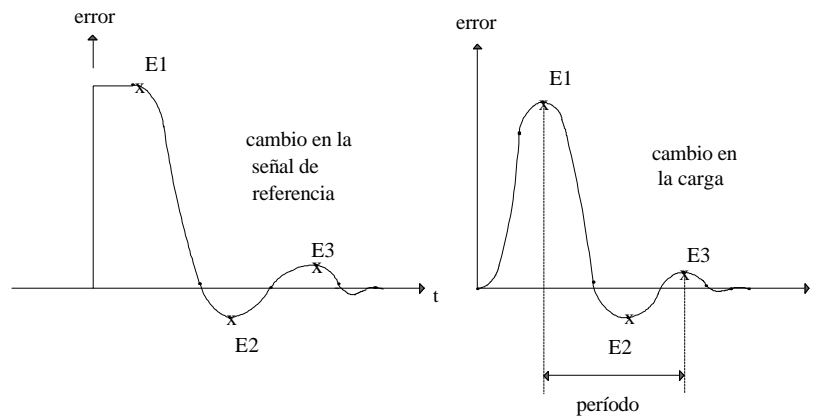


Figura 4-3 Análisis de la señal de error en EXACT.

Este ejemplo de análisis de la señal de error nos sirve para poner de manifiesto, que el análisis de la respuesta en un método de autosintonía está muy condicionado al tipo de especificaciones, precisamente, en el modo EXACT la especificación del sistema es conseguir una respuesta oscilatoria con amortiguamiento y máxima sobreelongación dentro de unos límites.

La heurística de EXACT, que está pensada para el análisis "on line" de la señal de error, fue utilizada, con ligeras variantes, por Morilla (1987) en su trabajo de tesis. Pero ésta no es la única forma de análisis de respuesta en controladores autosintonizados, concretamente Nishikawa y colaboradores (1984) hacen un análisis "off line" de la respuesta, teniendo en cuenta no sólo la salida del sistema, sino también la señal de control cuando se ha producido un cambio brusco en la señal de referencia. Todo ello a petición del usuario. El análisis en este caso, comienza cuando se ha producido el cambio en la referencia, con la búsqueda del estacionario final. Cuando éste se ha determinado se calculan cuatro áreas características.

$$S_y = \int_0^{\infty} [y(\infty) - y(t)] dt \quad ; \quad S_u = \int_0^{\infty} [u(\infty) - u(t)] dt$$

$$SA_y(\mathbf{a}) = \int_0^{\infty} e^{-\mathbf{a}t} [y(\infty) - y(t)] dt \quad ; \quad SA_u(\mathbf{a}) = \int_0^{\infty} e^{-\mathbf{a}t} [u(\infty) - u(t)] dt$$

Siendo:

" $y(\infty)$ " el valor estacionario final de la salida.

" $u(\infty)$ " el valor estacionario final de la señal de control.

" $\alpha$ " un número positivo elegido en función de las constantes de tiempo y del retardo puro del modelo del proceso, lo que obliga a haber efectuado alguna estimación previa en lazo abierto.

" $S_y$ " es el área delimitada por la salida del sistema respecto a su valor estacionario final  $y(\infty)$ , análogamente " $S_u$ " es el área determinada por la señal de control respecto a su valor estacionario final  $u(\infty)$ , véase como ejemplo la figura 4-4.

Salvo que no se imponga alguna condición para abortar la búsqueda del estacionario final, el cálculo de áreas características, necesaria para estimar un modelo del proceso, no se puede efectuar hasta que la salida del sistema alcanza el estado estacionario. La utilización de áreas es un buen procedimiento para evitar errores en las medidas, pero el tener que esperar al estacionario final hace que el método, sobre todo cuando la respuesta del sistema sea bastante oscilatoria, tenga poco poder de reacción frente a cambios en el proceso. De nuevo, si tenemos en cuenta que la especificación del sistema es minimizar el valor de una integral ponderada en el tiempo de la señal de error al cuadrado, lo lógico es esperar que el estacionario se alcance en un tiempo prudente y que el método, concebido por Nishikawa y colaboradores, que utiliza el análisis por áreas características, sea un método efectivo para este tipo de especificación.

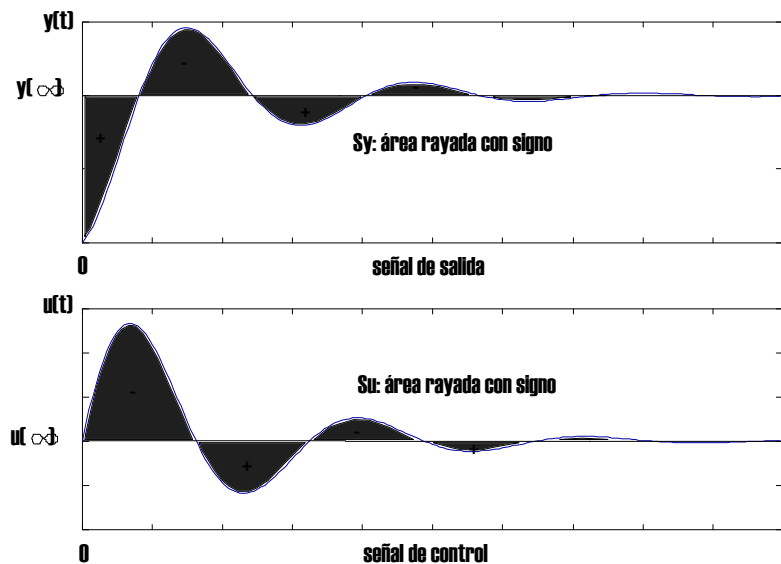


Figura 4-4 Dos de las áreas características, en el método de Nishikawa y colaboradores.

En el trabajo de tesis de González (1994) también se optó, como se describe en el trabajo de Morilla, González y Duro (2000), por el análisis "off line" de la respuesta del sistema, pero esta vez sólo para cambios en la referencia y distinguiendo entre dos tipos de patrones (respuesta oscilatoria y respuesta no oscilatoria). Se daba así cabida a una situación bastante habitual como es la siguiente: la respuesta transitoria del sistema debe ser oscilatoria según las especificaciones del usuario, pero los cambios en el proceso han hecho que actualmente la respuesta del sistema sea oscilatoria y mucho más amortiguada de lo que desea el usuario, por lo que el bloque analizador de respuesta debe ser también capaz de estimar las características de la respuesta y generar información suficiente para que los nuevos parámetros de control hagan salir de esta situación.

#### 4-2.2 ¿Cómo estimar un modelo del proceso?

En algunos controladores autosintonizados por análisis de la respuesta, las características determinadas por el bloque **analizador de respuestas**, véase la figura 4-2, son utilizadas directamente por el bloque **ajuste de parámetros** para determinar los parámetros de control. Esto ocurre en el modo EXACT de Foxboro, véase la figura 4-3. Sin embargo en otros métodos, como los propuestos por Nishikawa y colaboradores (1984) y por Morilla (1987), las características de respuesta se utilizan, en primer lugar, para determinar los parámetros de un modelo del proceso y éstos a su vez sirven para calcular los parámetros de control.

Realmente no existen diferencias entre la manera de proceder del modo EXACT y el método de Morilla, puesto que el primero calcula los parámetros de control teniendo en cuenta un modelo implícito del proceso, mientras que el segundo considera un modelo explícito del proceso; concretamente un mismo tipo de modelo (de primer orden más retardo puro). Se puede entonces establecer dos categorías de autosintonía por análisis de la respuesta; los que utilizan estimación del modelo

del proceso implícita, según el esquema de la figura 4-2, y los que utilizan estimación explícita del modelo del proceso, según el esquema de la figura 4-5.

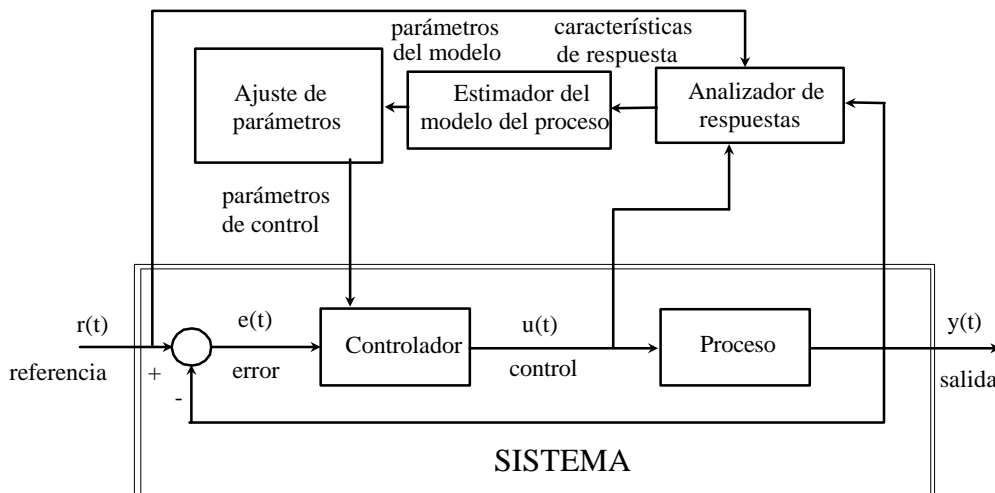


Figura 4-5 Esquema de autosintonía por análisis de la respuesta con estimación explícita de un modelo del proceso.

El bloque **estimador de parámetros** de la figura 4-5 y de la figura 4-1 tiene la misma finalidad estimar los parámetros del modelo del proceso, pero diferente forma de proceder. Mientras que en el esquema de la figura 4-1, la actualización de los parámetros del modelo se efectúa cada período de muestreo mediante un algoritmo de estimación paramétrico recursivo, en el esquema de la figura 4-5, la actualización se efectúa después del análisis 'on-line' u 'off-line' de la respuesta, mediante un algoritmo de estimación no paramétrico (basado en las características de la respuesta a entradas concretas).

En González (1994) se optó en cambio por hacer explícita la estimación de un modelo de segundo orden más retardo para el sistema en lazo cerrado, y que éste modelo sirviera de base para la estimación del modelo del proceso que sí es de primer orden más retardo. Por tanto, en lugar de un bloque estimador de parámetros se considera un **bloque estimador del modelo del sistema** y otro bloque **estimador del modelo del proceso**, el primero hace uso de las características de la respuesta generadas por el bloque analizador y el segundo tiene en cuenta los parámetros estimados del modelo del sistema y los parámetros actuales del controlador.

### 4-2.3 ¿Cómo ajustar los parámetros de control?

En el modo EXACT se utiliza un algoritmo de control PID paralelo, cuyo ajuste de parámetros, aunque se realiza directamente a partir de las características de la respuesta del sistema, está basado en las fórmulas de Ziegler y Nichols (1942), e incluye una cierta heurística que, por secreto empresarial, no aparece claramente cuantificada en ninguna publicación, ni en el manual de usuario del regulador 761 de Foxboro. Las líneas generales son:

- 1º) Determinar la constante de tiempo integral y la derivativa en función del pseudoperíodo de oscilación de la señal de error.
- 2º) Comparar el amortiguamiento  $(E_3 + E_2)/(E_1 + E_2)$  y la máxima sobreelongación  $E_2/E_1$  de la señal de error, con los límites máximos impuestos por el usuario. Tomar la acción oportuna sobre la ganancia proporcional, aumentándola, disminuyéndola o manteniéndola.
- 3º) Corregir las constantes de tiempo integral y derivativa en función del cambio efectuado en la ganancia proporcional.

El ajuste de parámetros propuesto por Nishikawa y colaboradores (1984) es el resultado de un problema de optimización que tiene como objetivo la minimización de la siguiente integral ponderada del error:

$$J(\mathbf{b}) = \int_0^{\infty} [e(t) e^{bt}]^2 dt$$

donde el parámetro  $\beta$  es una función del período  $P_u$  de la oscilación mantenida del proceso ( $\beta = \gamma/P_u$ ), de manera que valores de  $\gamma$  altos dan lugar a respuestas más amortiguadas. El problema de optimización así planteado, da resultados numéricos diferentes si se consideran cambios en la referencia o en la carga, si se considera el controlador PI o PID no interactivo, y es función del modelo del proceso y del parámetro  $\gamma$  considerado. Por lo cual no es posible disponer de fórmulas de sintonía con carácter general en función de los parámetros del modelo del proceso.

Morilla considera también el algoritmo de control PID no interactivo pero discretizado. De manera que el ajuste de parámetros se reduce, con la limitación  $T_D = T/4$  en el caso PID, a la determinación de la constante de tiempo integral y de la ganancia proporcional en función del modelo del proceso ( $K, T_p, T_o$ ), del período de muestreo ( $T$ ) y de la razón de amortiguamiento ( $b/a$ ) deseada. Para ello, Morilla ofrece dos alternativas, la utilización de tablas o la utilización de fórmulas. Pero en un rango limitado de aplicación dado por las relaciones:

$$\frac{T_p}{20} \leq T \leq \frac{T_p}{10}$$

$$\frac{T_o}{10} \leq T \leq T_o$$

que se cumplen con una buena elección inicial del período de muestreo.

El ajuste de parámetros propuesto por González (1994), que ya se comentó en el apartado 3-3-2 y se recogió en las fórmulas de ajuste de la tabla 3-5, deja libertad al usuario para fijar cualquier especificación de respuesta temporal directamente relacionada con el coeficiente de amortiguamiento ( $\delta$ ) y para elegir la razón entre las constantes de tiempo derivativa e integral del controlador PID no interactivo.

#### 4-2.4 ¿Qué limitaciones tienen estos métodos?

Todo lo comentado en este apartado nos sirve para acercarnos a los métodos de autosintonía por análisis de la respuesta, conocer sus peculiaridades y sus limitaciones. En cualquiera de ellos es muy importante la perfecta conjunción entre los bloques que lo constituyen: analizador de la respuesta y ajuste de parámetros en el caso implícito, analizador de la respuesta, estimador de parámetros y ajuste de parámetros en el caso explícito. Y las limitaciones en cualquiera de los bloques son limitaciones al método en su conjunto, así concretamente de los métodos analizados se puede resumir que:

- EXACT no establece unas especificaciones concretas sobre la respuesta del sistema, sino sobre el tipo de respuesta oscilatoria con amortiguamiento y sobreelongación dentro de unos rangos.
- EXACT aporta ideas generales sobre el ajuste de parámetros en función de las características de la respuesta, pero no aporta ninguna fórmula empírica que pueda ser utilizada por otros usuarios.
- Nishikawa y colaboradores, al tratar de abarcar tanto procesos autoregulados como no autoregulados, y de modelar con varias constantes de tiempo, complican excesivamente la estimación de parámetros del modelo del proceso, a lo que se añade la necesidad de elegir un nuevo parámetro  $\alpha$  por parte del usuario.
- Nishikawa y colaboradores aportan la metodología sobre el ajuste de parámetros, basado en un criterio de optimización cuadrático del error, pero no aportan ninguna fórmula empírica que pueda ser utilizada por otros usuarios.
- Morilla establece una especificación concreta, la razón de amortiguamiento, sobre la respuesta del sistema, aunque limita sus valores al rango entre 0.1 y 0.4.
- Morilla aporta un procedimiento de estimación del modelo del proceso fácil de aplicar, pero en el que la constante de tiempo  $T_p$  no se estima, sino que se mantiene siempre con el valor inicial. Una elección no muy afortunada de este valor o cambios grandes en la dinámica del proceso pueden hacer que el procedimiento de estimación tenga que trabajar en condiciones poco idóneas.
- Morilla ofrece dos alternativas al ajuste de parámetros, la utilización de tablas o la utilización de fórmulas empíricas, pero el rango de aplicación está limitado por las razones de la constante de tiempo y del retardo del modelo del proceso con el período de muestreo. Convirtiéndose éste último en un parámetro fundamental, no sólo en el ajuste de parámetros de control, sino también en la fase de estimación.
- El método propuesto por González, aún siendo más general que los anteriores, contempla sólo especificaciones sobre la respuesta del sistema para cambios en la referencia.
- Los métodos de autosintonía suelen dar buenos resultados cuando el lazo básico de realimentación está funcionando en condiciones próximas a las que constituyen el criterio de sintonía, por ello es conveniente haber ajustado bien los parámetros de control antes de activar la autosintonía. Este ajuste previo se suele realizar a partir de características del proceso estimadas en lazo abierto, de ahí que cualquier regulador industrial autosintonizado también incorpore entre sus prestaciones un modo de Sintonía Automática. Este modo es útil para realizar la primera sintonía (en la puesta en marcha) y para elegir el controlador más adecuado al proceso en cuestión.

- Todo método de autosintonía es un proceso iterativo, cuya bondad se debe medir por la capacidad de recuperar por sí solo en un tiempo razonable (pocas iteraciones) las condiciones de operación del lazo básico de realimentación cuando se produce un cambio significativo en las características del proceso. Por desgracia no siempre es así, e incluso las sucesivas iteraciones podrían llegar a producir un deterioro progresivo en el sistema de control, cuando esto ocurre el propio regulador industrial debe informar al usuario y desconectar la autosintonía.

### 4-3 Sintonía Automática por el método del relé.

La Sintonía Automática por el método del relé, que fue propuesta por Aström y Hägglund en 1984, es el procedimiento más simple y que más ha calado en los reguladores industriales. El primero en incorporarlo fue el modelo ECA-40 de Satt Control Instruments en mayo de 1984. Consta básicamente de los siguientes pasos:

- **Experiencia de ciclo límite** utilizando como controlador un relé con histéresis. En el apartado 3-1-2 se presentó de forma breve el método del relé como una forma indirecta de automatizar el método de la oscilación mantenida y de poder conseguir un ciclo límite en un sólo experimento.
- **Estimación de características del proceso**, concretamente la ganancia crítica ( $k_c$ ) y el período de oscilación mantenida ( $t_c$ ). En el apartado 3-1-2 también se comentó la forma de estimar estas características.
- **Ajuste de parámetros del controlador**. En el apartado 3-3-4 se describieron las fórmulas propuestas por Aström y Hägglund (1984) con este fin.

Pero en torno a este método de Sintonía Automática surgen una serie de problemas prácticos a los que también hay que dar solución de forma automática u opciones para que el usuario las pueda resolver manualmente. El más importante se refiere a las características que debe tener el relé para que el ciclo límite se presente en cualquier punto de operación e independientemente de la naturaleza del proceso, concretamente: ¿cómo se elige la histéresis del relé? y ¿cómo se elige la amplitud del relé?

**Elección de la histéresis del relé.** En el apartado 3-1-3 se incluyó la recomendación de que la anchura de la histéresis se debe elegir aproximadamente el doble de la amplitud del ruido observado en la salida del proceso. Por tanto es normal que un regulador industrial con Sintonía Automática por el método del relé incluya entre sus estrategias de arranque, antes de poner en marcha el relé, un análisis de ruido en la salida del proceso. El resultado de este análisis se suele emplear también para establecer una clasificación del proceso y decidir si el controlador debe ser PI o PID, recuérdese que en presencia de mucho ruido la acción derivativa no es muy recomendable salvo que el ruido sea de alta frecuencia y pueda ser rechazado por el correspondiente filtro (véase apartado 2-2). Así se hace en el ECA-40 de Satt Control Instruments, que establece la siguiente clasificación:

- Proceso normal, al que asocia un controlador PID.
- Proceso con mucho retardo al que asocia un controlador PI y unas fórmulas de sintonía específicas.
- Proceso con ruido significativo al que asocia un controlador PI.

**Elección de la amplitud del relé.** Una gran ventaja de utilizar el relé para provocar la oscilación mantenida es que la amplitud de la oscilación se puede controlar a voluntad, aumentando o disminuyendo la amplitud del relé en el transcurso del experimento (véase expresión 3.2). Si esta operación se quiere automatizar, es necesario incorporar una vigilancia y análisis continuo de la salida del proceso en paralelo con la experiencia del ciclo límite. La mayoría de los reguladores industriales no la incluyen y por tanto no pueden garantizar que la amplitud de la oscilación mantenida esté por debajo de un cierto valor. En su defecto suelen permitir que la elección de la amplitud del relé la haga el usuario de entre un conjunto finito (dos o tres) valores.

Puesto que el método del relé obliga a abandonar las condiciones normales de operación del lazo de control, otro aspecto práctico importante es que el ciclo límite se consiga en el menor tiempo posible y que el método de Sintonía Automática decida automáticamente que éste se ha alcanzado y que por tanto se puede proceder, con garantías suficientes, a la medición de la amplitud de la oscilación mantenida ( $a$ ) y del período del ciclo límite ( $t_c$ ). Es habitual que los reguladores industriales paren la experiencia de ciclo límite cuando el máximo de la salida repite el mismo valor (con cierta tolerancia) en al menos dos ciclos seguidos, por lo que necesitan incorporar un detector de máximos.

Para que el método del relé sea efectivo es conveniente que se parta de una buena situación de estado estacionario, a la que se puede haber llegado con un buen control en modo manual (si el proceso es estable en lazo abierto) o en modo automático. La segunda opción será posible si previamente se ha ajustado un controlador PI o PID, este ajuste previo se suele realizar a partir de características del proceso estimadas en lazo abierto, de ahí que algunos reguladores industriales con Sintonía

Automática por el método del relé también incorporen entre sus prestaciones un modo de Sintonía Automática en lazo abierto.

#### 4-4 Recomendaciones.

La mayoría de casas comerciales ofrecen únicamente el modo de Sintonía Automática en sus reguladores industriales monolazo y en sus sistemas de control distribuido. Pero las que incluyen entre sus productos reguladores industriales de altas prestaciones, pueden llegar a ofrecer varias de las opciones siguientes:

- Sintonía Automática en lazo abierto.
- Sintonía Automática en lazo cerrado con controlador especial (relé con histéresis).
- Sintonía Automática en lazo cerrado con el controlador habitual.
- Autosintonía por análisis de la respuesta transitoria.
- Autosintonía por estimación paramétrica.

pero aún ofreciendo funcionalmente lo mismo hay que tener en cuenta que detrás de cualquier Sintonía Automática o Autosintonía existe un cálculo de parámetros de control siguiendo un criterio de sintonía, en el apartado 3-2 se comentaron los más representativos, y por tanto los resultados obtenidos pueden ser muy diferentes. Cuando vaya a elegir un regulador industrial de estas características no solamente debe tener en cuenta lo que hace sino cómo lo hace y qué información le va a solicitar para hacerlo.

Si el proceso que desea controlar presenta características dinámicas muy similares en distintas zonas de operación, no será necesario acudir a un regulador industrial autosintonizado, le bastará uno que tenga Sintonía Automática. Incluso aunque el proceso presente características dinámicas muy variadas en distintas zonas de operación pero los cambios de zonas de operación no sean frecuentes, tampoco tendría necesidad de un regulador industrial autosintonizado, le valdría con realizar Sintonías Automáticas en cada zona de operación y poder disponer de distintos juegos de parámetros de control y un mecanismo de cambio de parámetros. Esta estrategia es la que se conoce en el campo de control adaptativo como **Ganancia Programada**.

El regulador autosintonizado sólo es recomendable en las condiciones que se han comentado en el apartado 4-1; cuando los cambios en la dinámica del proceso son grandes y pueden llegar a degradar el comportamiento del lazo de control si el controlador no compensa dichos cambios. Pero incluso en esta situación habrá que valorar si estos cambios son frecuentes o si en ausencia de excitación, el regulador va a estar continuamente perturbando al sistema de control y con qué tipo de señales. La situación ideal es que el regulador autosintonizado sea de **estrategia no invasiva**, es decir, que se limite a adaptar los parámetros de control a la nueva situación cuando la evolución natural de las señales del sistema se lo permitan. La opción intermedia es que el regulador autosintonizado sea de **estrategia invasiva**, es decir, perturbe al sistema para provocar una evolución de las señales del sistema que le permitan adaptar los parámetros de control, pero sólo actúe a petición del usuario.

Otro aspecto importante es que también se comercializan paquetes informáticos de los propios fabricantes de reguladores o de terceras partes, por ejemplo **Intelligent-tuner**, **Expertune** y **RAPID**, con muchas más prestaciones que las comentadas en este documento y con la posibilidad de comunicarse con reguladores industriales de distintos fabricantes. Con dichos paquetes se facilita la supervisión y la automatización de las distintas tareas de un método de autosintonía o de sintonía automática y la evaluación de los resultados obtenidos en cada una de ellas. También suelen incorporar algún entorno de simulación de manera que el usuario puede evaluar distintos tipos de ajuste y seleccionar el que considere más adecuado antes de hacerlo efectivo en el controlador real.



# Capítulo 5

## Ejemplos

En este capítulo se van a describir varios ejemplos de aplicación de los conceptos y técnicas descritas en los capítulos anteriores. El sistema de control elegido está representado de forma esquemática en la figura 5-1. Se trata de un sistema elemental de control de temperatura en un intercambiador de calor (vapor-líquido), que tiene la estructura de control realimentado, comentada en el capítulo 1, con dos bloques principales:

- El *PROCESO*, donde se puede considerar que están englobadas todas las dinámicas; la del intercambiador de calor, la del circuito de presión, la del actuador (la válvula) y la del sensor (el transmisor de temperatura).
- El *CONTROLADOR* de temperatura, cuya naturaleza (P, PI, PD o PID, continuo o discreto) y características están aún por decidir, y cuyos parámetros de control tampoco se conocen.

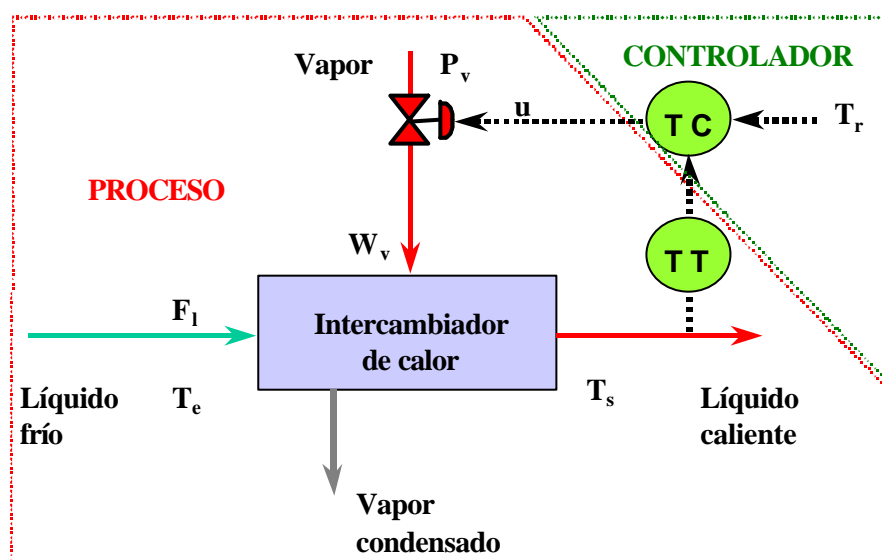


Figura 5-1 Sistema de control de temperatura en un intercambiador de calor

Las variables fundamentales, desde el punto de vista de control, en este sistema son:

- La apertura de la válvula de vapor ( $u$ , en %), que es la variable manipulada por el controlador.
- La temperatura del líquido de salida ( $T_s$ , en  $^{\circ}\text{C}$ ), que es la variable controlada por el controlador.
- Las tres variables del proceso (variables de perturbación) sobre las que no se tiene control, que son; la presión de vapor ( $P_v$ , en bares), la temperatura del líquido de entrada ( $T_e$ , en  $^{\circ}\text{C}$ ) y el caudal de líquido que atraviesa el intercambiador ( $F_1$ , en  $\text{m}^3/\text{h}$ ).
- La temperatura deseada en el líquido de salida ( $T_r$ , en  $^{\circ}\text{C}$ ), que es la señal de referencia para el controlador.

En este proceso existe otra variable, el caudal de vapor ( $W_v$ , en  $\text{T/h}$ ), que no es necesario considerar en este esquema elemental de control pero que sí se utilizaría en una estrategia con dos controladores en cascada.

Afortunadamente, se dispone de un modelo físico de este proceso en el entorno Simulink, que fue desarrollado para el Curso sobre Control de Procesos (Uned, Repsol y Petronor, 1999) y sobre el que podemos realizar todas las experiencias (en lazo abierto, en lazo cerrado con control PID o control por relé) que sean necesarias. Y para que estas experiencias sean realistas, se dispone también de información sobre el punto de trabajo (o punto de operación más habitual) y el rango en todas las variables fundamentales, tal como se muestra en la tabla 5-1.

Variable	Mínimo	Habitual	Máximo
Presión de vapor (en bares)	3	4	5
Apertura de la válvula (en %)	0	50	100
Caudal de líquido (en m <sup>3</sup> /h)	50	100	200
Temperatura del líquido de entrada (en °C)	30	40	45
Temperatura del líquido de salida (en °C)	45	50	60

Tabla 5-1 Valores de trabajo y rangos de las variables fundamentales en el intercambio de calor

### 5-1 Estimación de las características en lazo abierto

Para estimar los parámetros del modelo de primer orden con retardo puro que mejor aproximan la respuesta del intercambiador de calor se ha realizado una experiencia en lazo abierto, cuyo resultado se puede ver en la figura 5-2. En dicha experiencia se partió del estado estacionario (apertura de válvula al 50% y temperatura de salida en 50 °C) y, transcurridos 10 minutos, se provocó un cambio brusco del 50% al 60% en la apertura de la válvula. La experiencia se detuvo a los 50 minutos, pues fue tiempo suficiente para que la temperatura del líquido a la salida del intercambiador alcanzara su nuevo estado estacionario.

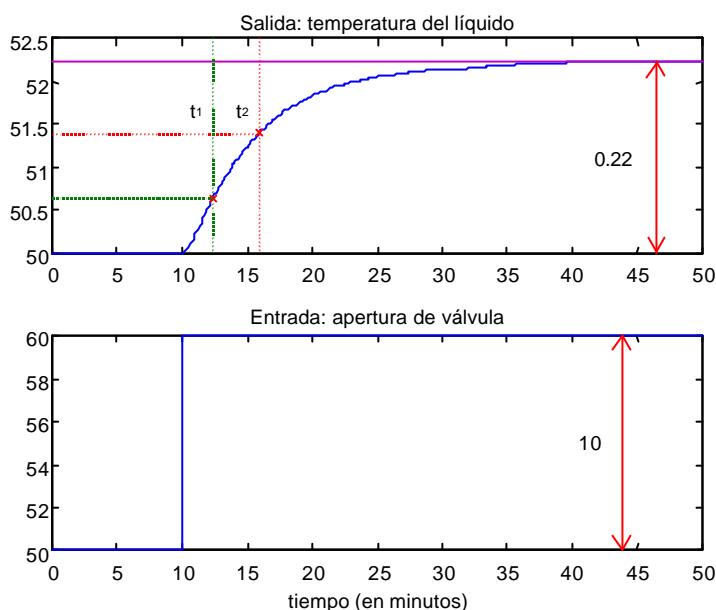


Figura 5-2 Experiencia en lazo abierto sobre el intercambiador de calor

Siguiendo el procedimiento gráfico recomendado en el apartado 3-1-1;

1º) La ganancia en estado estacionario  $K$  se obtiene como el cociente

$$K = \frac{\text{cambio en la temperatura}}{\text{cambio en la apertura}} = \frac{52.22 - 50}{60 - 50} = 0.22$$

2º) Se mide  $t_1 \cong 12.32$  min., como el instante en el que la temperatura alcanza los

$$50 + 0.283 (52.22 - 50) \cong 50.63 \text{ °C}$$

y  $t_2 \cong 15.96$  min. como el instante en el que la temperatura alcanza los

$$50 + 0.632 (52.22 - 50) \cong 51.40 \text{ °C.}$$

3º)  $T_p$  se obtiene como

$$1.5 (15.96 - 12.32) \cong 5.45 \text{ min.}$$

y  $T_o$  se obtiene como

$$15.96 - 10 - 5.45 \cong 0.51 \text{ min.}$$

*Observación: en el cálculo de  $T_o$  aparece el instante en el que se produjo el cambio en la apertura de la válvula, que no aparece explícito en el procedimiento del apartado 3-1-1, pues el instante del cambio en ese caso era el cero.*

## 5-2 Selección y sintonía del controlador

Se está ante un proceso con razón  $T_d/T_p \cong 0.09$ , por tanto, ante un proceso con constante de tiempo dominante y en consecuencia "fácil de controlar". El controlador recomendado para este tipo de procesos es, según el apartado 1-3-4, el controlador PI. Que entre sus características debe incorporar protección windup mediante un modelo de saturación del actuador con valores entre 0 y 100%, obtenidos de la tabla 5-1. Falta entonces por determinar unos parámetros de control adecuados a este proceso y para ello se acude a las fórmulas de sintonía del apartado 3-3, entre las que se han seleccionado:

- Las fórmulas de Ziegler y Nichols, por ser las más representativas y porque dan buenos resultados para este tipo de  $\cong 0.09$  esté ligeramente fuera del rango de aplicación de estas fórmulas.
- Las fórmulas de Hang, Aström y Ho, por ser específicas para controladores PI y porque a partir de los parámetros ( $K, T_p$  y  $T_o$ ) del modelo y de las ecuaciones 3-3 y 3-4, siempre es posible estimar las características ( $k_c$  y  $t_c$ ), necesarias para
- Las fórmulas con criterio MITAE para cambios en el punto de consigna, por ofrecer buenos resultados para este tipo de  $\cong 0.09$  esté ligeramente fuera del rango de aplicación de estas fórmulas.
- Las fórmulas de Ho, Hang y Cao por ser específicas para controladores PI y porque nos ofrecen un grado de libertad adicional con la elección de la pareja de especificaciones ( $A_m$  y  $\phi_m$ ).

En la tabla 5-2 se muestran las parejas de parámetros de control ( $K_p, T_i$ ) obtenidas con estas fórmulas a partir de las características estimadas en lazo abierto.

	ZN	HAH	MITAE	HHC (3,45)	HHC (4,60)
$K_p$	43.72	7.5	23.32	23.84	18.65
$T_i$ (en min)	1.70	2.22	5.37	1.84	3.15

Tabla 5-2 Ajustes para el controlador PI del intercambiador de calor

## 5-3 Prueba de los ajustes

A continuación se plantea un problema; ¿en qué condiciones de simulación se deben probar el controlador PI y sus parámetros de control? Que se resuelve con los dos experimentos siguientes.

*Experimento 1:* Como el proceso tiene tres variables de perturbación, el primer experimento que se ha programado contiene tres cambios bruscos y aislados, uno en cada perturbación, tal como se muestran en la tabla 5-3. La duración total del experimento es de 50 minutos y los instantes de cambio en las perturbaciones se han elegido con una separación tal que se pueda apreciar el efecto que sobre la respuesta del sistema tiene cada una de ellas de forma aislada. El cambio es positivo en los tres casos y del 20% sobre el rango normal de la variable correspondiente, que da lugar a las diferentes amplitudes que se indican en la cuarta columna de la tabla.

*Experimento 2:* Con el objetivo de analizar la respuesta del sistema a un cambio en la consigna se ha programado el segundo experimento; que tiene la misma duración (50 minutos) que el primero y presenta un sólo cambio en la temperatura de consigna. El cambio es positivo y del 10% sobre el rango normal de la variable controlada, que representa un cambio de 1.5 °C en la consigna.

Perturbación	Instante del cambio	Tipo de cambio	Amplitud del cambio
Presión de vapor	10	+20%	0.4 bares
Caudal de líquido	20	+20%	30 m <sup>3</sup> /h
Temperatura de entrada	30	+20%	3° C

Tabla 5-3 Perturbaciones programadas para el intercambiador de calor

En la figura 5-3 se pueden observar los resultados del experimento 1 para dos ajustes seleccionados de la tabla 5-2. Como se podía esperar, con el ajuste ZN se consigue rechazar más rápidamente cualquiera de las perturbaciones que con el ajuste HHC (4,60), y que la temperatura del líquido de salida se desvíe pocas décimas de grado respecto a su valor de consigna (50 °C). Todo ello se consigue porque la acción de control es más enérgica.

La selección del ajuste HAH de la tabla 5-2 nos llevaría a una situación muy parecida a la ZN pues los parámetros de control difieren muy poco entre sí. Mientras que el ajuste HHC (3,45) nos llevaría a una situación intermedia entre los mostrados en la figura 5-3, pues la constante de tiempo del controlador tendría un valor similar al caso ZN y la ganancia proporcional un valor intermedio entre ZN y HHC(4,60).

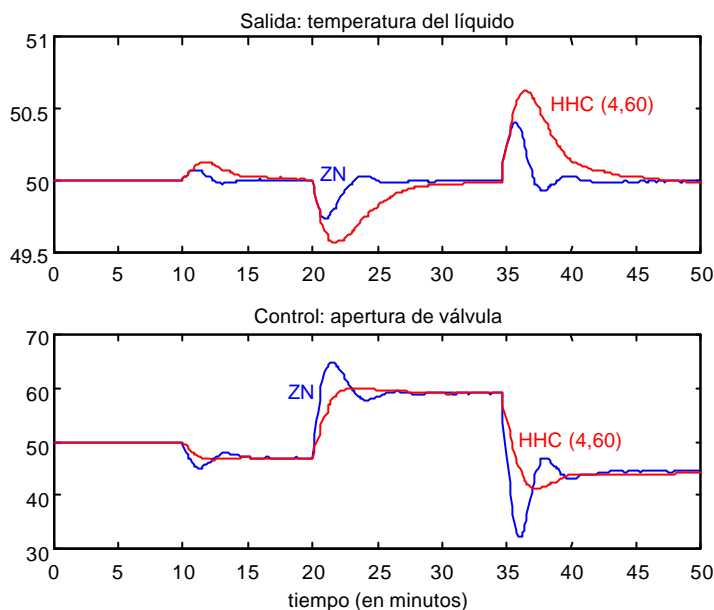


Figura 5-3 Resultados del experimento 1 para dos ajustes seleccionados de la tabla 5-2

En la figura 5-4 se pueden observar los resultados del experimento 2 para tres ajustes seleccionados de la tabla 5-2. Como se podía esperar, con el ajuste ZN se consigue la respuesta más rápida pero también con la máxima sobreelongación y gracias a que válvula de vapor ha permanecido totalmente abierta (100%) durante aproximadamente un minuto; tiempo en el que ha estado activo el mecanismo de desaturación del término integral que lleva incorporado el controlador PI. En cambio con el ajuste MITAE se consigue la respuesta con menor sobreelongación y menor tiempo de asentamiento, es decir, casi la

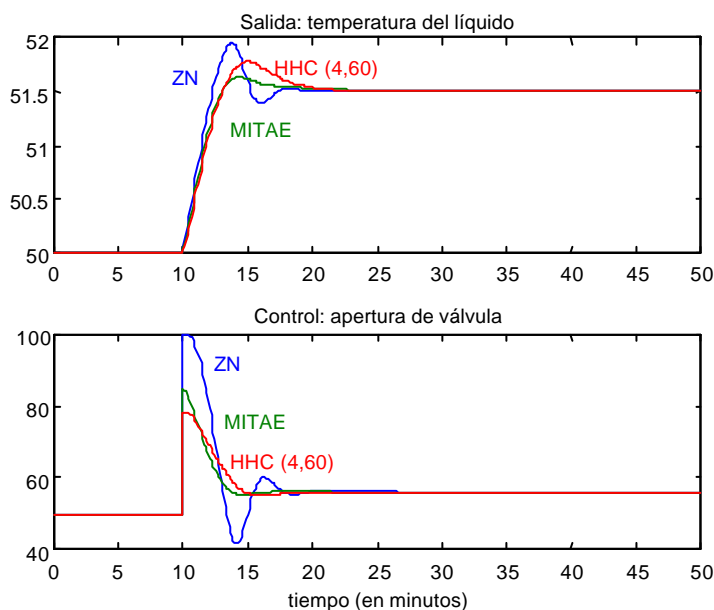


Figura 5-4 Resultados del experimento 2 para tres ajustes seleccionados de la tabla 5-2

El resultado obtenido con el ajuste HHC(4,60), que se puede considerar como el intermedio entre los otros dos, también es bastante bueno; pues es el que requiere la menor acción inicial de control, permite una sobreelongación moderada en la

temperatura de salida del líquido y asegura un tiempo de asentamiento en torno a los diez minutos, que es algo menos de la mitad del tiempo que tardaba el proceso en alcanzar un estado estacionario en lazo abierto.

#### 5-4 Sintonía de un controlador discreto

A continuación se plantea otro problema; ¿en qué condiciones (valor del período de muestreo y parámetros de control) se debería utilizar un controlador PI discreto sin perder prestaciones respecto al controlador analógico? Si tenemos en cuenta las recomendaciones del apartado 3-3-5, se pueden utilizar las mismas fórmulas que en el apartado 5-1-2 sustituyendo el retardo  $T_o$  por el retardo corregido, que se obtiene sumando medio período de muestreo al retardo estimado. En la tabla 5-4 se muestran los ajustes obtenidos con las fórmulas de Ho, Hang y Cao, con la misma elección de la pareja de especificaciones (4, 60) para tres elecciones del período de muestreo (0.1, 0.5 y 1 min.).

La figura 5-5 muestra los resultados obtenidos en las condiciones del experimento 2 para los tres ajustes de la tabla 5-4. Con el menor período de muestreo (0.1 min.) se consiguen replicar los resultados del caso continuo, con el período de muestreo intermedio (0.5 min.) se obtiene un resultado aceptable, pero con el mayor período de muestreo (1 min.) la respuesta se deteriora mucho respecto al caso continuo, llegando a una situación casi de oscilación mantenida a pesar de haber hecho la corrección en el retardo del modelo. Estos resultados confirman la utilidad de la regla empírica, comentada en el apartado 2-6-3, pues la elección  $h=0.5$  min. lleva a un valor de  $h/T_i=0.14$  que se sitúa en el extremo inferior del rango recomendable.

muestreo (h)	Retardo corregido	Razón ( $T_o/T_p$ )	$K_p$	$T_i$ (en min)	Razón ( $h/T_i$ )
0.1	0.56	0.10	17.00	3.27	0.03
0.5	0.76	0.14	12.56	3.66	0.14
1.0	1.01	0.18	9.42	3.98	0.25

Tabla 5-4 Ajustes del controlador PI discreto para tres elecciones del período de muestreo.

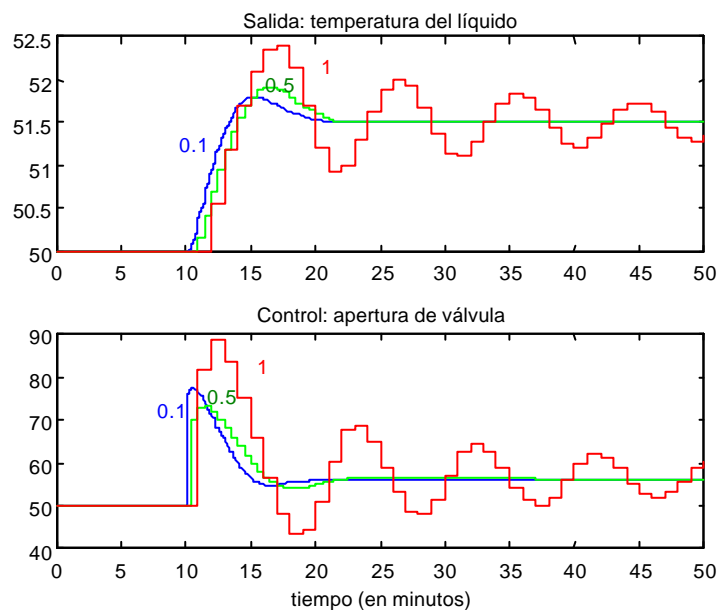


Figura 5-5 Resultados del experimento 2 para los tres ajustes de la tabla 5-4



## Bibliografía sobre sintonía y autosintonía de PID's

- ASTRÖM, K.J., and T. HÄGGLUND, Automatic tuning of simple regulators with specification on phase and amplitude margins, *Automatica*, Vol. 20, pp. 645-651, 1984.
- ASTRÖM, K.J., T. HÄGGLUND, C.C. HANG and W.K. HO, Automatic Tuning and Adaptation for PID Controllers - A survey, *Control Eng. Practice*, vol.1, No.4, pp. 699-714, 1993.
- ASTRÖM, K.J., and T. HÄGGLUND, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning* (2<sup>nd</sup> Edition), Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995.
- ASTRÖM, K.J., The future of PID Control, PID'00, IFAC Workshop on Digital Control, pp. 19-30, 2000.
- BRISTOL, E.H., Pattern Recognition: An Alternative to Parameter Identification in Adaptive Control, *Automatica*, vol. 13, pp. 197-202, 1977.
- BRISTOL, E.H., INALOGU, G.R. and STEADMAN, J.F., Adaptive Process Control by Pattern Recognition, *Instruments and Control Systems*, March 1970.
- CLAIR, D.W.ST. Controller tuning & control loop performance, a Primer. Straigh-line Control Co., 1989.
- CLAIR, D.W.ST. Improving control loop performance - without The Math. *Control Engineering*, pp. 141-143, 1991.
- CRUZ, J.M. DE LA, Contribución al Estudio y Síntesis de Reguladores Autosintonizados, Tesis Doctoral, Universidad Complutense, 1984.
- DEVANATHAN, R., C.C. KEONG, T.L. KIN and Y.C. SOON, An Expert PID Controller, *International Workshop on Artificial Intelligence for Industrial Applications*, pp. 525-530, 1988.
- DEVANATHAN, R., Expert Self-Tuning PI(D) Controller, *IFAC Intelligent Tuning and Adaptive Control*, pp. 217-222, 1991.
- DE PAOR, A.M., A fiftieth anniversary celebration of the Ziegler-Nichols PID Controller, *Int. J. Elect. Enging. Educ.*, Vol. 30, pp. 303-316, 1993.
- DORMIDO, S., DE PRADA, C. Fundamentos y técnicas básicas en el control de procesos por ordenador. Notas del IV curso de Automática en la Industria. AEIA, 1984.
- FUNG, H.W., Q.G. WANG AND T.H. LEE, PI Tuning in Terms of Gain and Phase Margins, *Automatica*, Vol. 34, No. 9, pp. 1145-1149.
- GERRY, J.P., A Comparison of PID Control Algorithms. *Control Engineering*, March 1987, pp. 102-105.
- GERRY, J.P., Find out how good that PID tuning really is. *Control Engineering*, July 1988, pp. 69-71.
- GONZÁLEZ, A.M., Un planteamiento continuo de la autosintonía de controladores PI y PID, Tesis Doctoral, UNED, 1994.
- GRAU, L., Autosintonía de Reguladores PID mediante sistemas de muestreo adaptativo, Tesis Doctoral, UNED, 1994.
- GRAU, L., F. MORILLA y S. DORMIDO, Sintonía automática en un regulador de temperatura industrial de altas prestaciones, *Actas del III Congreso de usuarios de Matlab, MATLAB'99*, pp. 153-161, UNED, 1999.
- HÄGGLUND, T. and ASTRÖM, K.J., Industrial Adaptive Controllers Based on Frequency Response Techniques, *Automatica*, Vol. 27, No. 4, pp. 599-609, 1991.
- HANG, C.C., K.J. ASTROM, W.K. HO, Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula. *IEE Proceedings-D*, vol. 138, nº 2, pp. 111-118, March 1991.
- HANSEN, P.D. and T.W. KRAUS, Expert System and Model-Based, Self-Tuning Controllers, pp. 216-229.
-

- HIGHAM, E.H., A Self-Tuning Controller Based on Expert Systems and Artificial Intelligence, CONTROL 85, IEE, vol. 1 pp. 110-115, 1985.
- HO, W.K, C.C. HANG and L.S. CAO, Tuning of PID controllers based on gain and phase margins specifications, Automatica, Vol. 31, pp. 497-502, 1995.
- HO, W.K, C.C. HANG and J.H. ZHOU, Self-Tuning PID Control of a Plant with Under-Damped Response with Specifications on Gain and Phase Margins, IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., Vol. 5, pp. 446-452, 1997.
- HO, W.K, K.W. LIM and W. XU, Optimal Gain and Phase Margin Tuning of PID controllers, Automatica, Vol. 34, No. 8, pp. 1009-1014, 1998.
- HOOPEES, H.S., HAWK, W.M. and LEWIS, R.C., A Self-Tuning Controller, ISA Transactions, vol. 22, nº 13, pp. 49-58, 1983.
- KAYA, A., SCHEIB, T.J. Tuning of PID Controls of Different Structures. Control Engineering, July 1988, pp. 62-65.
- KRAUS, T.W. and T.J. MYRON, Self-Tuning PID Controller Uses Pattern Recognition Approach, Control Engineering, pp. 106-111, June 1984.
- LEVA, A., PID autotuning algorithm based on relay feedback, IEE Proc. Part D, Vol. 140, pp. 328-338, 1993.
- LEVA, A., A Fast Relay-Based Identification Technique for the Automatic Tuning of Industrial Regulators, Symposium On Control, Optimization and Supervision, pp. 638-643, 1996.
- LIPTAK, B.G., VENCZEL, K., Process Control: Instrument Engineers' Handbook. Revised Edition. Chilton Book Company, 1985.
- LITT, J., An Expert System to Perform On-Line Controller Tuning, IEEE Control Systems, pp. 18-23, April 1991.
- LÓPEZ, I., Contribución al control digital de procesos con el periodo de muestreo utilizado como compensador, Tesis Doctoral, UNED, 1994.
- LOPEZ, A.M., MILLER, J.A., MURRILL, P.W., SMITH, C.L., Tuning controllers with error-integral criteria. Instrumentation Technology, vol. 14, nº 11, 1967.
- MESNER, W.C. and D.M. TILBURY, Control Tutorials for Matlab and Simulink: A Web-Based Approach, Addison-Wesley Longman, Inc., 1998.
- MILLER, J.A., LOPEZ, A.M., MURRILL, P.W., SMITH, C.L. A comparison of open loop techniques for tuning controllers. Control Engineering, vol. 14, nº 12, 1967.
- MORILLA, F., S. DORMIDO, J.M. GUILLEN, J.M. de la CRUZ and J. ARANDA, A New Method of Self-Tuning Digital PID Controllers, LCA'86, IFAC Symp., pp. 257-261, 1986.
- MORILLA, F. Contribución a los métodos de autosintonía de reguladores PID. Tesis doctoral. UNED, 1987.
- MORILLA, F., S. DORMIDO, J.L. FERNÁNDEZ, M.A. CANTO, A systematic study of PID controller tuning methods. Proc. IASTED International Symposium 'Modeling Identification and Control', 1989, pp. 383-386.
- MORILLA, F., Controladores PID: algoritmos y estructuras. Automática e Instrumentación, nº 204, pp. 131-136, Julio 1990.
- MORILLA, F., Controladores PID: ajuste de parámetros. Automática e Instrumentación, nº 207, pp. 155-160, Noviembre 1990.
- MORILLA, F., Identificación no paramétrica, Dpto. de Informática y Automática, UNED, 1993.
- MORILLA, F., I. LÓPEZ, R. HERNÁNDEZ and S. DORMIDO, SINTOLAB: Un desarrollo en MATLAB para el ajuste y supervisión de lazos de control, Actas del II Congreso de usuarios de Matlab, MATLAB'96, pp. 439-454, UNED, 1996.
- MORILLA, F. and S. DORMIDO, Methodologies for the Tuning of PID Controllers in the frequency domain, PID'00, IFAC Workshop on Digital Control, pp. 155-160, 2000.
- MORILLA, F., A. GONZÁLEZ and N. DURO, Auto-Tuning PID Controllers in terms of relative damping, PID'00, IFAC Workshop on Digital Control, pp. 161-166, 2000.
- MORRIS, H.M., How Adaptive Are Adaptive Process Controllers, Control Engineering, pp. 96-100, March 1987.

- NISHIKAWA, Y., N. SANNOMIYA, T. OHTA and H. TANAKA, A Method for Auto-Tuning of PID Control Parameters, *Automatica*, vol 20, nº 13, pp. 321-332, 1984.
- PORTER, B., A.H. JONES and C.B. McKEOWN, Real-Time Expert Tuners for PID Controllers, *IEE Proceedings*, vol. 134, nº 14, pp. 260-263, 1987.
- PORTILLO, J., N. MARTÍN y M. MARCOS, Tutorial de controladores PID, *Actas del III Congreso de usuarios de Matlab, MATLAB'99*, pp. 173-180, UNED, 1999.
- PRADA, C. DE, Reguladores Adaptativos Comerciales: ¿ Cuáles son sus fundamentos?, *Automática e Instrumentación*, nº 1207, pp. 97-101, Noviembre 1990.
- QUEVEDO, J., R. FERREIRO, P. LAGUNA, J. ROCA, R. SUAREZ y A. TORRALBA, Prueba experimental de dos controladores adaptativos industriales, *Automática e Instrumentación*, nº 1178, pp. 173-179, Marzo 1988.
- ROVIRA, A.A., MURRILL, P.W., SMITH, C.L. Tuning controllers for set-point changes. *Instruments and Control Systems*. December, 1969.
- SEEM, J.E., A new pattern recognition adaptive controller, *Preprints of 13<sup>th</sup> World Congress of IFAC*, Vol. K, pp. 121-126, 1996.
- SHAFIEI, Z. and A.T. SHENTON, Frequency-domain Design of PID Controllers for Stable and Unstable Systems with Time Delay, *Automatica*, pp. 2223-2232, 1997.
- SHINSKEY, F.G., *Process Control System Application, Design and Tuning*, 3<sup>rd</sup> ed., New York: McGraw-Hill, 1988.
- SMITH, C.A., CORRIPIO, A.B. *Principles and Practice of Automatic Process Control*. John Wiley & Sons, 1985.
- VODA, A.A. and I.D. LANDAU. A Method for the Auto-calibration of PID Controllers, *Automatica*, Vol. 31, pp. 41-53, 1995.
- VÁZQUEZ, F., F. MORILLA and S. DORMIDO, An iterative method for tuning decentralized PID Controllers, *Preprints of 14<sup>th</sup> World Congress of IFAC*, Vol. C, pp. 491-496, Elsevier Science, 1999.
- WANG, Y.W. and H.H. SHAO, PID Autotuner Based on Gain-and Phase-Margin Specifications. *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol, 38, pp. 3007-3012, 1999.
- YARBER II, W.H. Electromax V Plus: A Logical Progression, *Control Expo'84*, pp. 205-228, 1984.
- YUWANA, M. and D.E., SEBORG, A New Method for On-line Controller Tuning, *Aiche Journal*, vol.28, no.3, May 1982.
- ZIEGLER, J.B. and N.B. NICHOLS, Optimun Setting Automatic Controllers, *Trans. ASME*, 64, pp. 759-768, 1942.

## Enlaces WWW de interés

<http://www.expertune.com/index.html>

Website of ExperTune, Inc.

<http://www.jashaw.com/PrControl/>

Process Control Solution

[http://members.aol.com/pidcontrol/pid\\_algorithm.html](http://members.aol.com/pidcontrol/pid_algorithm.html)

The PID Algorithm for the Process Industries

<http://rclsgj.eng.ohio-state.edu/matlab/PID/>

CTM (Control Tutorial for Matlab): PID Tutorial. Carnegie Mellon University

<http://www.ismc.be/product/rapid.html>

RaPID (Robust Advanced PID Control) product pages

<http://members.aol.com/pidcontrol/booklet.html>

Controller Tuning and Control Loop Performance, A Primer, by David W. St. Clair

[http://www-control.eng.cam.ac.uk/extras/Virtual\\_Library/Control\\_VL.html](http://www-control.eng.cam.ac.uk/extras/Virtual_Library/Control_VL.html)

Virtual Library for Control Engineering