

SINTONÍA PARA CONTROLADORES RESET

TUNING FOR CONTROLLERS RESET

Jesús María Juárez Ferreras
D.N.I: 10063244H

To cite this article:

Resumen

La sintonización de un controlador $PI+CI$ consiste en darle valores a los sistemas de acción integral y la ganancia + al porcentaje de reset del de integrador de Clegg de forma que el lazo del controlador garantice la estabilidad según se trate de cambios en el valor de consigna (servo control) o de perturbaciones de carga (control regulatorio).

Palabras clave: Diagrama de estado, sintonía, controlador PI, controlador CI.

Abstract

The tuning of a $PI+CI$ controller consists of giving values to the integral action systems and the gain + the reset percentage of the Clegg integrator so that the controller loop guarantees stability depending on changes in the value of setpoint (servo control) or load disturbances (regulatory control).

Keywords: State diagram, tuning, PI controller, CI controller.

1. INTRODUCCIÓN

En este artículo se analiza y presenta un método de sintonía en lazo cerrado basado en el espacio de estados del controlador $PI+CI$.

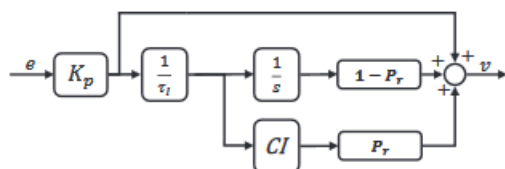


Figura 1: Diagrama de bloques del $PI+CI$

El elemento diferenciador de los métodos de identificación propuestos hasta ahora es el controlador de reset que incorpora el concepto de porcentaje de reseteo (Barreiro & Baños, 2012). Este tipo de controlador hace que podamos sintonizar el

mismo para inducir al sistema a que cumpla unas determinadas condiciones de aplicación.

Por otra parte, vemos que en los entornos de trabajo actuales cada vez son más comunes las situaciones en los que ya sea por la naturaleza de los sistemas que se desea controlar o por el tipo de comunicaciones empleados aparecen retardos temporales y es bien sabido que algunas de las limitaciones fundamentales de los sistemas de control lineal se acentúan al tratar con sistemas con retardos.

Los sistemas de control reset fueron los primeros controladores no lineales en ser desarrollados y presentan una serie de características que los hace recomendables: sencillez, mejora de prestaciones y fácil implementación. La sencillez se deriva de la definición del controlador reseteado como un controlador lineal en el que el valor de alguno de sus estados es puesto a cero en ciertos instantes de tiempo, esta definición es sencilla en el sentido de que es fácil visualizar cuál es la condición de reseteo. La mejora de prestaciones obtenida al emplear controladores reseteados respecto a controladores lineales se ha constatado en numerosos trabajos. La facilidad a la hora de implementar los controladores reseteados se da porque tanto en las herramientas de simulación, como en numerosos autómatas industriales existe la opción de resetear los integradores.

2. SINTONÍA

Sintonizar un sistema de control realimentado significa regular los parámetros del controlador para que tome decisiones cuando tengamos cambios en el set-point dado por el usuario o tengamos una perturbación (se puede presentar de forma aleatoria), y cuyo objetivo final es que la salida sea igual a nuestro valor de referencia.

También significa regular parámetros en el controlador para lograr implementar un control robusto en el proceso. “Robusto” en este contexto es usualmente definido como la estabilidad de las variables de procesos a pesar de los cambios de carga, una rápida respuesta ante los cambios de

setpoint, oscilaciones mínimas y un offset mínimo (error entre el setpoint y la variable de proceso) en el tiempo.

La respuesta deseada en lazo cerrado se suele especificar con referencia a un criterio de calidad de respuesta. A este planteamiento básico del problema de sintonización hay que incorporar cuatro factores a tener en cuenta:

- El algoritmo del controlador y las acciones que este puede tener sobre el error o sobre la variable del proceso a controlar.
- El modelo dinámico del proceso representa solo una aproximación a su comportamiento real que además, debido a la no linealidad del proceso real, puede variar de unas condiciones de operación a otras.
- La variable del proceso manipulada no debe experimentar cambios excesivamente bruscos que afecten negativamente al equipo.
- La calidad de respuesta deseada puede referirse a cambios en el punto de consigna o a cambios en las perturbaciones.

Existen muchos métodos de sintonización de un controlador PI. Por citar algún ejemplo comenzaremos por el método *Ziegler-Nichols* (1942), que permite sintonizar un controlador de forma empírica. Este método permite definir las ganancias proporcional e integral a partir de la respuesta del sistema en lazo abierto o a partir de la respuesta del sistema en lazo cerrado. Cada uno de los dos ensayos se ajusta mejor a un tipo de sistema. A continuación se hace un escueto resumen de sintonías que pueden aplicarse a un controlador PI:

- Fórmulas con criterios integrales, Lopez, Murrilly Smith (1967) y Rovira, Murrilly Smith (1969).
- Fórmulas con criterios de estabilidad, Aström y Hägglund (1984), mejoras del método *Ziegler-Nichols* de Hang, Aström y Ho (1991).
- Fórmulas de ajuste por margen de fase y margen de ganancia Ho, Hangy Cao(1995).
- Fórmulas AMIGO, Aströmy Hägglund (2005).

En este capítulo se lleva a efecto un estudio detallado sobre como sintonizar un controlador PI+CI. Con este fin hemos elegido, como hasta ahora, plantas de primer y segundo orden con retardo, por considerar que los tiempos de retardo o tiempos muertos conforman una parte fundamental de la dinámica de muchos procesos industriales, siendo una limitación para conseguir un control idóneo; por ello, es importante tenerlo en cuenta en el diseño del controlador del proceso ya que son origen de inestabilidad en los lazos de control.

3. MODELO EN EL ESPACIO DE ESTADOS

Vamos a realizar un control en variables de estado con realimentación siguiendo el modelo tipo *servo*, es decir, siguiendo la *referencia*, que va a ser una entrada constante tipo escalón, y para lo cual añadiremos una acción integral. De esta forma estamos añadiendo al lado de control el principio del modelo interno, que nos indica que entre la entrada y la salida debemos incluir los modos no estables de la señal de entrada.

En el espacio de estados, lo más lógico es representar el controlador PI+CI usando dos estados: uno correspondiente al término I, $x_i(t)$, y el otro al término CI, $x_{ci}(t)$, pero esta representación no es observable ni controlable pues la dinámica se rige por un solo integrador lineal suma de los dos términos. Por tanto la realización mínima del controlador PI+CI se expresa usando solamente un estado y un coeficiente de reset r_k , cuyo valor varía entre dos instantes de reset (Vidal & Baños, 2009).

$$C^T: \begin{cases} \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) + B_r e(t), & e(t) \neq 0 \\ x_r(t^+) = A_\rho x_r(t), & e(t) = 0 \\ y(t) = C_r x_r(t) + D_r e(t) \end{cases}$$

donde

$A_r \in \mathbb{R}^{n_r \times n_r}$, $B_r \in \mathbb{R}^{n_r \times 1}$, $C_r \in \mathbb{R}^{1 \times n_r}$ y $D_r \in \mathbb{R}$; $x_r(t^+)$ o x_r^+ es el valor $x_r(t + \varepsilon)$ con $\varepsilon \rightarrow 0^+$ y la matrices A_r , B_r , C_r , D_r y A_ρ de un controlador PI+CI con porcentaje de reset vienen dadas por:

$$A_r = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad B_r = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C_r = \frac{k_p}{\tau_i} (1 - p_r \quad p_r) \quad D_r = k_p$$

Siendo la matriz de reset:

$$A_\rho = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

4. ANALISIS DEL CONTROL DE RESET

Seguidamente enfrentaremos la tarea de sintonizar el controlador PI+CI en función del tipo de planta.

Tabla 1: Modelos de los procesos

| | | |
|--------|--|--|
| FOPTD | Primer orden con tiempo muerto (retardo) | $\frac{k_p e^{-Ls}}{\tau s + 1}$ |
| IFOPTD | Primer orden con integración y retardo | $\frac{k_p e^{-Ls}}{s(\tau s + 1)}$ |
| SOPTD | Segundo orden (sobreamortiguado) con retardo | $\frac{k_p e^{-Ls}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$ |

Inicialmente la ganancia k_p y el tiempo integral τ_i se sintonizan para el compensador base PI usando el método de ajuste AMIGO, fórmulas desarrolladas por *Aström y Hägglund (2005)*, y SIMC/SIMC(+) (*Grimholt & Skogestad, 2012*), de esta manera podemos comparar y aproximar los mejores resultados con estos algoritmos que consideramos óptimos para plantas con retardo.

A continuación vamos a usar el grado de libertad adicional dado por el porcentaje de reset (p_r) para mejorar el transitorio.

Para ello pretendemos utilizar una forma novedosa tanto en lo referente al diseño en sí de este parámetro, como a la utilización del controlador en conjunto en distintos tipos de procesos no contemplados en la literatura.

En la referencia (*Vidal & Baños, 2009*) podemos observar las reglas de sintonía para un sistema autónomo con un proceso de primer orden sin retardo obteniendo el porcentaje de reset relacionándolo con τ_i y k_p que elimina el sobreimpulso después de que se da el segundo instante de reset, y con retardo (dominante y no dominante) con porcentaje de reset fijo.

En (*Baños & Davó, Tuning rules for a reset PI compensator with variable reset, 2012*) encontramos que el ajuste del controlador en plantas de primer orden sin retardo se realiza añadiendo al sistema autónomo un sistema exógeno que puede modelar una entrada en escalón en el espacio de estados y relaciona el porcentaje de reset en base al error de entrada con el resto de parámetros del sistema. Para segundo orden, al no poder cancelar el cero, lo traslada al origen o al semiplano derecho (en este caso se añade un parámetro más para fijar en el ajuste del p_r).

4.1 Respuesta a escalón

Vamos a añadir un sistema exógeno cuya respuesta impulsiva se corresponde a una referencia dada. En nuestro caso a una respuesta escalón.

$$W: \begin{cases} \dot{w}(t) = A_w x_p(t), & w(0) = w_0 \\ r(t) = C_w w(t) \end{cases}$$

donde w_0 es el estado inicial del sistema exógeno.

Con esto acoplado al sistema de reset obtenemos un sistema extendido cuya respuesta impulsiva es igual a la salida del sistema autónomo.

Una función de Bohl puede (*Trentelman, Stoorvogel, & Hautus, 2002*)

4.2 Plantas de primer orden con tiempo muerto - FOPTD

Una función de transferencia de una planta de primer orden con retardo en forma canónica¹,

$$P(s) = \frac{b_0}{s + a_0} e^{-Ls}$$

representada en el espacio de estados en forma observable,

$$P: \begin{cases} \dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u(t - L), \\ y(t) = C_p x_p(t) \end{cases}$$

donde x_p es el estado de la planta, y $x_p(0)$ se asume 0. Siendo $A_p \in \mathbb{R}^{n_p \times n_p}$, $B_p \in \mathbb{R}^{n_p \times 1}$ y $C_p \in \mathbb{R}^{1 \times n_p}$.

$$A_p = -a_0 \quad B_p = b_0 \quad C_p = 1$$

añadiendo el controlador PI+CI, considerando una señal de referencia r y cerrando el lazo:

$$C^T: \begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + A_d x(t - L) + Br(t), & x(t) \in \mathcal{M} \\ x(t^+) = A_R x(t), & x(t) \in \mathcal{M} \\ y(t) = Cx(t) \\ y(t) = \phi(t) \end{cases} \quad t \in [-L, 0]$$

Donde ϕ es la condición inicial y $A_e \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $A_d \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ y $A_R \in \mathbb{R}^{n \times n}$, que son las matrices de estados **considerando el retardo de la planta**, entrada, salida, corresponden a:

Tres tipos de sistemas: autónomo, con referencia, y con sistema exógeno.

$$A_e = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ -B_r C_p & A_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$A_d = \begin{pmatrix} -B_p D_r C_p & B_p C_r \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -b_0 k_p & \frac{b_0 k_p (1 - p_r)}{\tau_i} & \frac{b_0 k_p p_r}{\tau_i} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

¹ En su forma estándar: $a_0 = \frac{1}{\tau}$; $b_0 = \frac{K}{\tau}$

$$A = A_e + A_d e^{-Ls}$$

$$B = (0 \quad B_r)^T = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C = (C_p \quad 0) = (1 \quad 1 \quad 0)$$

siendo la matriz de reset,

$$A_R = \begin{pmatrix} I_{n_p} & 0 \\ 0 & A_\rho \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Y en cuyo sistema los instantes de reset t_k , $k = 0, 1, 2, \dots$ se definen como aquellos en los que el estado del sistema en lazo cerrado alcanza la superficie de reset \mathcal{M} :

$$\mathcal{M} = \{x(t) \in \mathbb{R}^n \mid Cx(t) = 0\}$$

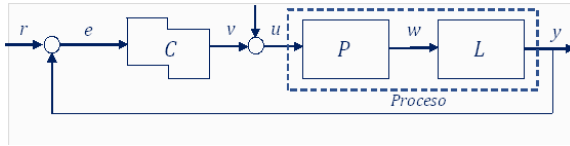


Figura 2: Sistema de control PI+CI con planta de primer orden y retardo

Ahora añadiremos el escalón de entrada al sistema autónomo con retardo (Trentelman, Stoorvogel, & Hautus, 2002):

$$A_w = 0$$

$$C_w = 1$$

Y de esta forma, y considerando un estado ampliado $z = (x^T, w^T)^T$ el sistema de control de reset viene dado por:

$$Z: \begin{cases} \dot{z}(t) = A_z z(t) + B_r \delta(t), & C_{z_c} z(t) \neq 0 \\ z(t^+) = A_{z_R} z(t), & C_{z_c} z(t) = 0 \\ y(t) = C_z z(t) \end{cases}$$

donde $B = z(0)$ y

$$A_z = \begin{pmatrix} A & B \\ 0 & A_w \end{pmatrix}$$

$$C_z = (1 \quad 0 \quad 0 \quad 0) \quad C_{z_c} = (-1 \quad 0 \quad 0 \quad 1)$$

$$A_{z_R} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad B_k = \begin{pmatrix} w_0 \\ x_i(t_k) \\ 0 \\ w_0 \end{pmatrix}$$

entonces,

$$A_z = \begin{pmatrix} b_0 k_p e^{-Ls} - a_0 & \frac{-(b_0 k_p e^{-Ls}(p_r - 1))}{\tau_i} & \frac{-(b_0 k_p p_r e^{-Ls})}{\tau_i} & b_0 k_p \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

La solución del sistema en lazo cerrado con retardo y una señal de referencia se puede expresar como:

Añadir retardo y referencia

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_0^h e^{A(t_k)} B u(t)$$

Ahora vamos, a partir de la representación en el espacio de estados del sistema completo en lazo cerrado, a obtener la función de transferencia.

La función de transferencia entrada/salida en representación externa del modelo de espacio de estados continuo e invariante en el tiempo, expresada en el Dominio de Laplace es:

$G(s) = C(sI - A - A_d e^{-Ls})^{-1} B$. Esto lo contemplamos en la matriz A , ya dentro de A_z y por tanto queda:

$$G(s) = C_{z_c} (sI - A_z)^{-1} B_k$$

Haciendo los cálculos del modelo matricial tenemos que la función de transferencia de la entrada del error es:

$$E_k(s) =$$

$$\frac{a_0 \tau_i w_0 - b_0 k_p x_i e^{-Ls} + b_0 k_p \tau_i w_0 + b_0 k_p p_r x_i e^{-Ls} - b_0 k_p \tau_i w_0 e^{-Ls}}{s^2 \tau_i - b_0 k_p e^{-Ls} + a_0 s \tau_i + 2b_0 k_p p_r e^{-Ls} + b_0 k_p s \tau_i e^{-Ls}}$$

Al ser un sistema con retardo, este se refleja en el numerador y denominador de la función de transferencia del error.

Sustituimos el retardo representado en forma frecuencial, e^{-Ls} , por su aproximación de Padé. No nos interesa más que su conversión del factor exponencial a una función de transferencia, y por tanto la aproximación puede ser sencillamente de primer orden.

$$e^{-Ls} = \frac{\frac{-L}{2}s + 1}{\frac{L}{2}s + 1}$$

Una vez realizado esto cancelamos los polos y ceros de la función de transferencia resultante, y resolvemos el cero que no se puede cancelar.

Siguiendo con el estudio del porcentaje de reset, haciendo el error cero $E_k(s) = 0$ despejamos p_r en función de las variables del sistema, y observamos fácilmente que nos queda:

$$p_r(t_k) = 1 + \frac{a_0\tau_i w_0 - b_0 k_p \tau_i w_0 + b_0 d_t k_p \tau_i w_0}{b_0 d_t k_p x_i(t_k)}$$

Donde d_t queremos que sea una medida ponderada del cero del sistema, de su dinámica. Esta ponderación reflejada en el porcentaje de reset, junto con el resto del controlador PI+CI, tiene que superar las limitaciones fundamentales que afectan a sistemas lineales con retardos o con polos o ceros en el semiplano derecho, y de forma irrefutable.

ESTOY CON PRUEBAS:

4.2.1 Técnicas de sintonía para controladores reset de plantas – FOPTD

Para la caracterización de las dinámicas se utiliza el retardo de tiempo normalizado θ que se define como

$$\theta = \frac{L}{L + \tau}$$

Donde L es el retardo de tiempo y τ la constante de tiempo para un modelo FOTD del proceso.

Procesos con $\theta < 0.5$, dinámica dominada por la constante de tiempo; procesos con $\theta > 0.5$, dinámica dominada por el retardo de tiempo y $\theta \approx 0.5$, dinámica balanceada.

Aunque el ámbito del método es $0 \leq \theta \leq 1$, para los controladores PI estándar solo se pueden obtener parámetros fiables para $\theta \geq 0.5$.

Este parámetro (razón de controlabilidad) se puede usar para determinar la dificultad de controlar un proceso. En general se puede decir que procesos con θ pequeña son fáciles de controlar, y la dificultad aumenta a medida que θ aumenta (Åström & Hägglund, 2009).

Vamos ahora a desarrollar un método general resumido para sintonizar un controlador PI+CI para una planta de primer orden con retardo. Las pautas a seguir serán las siguientes:

- Primeramente ajustamos los parámetros del controlador PI por medio de las reglas AMIGO y por SIMC(+) (Grimholt & Skogestad, 2012), que fueron concebidas para este tipo de controladores.
- Utilizar la aproximación de Padé para convertir el factor exponencial del retardo en función de transferencia. Cancelar ceros y polos.
- Obtener el porcentaje de reset (p_r) igualando el error a cero, $E_k(s) = 0$, y por tanto ya sólo nos preocupan los ceros del sistema.
- Despejar p_r en función de una ponderación del cero, siguiendo criterios de la dinámica del comportamiento del mismo en el sistema.

4.2.2 Ajuste del PI

Tabla 2: Ajuste del PI en proceso FOPTD

| | IAE | ITAE |
|-------|-----|------|
| AMIGO | | |
| SIMC | | |

4.2.3 Obtención del porcentaje de reset

$$E_k(s) = \frac{a_0\tau_i w_0 + b_0 k_p x_i e^{-Ls} + b_0 k_p \tau_i w_0 - b_0 k_p \tau_i w_0 e^{-Ls}}{b_0 k_p x_i e^{-Ls}}$$

Para evaluar la influencia del cero del controlador sobre las características dinámicas del sistema de control realimentado, determinamos el sobrepaso máximo M_p (Marín & Alfaro, 2007)

4.2.4 Ejemplo

Sea la planta de primer orden con retardo puro,

$$P(s) = \frac{b_0}{s + a_0} e^{-Ls}$$

$$P(s) = \frac{0.86}{s + 1.43} e^{-0.7s}$$

Sintonizando por SIMC(+), haciendo un ajuste conservador, más robusto (K_c es K_p en la fórmula de transferencia) obtenemos:

$$k_c = 0.444$$

$$\tau_i = 0.933$$

con

$$p_r =$$

4.3 Planta de primer orden con integración y retardo – IFOPTD

A partir de aquí poner todo con la entrada en escalón.

En su forma canónica,

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

O estableciendo una ganancia relacionada con la cte. de tiempo,

$$P(s) = \frac{k_p e^{-Ls}}{s(s + a_p)}$$

$$P(s) = \frac{b_0}{s^2 + a_p s} e^{-Ls}$$

En el espacio de estados (observable):

$$P: \begin{cases} \dot{x}_p(t) = \begin{pmatrix} 0 & -a_p \\ 1 & -1 \end{pmatrix} x_p(t) + \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix} v(t), \\ y(t) = (0 \ 1)x_p(t) \end{cases}$$

$$A_p = \begin{pmatrix} 0 & -a_p \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad B_p = \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C_p = (0 \ 1)$$

Cerrando el lazo:

$$A = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ -B_r C_p & A_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -a_p & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$A_d = \begin{pmatrix} -B_p D_r C_p & B_p C_r \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -b_0 k_p & \frac{b_0 k_p (p_r - 1)}{\tau_i} & \frac{b_0 k_p p_r}{\tau_i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = (0 \ B_r)^T = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C = (C_p \ 0) = (0 \ 1 \ 0 \ 0)$$

con matriz de reset,

$$A_R = \begin{pmatrix} I_{n_p} & 0 \\ 0 & A_\rho \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Función de transferencia del sistema

$$G(s) = \frac{s^2 e^{Ls} t_i + 2b_0 k_p p_r - b_0 k_p}{((s^3 + a_p s)e^{Ls} + b_0 k_p s)t_i + 2b_0 k_p p_r - b_0 k_p}$$

$$p_r = -\frac{s^2 e^{Ls} t_i - b_0 k_p}{2b_0 k_p}$$

4.3.1 Técnicas de sintonía para controladores reset de plantas IFOPTD

Vamos a diseñar unas reglas que tienen como objetivo mejorar el transitorio de la salida de un sistema de primer orden con respecto a un **PI** utilizando un **PI+CI** utilizando para ello el grado de libertad adicional que nos brinda p_{reset} reduciendo el tiempo de respuesta y el *overshoot* o *undershoot*.

Las reglas de ajuste del controlador **PI+CI** para un proceso de primer orden con retardo se pueden concretar de la siguiente manera:

1. Inicialmente la ganancia k_p y el tiempo integral τ_i se sintonizan para el compensador base PI usando el método de ajuste AMIGO (Ångström & Hägglund, 2004).
2. Con estos dos parámetros aplicados a la fórmula obtenemos el valor de la variable p_r .

4.3.2 Ajuste del PI

Tabla 3: Ajuste del PI en proceso IFOPTD

| | IAE | ITAE |
|-------|-----|------|
| AMIGO | | |
| SIMC | | |

4.3.3 Obtención del porcentaje de reset

$$p_r = -\frac{s^2 e^{Ls} t_i - b_0 k_p}{2b_0 k_p}$$

4.3.4 Ejemplo

4.4 Planta de segundo orden sobreamortiguado con retardo - SOPTD

Los sistemas de segundo orden sobreamortiguados tienen dos polos reales puros, negativos y diferentes. Su coeficiente de amortiguamiento (ξ) es mayor de 1.

$$\frac{k_p e^{-Ls}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

Equivalente a:

$$\frac{k_p e^{-Ls}}{(s + a_{p1})(s + a_{p2})}$$

$$P(s) = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} e^{-Ls}$$

$$P: \begin{cases} \dot{x}_p(t) = \begin{pmatrix} 0 & -a_0 \\ 1 & -a_1 \end{pmatrix} x_p(t) + \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix} v(t), \\ y(t) = (0 \ 1)x_p(t) \end{cases}$$

$$A_p = \begin{pmatrix} 0 & -a_0 \\ 1 & -a_1 \end{pmatrix} \quad B_p = \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C_p = (0 \quad 1)$$

Cerrando el lazo:

$$A = \begin{pmatrix} A_p & 0 \\ -B_r C_p & A_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -a_0 & 0 & 0 \\ 1 & -a_1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$A_d = \begin{pmatrix} -B_p D_r C_p & B_p C_r \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -b_0 k_p & \frac{b_0 k_p (p_r - 1)}{\tau_i} & \frac{b_0 k_p p_r}{\tau_i} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = (0 \quad B_r)^T = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C = (C_p \quad 0) = (0 \quad 1 \quad 0 \quad 0)$$

con matriz de reset,

$$A_R = \begin{pmatrix} I_{n_p} & 0 \\ 0 & A_\rho \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Función de transferencia del sistema

$$G(s) = \frac{s^2 e^{Ls} t_i + 2b_0 k_p p_r - b_0 k_p}{((s^3 + a_1 s^2 + a_0 s) e^{Ls} + b_0 k_p s) t_i + 2b_0 k_p p_r - b_0 k_p}$$

4.4.1 Técnicas de sintonía para controladores reset de plantas SOPTD

Seguiremos el mismo método que en el caso anterior.

4.4.2 Ajuste del PI

Tabla 4: Ajuste del PI en proceso SOPTD

| | IAE | ITAE |
|-------|-----|------|
| AMIGO | | |
| SIMC | | |

4.4.3 Obtención del porcentaje de reset

El mismo que el caso anterior.

4.4.4 Ejemplo

5. CONCLUSIONES

Referencias

- Álvarez Ballesteros, E. (2006, reimpr. 2009). *Sistemas de Control II*. México, D. F.: Universidad Autónoma Metropolitana.
- Ångström, K., & Hägglund, T. (2004). *Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control*. Lund, Sweden: Elsevier Ltd.
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (2009). *Control PID avanzado*. Madrid: Pearson Educación.
- Baños, A., & Davó, A. (2012). Tuning rules for a reset PI compensator with variable reset. *2nd IFAC Conference on Advances in PID Control*, Volume 45, Issue 3, 2012, Pages 583-588.
- Baños, A., & Davó, M. A. (2016). Tuning rules for a reset PI compensator with variable reset. *2nd IFAC Conference on Advances in PID Control*, 583-588.
- Baños, A., & Vidal, A. (Published Online: June 5, 2012). Design of reset control systems: the PI+CI compensator. *J. Dyn. Sys., Meas., Control. Sep 2012, 134(5): 051003*, (11 pages).
- Barreiro, A., & Baños, A. (2012). *Sistemas de Control basados en Reset*. Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 9, pp. 329-346.
- Clegg, J. (March 1958). A nonlinear integrator for servomechanisms. *Trans. A.I.E.E.m, Part II, 77*, 41 - 42.
- Gelb, A., & Van der Velde, W. (1968). *Multiple-Input Describing Functions and Nonlinear System Desing*. New York, NY: McGraw-Hill.
- Grimholt, C., & Skogestad, S. (2012). *Optimal PI-Control and Verification of the SIMC*

- Tuning Rule*. Trondheim, Norway: Department of Chemical Engineering, Norwegian University of Science.
- Guzmán, J., Hägglund, T., Åström, K., Dormido, S., Berenguel, M., & Piguet, Y. (2014). *Understanding PID desing through interactive tools*. IFAC.
- Marín, L., & Alfaro, V. (2007). Sintonización de controladores por ubicación de polos y ceros. *IEEE CONESCAPAN XXVI*. San José: Departamento de Automática, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica.
- Martínez, J. (2010). *Regulación Automática (apuntes)*. Albacete: ETSII - UCLM.
- Moreno, L., & Garrido, S. (2020). *Modelado y análisis de sistemas no lineales*. Madrid: Universidad Carlos III.
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderna*. Pearson.
- Sánchez, J., Guinaldo, M., & Dormido, S. (4-6 de septiembre de 2019). *Una regla de sintonía no estándar para controladores PI por eventos*. Ferrol: XL Jornadas de Automática: libro de actas.
- Trentelman, H., Stoorvogel, A., & Hautus, M. (2002). *Control theory for linear systems*. London: Springer Verlag.
- Vargas Villanueva, M. (2017). *Tutorial de análisis y control de sistemas usando Matlab*. Obtenido de https://www.u-cursos.cl/usuario/f77fc7be176d9b7e1bf51e951eae2753/mi_blog/r/Matlab_Tutorial_Control.pdf
- Vidal, A., & Baños, A. (2009). *Diseño de sistemas de control reseteados: aplicaciones en control de procesos*. Murcia: Tesis Doctoral - Universidad de Murcia.
- Xue, D., Chen, Y., & Atherton, D. P. (2008). *Linear Feedback Control - Analysis and Design with MATLAB*. Filadelfia, EEUU: SIAM.
- Zaragoza, S., Sánchez, J., & Baños, A. (2020). Identificación de sistemas de primer y segundo orden mediante control basado en reset. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 116-129.



© 2022 by the authors. Submitted for possible open access publication under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution CC-BY-NC-SA 4.0 license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.es>).