

# APROXIMACIÓN A LA IDENTIFICACION PARA SISTEMAS BASADOS EN CONTROL DE RESET

## APPROACH TO IDENTIFICATION FOR SYSTEMS BASED ON RESET CONTROL

Jesús María Juárez Ferreras  
DNI: 10063254H

### To cite this article:

### Resumen

La identificación de sistemas es el acercamiento experimental al modelado de los procesos, y se refiere en general al problema de desarrollar modelos matemáticos de sistemas basado en condiciones de excitación y respuesta.

El principal objetivo de este estudio es el diseño de una metodología de sintonía de un controlador PI+CI que haga, dada una planta, el sistema tenga un comportamiento oscilatorio a la entrada de una señal sinusoidal.

Para esto diseñaremos nuevos controladores reset basándose en la generación de puntos críticos en el espacio de estados que mejoren la respuesta del sistema en lazo cerrado usando la característica no lineal de estos elementos

La compensación de reset se usa para superar las limitaciones de la regulación de sistemas LTI (Linear time invariant).

Esto conlleva la identificación de las condiciones de su aplicación y la sintonía de los controladores reset.

**Palabras clave:** Diagrama de estado, punto crítico, ciclo límite, sintonía, controlador PI, controlador CI.

### Abstract

Systems identification is the experimental approach to process modeling, and generally refers to the problem of developing mathematical models of systems based on excitation and response conditions.

The main objective of this study is the design of a tuning methodology for a PI + CI controller that makes, given a plant, the system has an oscillatory behavior at the input of a sinusoidal signal.

For this, we will design new reset controllers based on the generation of critical points in the state space that improve the response of the closed-loop system using the non-linear characteristics of these elements.

Reset compensation is used to overcome the limitations of LTI (Linear time invariant) system regulation.

This entails identifying the conditions of your application and tuning the reset controllers.

**Keywords:** State diagram, critical point, limit cycle, tuning, PI controller, CI controller.

## 1 INTRODUCCIÓN

En este artículo se analiza y presenta un método de identificación en lazo cerrado basado en la capacidad del controlador PI+CI, ante la entrada en el sistema (controlador + planta) de una entrada sinusoidal, de hacer que pase por el punto crítico en el diagrama polar (Nyquist) que hace que se mantenga dicha oscilación.

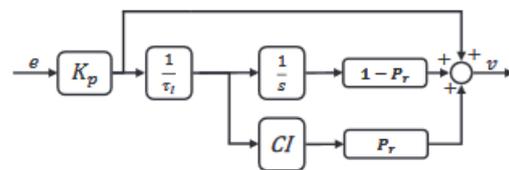


Figura 1: Diagrama de bloques del PI+CI

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 las 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 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### 2.1 CONTROL DE RESET

Los sistemas de control de reset fueron uno de los primeros intentos para superar las limitaciones fundamentales de los sistemas de control LTI.

Su desarrollo fue iniciado hace cincuenta años con el trabajo de Clegg, que introduce un integrador no lineal (integrador de Clegg o simplemente CI) basado en una acción de reset. Un controlador de reset es un controlador lineal cuya salida se resetea a cero siempre que su entrada y salida satisfacen una relación algebraica apropiada. Básicamente, desde que la salida del integrador se pone a cero cuando su entrada es cero, puede estimarse una rápida respuesta del sistema sin excesiva sobreelongación, evitando así la limitación de su homólogo LTI.

La ejecución de control de reset es muy simple, consiste en resetear el estado (o parte de él) de un compensador LTI de realimentación (referido como el compensador LTI básico) en cada instante en que su entrada es cero. Normalmente el diseño del control de reset depende fuertemente de una elección apropiada del sistema de control LTI de base. Una aproximación común es diseñar el sistema LTI de base que sea estable y cumpla ciertas especificaciones de ejecución, y entonces incluir reset sobre ciertos estados del compensador para mejorar ejecución y robustez. Sin embargo, este método debe ser cuidadosamente aplicado, ya que es bien sabido que la acción de reset puede desestabilizar un sistema de control LTI básico.

Así, el control de reset puede ser usado para superar las limitaciones fundamentales de los sistemas de control LTI, pero puede trabajar algo peor que el sistema LTI básico.

En este trabajo se considera una nueva clase de compensador de reset conocido como  $PI+CI$ , que consiste en un compensador PI básico al cual se le añade un compensador CI. De esta forma un sistema de control de reset se construye en base a un diseño previo LTI con algún criterio adecuadamente definido de estabilidad y ejecución.

### 2.2 EL CONTROLADOR PI+CI Y EL PORCENTAJE DE RESETEO

Aplicando una base teórica al diagrama de bloques de la Figura 1, donde  $p_{reset} = p_r$  es el porcentaje de reseteo, el controlador consta de tres acciones en paralelo: la P, la I y la CI. El caso extremo  $p_{reset} = 1$  elimina el integrador I y sólo deja el CI, que no tiene propiedades de aumento del tipo de sistema, ni mejora del régimen permanente. El caso  $p_{reset} = 0$  lo convierte en un PI normal, lo que no permite aprovechar los beneficios del reseteo para superación de limitaciones. Por tanto, es esperable que la sintonía adecuada para la consecución de nuestros propósitos de y condiciones corresponda a cierta combinación del I con el CI, dada por algún valor intermedio  $0 < p_r < 1$ .

Un análisis de la función descriptiva del  $PI+CI$  permite ver las ventajas del mismo frente a un PI convencional.

### 2.3 ANÁLISIS DE SISTEMAS POR LA FUNCIÓN DESCRIPTIVA

Se define a la función descriptiva o función sinusoidal descriptiva, de un elemento no lineal (SNL) como la relación compleja entre la componente armónica fundamental de la salida respecto a la entrada (Ogata, 2010), esto es,

$$N = \frac{Y_1}{X} \angle \phi_1 \quad (1)$$

donde,

$N$  = función descriptiva

$X$  = amplitud de la senoide de entrada fundamental de salida

$\phi_1$  = desplazamiento de la fase de la componente armónica fundamental de la salida

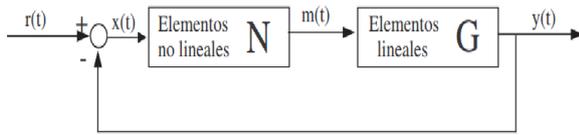


Figura 2: Sistema no lineal con parte lineal

Sea el sistema que se ve en la Figura 2, llamaremos  $N$  a la función descriptiva de la no linealidad y  $G(j\omega)$  es la función de transferencia en frecuencia de la planta o proceso. Si se acentúan suficientemente los armónicos superiores, se puede tratar  $N$  como una ganancia de variable real o compleja. Así la frecuencia de lazo cerrado se convierte en

$$\frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{NG(j\omega)}{1 + NG(j\omega)} \quad (2)$$

y su función característica

$$1 + NG(j\omega) = 0$$

o

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N} \quad (3)$$

Si se satisface la ecuación (1) la salida del sistema presenta un ciclo límite. Esta situación corresponde al caso en que el lugar de  $G(j\omega)$  pasa por el punto crítico, que en análisis convencional de respuesta en frecuencia en sistemas de control lineal es  $-1 + j0$ .

En el análisis con la función descriptiva se modifica el análisis convencional de respuesta en frecuencia, de manera que todo lugar de  $-\frac{1}{N}$  se convierte en un lugar de puntos críticos, y por tanto la ubicación relativa de  $-\frac{1}{N}$  y  $G(j\omega)$  dan información respecto a la estabilidad. Para ello se trazan los lugares de estas dos funciones.

En este análisis se supone que la parte lineal del sistema es de fase mínima (todos los polos y ceros de  $G(j\omega)$  están en el semiplano izquierdo del plano  $s$  incluido el eje  $j\omega$ ). El criterio seguido respecto a la estabilidad es el siguiente:

- Si el lugar de  $-\frac{1}{N}$  no está rodeado por el lugar de  $G(j\omega)$ , el sistema es estable o no hay ciclo límite en estado estacionario.
- Si el lugar de  $-\frac{1}{N}$  está rodeado por el lugar de  $G(j\omega)$ , el sistema es inestable y la salida del sistema cuando está sujeto a cualquier perturbación, aumenta hasta producirse la ruptura o llegar a algún valor límite determinado.

- Si hay intersección entre los lugares de  $-\frac{1}{N}$  y  $G(j\omega)$ , la salida del sistema puede presentar oscilaciones mantenidas o un ciclo límite.

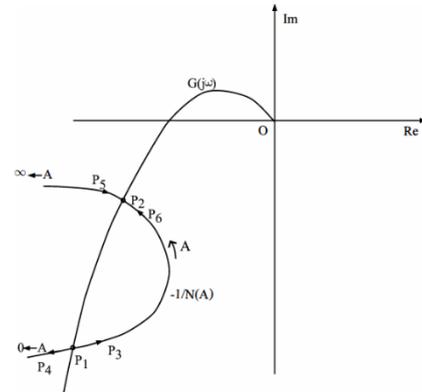


Figura 3: Análisis de estabilidad de un sistema de control no lineal

Con  $r = 0$  un ciclo límite es una solución periódica aislada. Cuando se produce una solución con una señal de error con periodo  $T$  ( $e_T$ ) se cumple

$$(1 + G(j\omega) \cdot SNL)e_T = 0 \quad (4)$$

Por lo que resolviendo esta ecuación encontramos una solución periódica  $e_T$ .

Una forma de simplificar el problema es suponer  $e_T = X_{osc} \sin(\omega_{osc}t)$ , con  $\omega_{osc} = 2\pi/T$  y aproximar el sistema no lineal mediante su  $N$ . El problema resultante consiste en encontrar  $X_{osc}$  y  $\omega_{osc}$  tales que

$$1 + G(j\omega_{osc}) \cdot N(X_{osc}, \omega_{osc}) = 0 \quad (5)$$

Si existe una solución para (3) y  $G(j\omega)$  cumple la condición de filtro paso-bajo (Zaragoza, Sánchez, & Baños, 2020), entonces se suele concluir informalmente que existe una solución para (2) que es cercana a  $e_T(t) = X_{osc} \sin(\omega_{osc}t)$ . Esto es lo que se conoce como el *principio del equilibrio armónico*, cuya aplicación permite determinar la frecuencia  $\omega_{osc}$  y amplitud  $X_{osc}$  de los ciclos límite del sistema de la Figura 2 en función de la planta  $G(j\omega)$  y de la  $N$ . Y a la inversa, el objetivo será obtener los parámetros de la planta a partir de la función descriptiva,  $\omega_{osc}$  y  $X_{osc}$ .

## 2.4 EL COMPENSADOR PI+CI Y LA FUNCIÓN DESCRIPTIVA

Como es bien sabido, la función descriptiva da buenos resultados en la práctica si algún filtro de paso bajo se asume en la planta. Además, **una**

**característica muy importante del término CI es que su función descriptiva no depende de la amplitud de entrada**, solo depende de la frecuencia. Esta propiedad también es heredada por el compensador  $PI + CI$ , cuya función descriptiva viene dada por:

$$(PI + CI)(j\omega) = k_p \left( \frac{j(\omega\tau_i + \frac{4}{\pi}p_r) + 1}{j\omega\tau_i} \right) \quad (6)$$

Comparado con un PI ( $p_r = 0$ ) el  $PI+CI$  presenta casi el mismo módulo, pero con una fase mucho más favorable, lo que indica que le permite obtener mejores prestaciones en términos de ancho de banda y margen de robustez.

Como hemos visto en el apartado anterior, y particularizando a nuestro caso, podemos determinar la frecuencia  $\omega_{osc}$  de los ciclos límite del sistema no lineal en función de la planta y de la función descriptiva, y **obtener los parámetros de la planta**, a partir de la  $DF$  y  $\omega_{osc}$ . Para ello, directamente de (2) obtenemos las siguientes relaciones para una frecuencia  $\omega_{osc}$ ,

$$|P(j\omega_{osc})| = \left| \frac{-1}{DF(\omega_{osc})} \right| \quad (7)$$

$$\angle P(j\omega_{osc}) = \angle \left( \frac{-1}{DF(\omega_{osc})} \right) \quad (8)$$

### 3 ANÁLISIS Y DISEÑO DEL

#### MÉTODO DE IDENTIFICACIÓN

Para el desarrollo de controladores es necesario un amplio conocimiento del sistema o proceso a regir, que nos permita conocer el comportamiento del mismo. La identificación de sistemas son los estudios de técnicas que permiten estimar modelos matemáticos a partir de los datos observados en el proceso a partir de distintas mediciones: entradas, salidas y perturbaciones.

Como hemos avanzado, utilizando un controlador  $PI+CI$  (proporcional integral + controlador híbrido del tipo Integrador de Clegg) se pretende estimar los parámetros de un proceso  $P(s)$ .

Para ello vamos a sintonizar nuestro controlador, de manera, que al pasar por el punto crítico  $(-\frac{1}{N}, 0)$  mantenga la oscilación de entrada, es decir, alcance un ciclo límite. Utilizaremos para nuestro trabajo

diferentes tipos de planta. Los modelos de los procesos a estimar corresponden a la Tabla 1.

Tabla 1: Modelos de los procesos a identificar

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

Como datos de partida tenemos los parámetros del controlador  $PI+CI$ , el modelo del proceso  $P(s)$  del cual ya tenemos la función de transferencia, y la frecuencia fundamental del ciclo límite.

Es por tanto necesario establecer una identificación de la planta  $P(s)$ , previa linealización del controlador de reset. Para ello hay que encontrar una solución al SNL completo donde utilizamos el principio de equilibrio armónico sustituyendo el controlador por su función descriptiva ( $N$ ):

$$E_N(\omega_{osc}, k_c, \tau_i, k_p, \tau/\tau_1\tau_2, L) = 0 \quad (9)$$

- $\omega_{osc}$  es la frecuencia es la frecuencia de la solución sinusoidal,

$$e_T(t) = X_{osc} \sin(\omega_{osc} t) \quad (10)$$

- $k_c, \tau_i$  son los parámetros del controlador  $PI+CI$ .
- $k_p, \tau/\tau_1\tau_2, L$  son los parámetros desconocidos del proceso que vamos a identificar.

Por tanto, tenemos que saber qué características tienen los ciclos límite en el SNL original como las del SL basado en la  $N$  para conseguir estimaciones precisas del modelo a sintonizar. Entre ellas cabe destacar la estabilidad del ciclo límite del SL, y la similitud entre ambos ciclos límite.

#### 3.1 ANÁLISIS DE LOS CICLOS LÍMITE

La obtención de las características de nuestro sistema para que pase por un punto crítico viene fundamentado por la realización de simulaciones del sistema modelado en *Matlab/Simulink*®.

Una vez conseguido un ciclo límite, medimos su frecuencia, y con el resto de valores del controlador de reset linealizamos un modelo matemático que igualaremos a la planta utilizando el método de la función descriptiva. Con este sistema de ecuaciones no lineales despejamos los valores de las variables de dicho proceso.

Por último comparamos los resultados reales con los simulados.

Tabla 2: Parámetros analizados del controlador

Parámetros	Valores
$k_c$	0.01 0.06 1.1
	1.16 2.1 3.2 5.6
	7.5 10
$\tau_i$	0.1 0.5 1
	5 10 15
$p_r$	0 0.25 0.50 0.75
	1

### 3.1.1 Caracterización de los ciclos límite del SNL

Con una planta dada, para obtener las características de los ciclos límites del SNL, simulamos el sistema modificando los parámetros de controlador  $PI+CI$  hasta alcanzar un ciclo límite. Los parámetros del  $PI+CI$  que hemos utilizado se especifican en la Tabla 2 y los de las plantas en la Tabla 3.

Tabla 3: Parámetros de los procesos analizados

Modelo	Parámetros	Valores
FOPTD	$k_p$	0.01 0.1 1.5
	$\tau$	0.1 1 5 10
	$L$	0.7 2.2 5 10
SOPTD	$k_p$	0.1 1.5
	$\tau_1$	0.1 0.5 1
	$\tau_2$	1 2
	$L$	0.7 2.2 5

El modelo del sistema de control se simula hasta que su respuesta se estabiliza o se vuelve inestable. Cuando concluye la simulación se analizan los últimos periodos del ciclo límite para establecer sus características.

### 3.1.2 Caracterización de los Ciclos límite del SL

La obtención de la característica  $\omega_{osc}$  de un ciclo límite SL basado en la función descriptiva del controlador  $PI+CI$  se realiza aplicando el principio del equilibrio armónico particularizado a dicho controlador. Así obtenemos

$$|P(j\omega_{osc})| = \left| \frac{-1}{k_c \left( \frac{j(\omega_{osc}\tau_i + \frac{4}{\pi}p_{reset}) + 1}{j\omega_{osc}\tau_i} \right)} \right| \quad (11)$$

$$\angle P(j\omega_{osc}) = -\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\omega_{osc} + \frac{4p_r}{\pi}\right) \quad (12)$$

Para la resolución del sistema formado por estas dos ecuaciones se utiliza la función *fsolve* de *Matlab* con la condición inicial de frecuencia la misma de los ciclos límite del SNL original.

Estas ecuaciones se van a particularizar para los distintos modelos de proceso.

#### Modelo de Proceso FOPTD

$$H(j\omega_{osc}) = \frac{ke^{-j\omega_{osc}L}}{1 + j\omega_{osc}\tau} \quad (13)$$

operando resolvemos

$$|H(j\omega_{osc})| = \frac{k_p}{\sqrt{1 + \omega_{osc}^2\tau^2}} \quad (14)$$

$$\angle H(j\omega_{osc}) = -\omega_{osc}L - \text{atan2}(\omega_{osc}\tau) \quad (15)$$

Particularizando para este proceso *FOPTD*, igualamos a la  $N$  del  $PI+CI$

$$\frac{k_p}{\sqrt{1 + \omega_{osc}^2\tau^2}} = \frac{\frac{\omega_{osc}\tau_i}{k_c}}{\sqrt{1 + \left(\omega_{osc}\tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right)^2}} \quad (16)$$

$$-\omega_{osc}L - \text{atan2}(\omega_{osc}\tau) = -\frac{\pi}{2} - \text{atan2}\left(\omega_{osc}\tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right) \quad (17)$$

Para hallar los distintos parámetros del modelo con la función *fsolve* igualamos a cero:

$$\frac{k_p}{\sqrt{1 + \omega_{osc}^2\tau^2}} - \left( \frac{\frac{\omega_{osc}\tau_i}{k_c}}{\sqrt{1 + \left(\omega_{osc}\tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right)^2}} \right) = 0$$

$$-\omega_{osc}L - \text{atan2}(\omega_{osc}\tau) + \frac{\pi}{2} + \text{atan2}\left(\omega_{osc}\tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right) = 0$$

### Modelo de Proceso IFOPTD

Añadiendo un integrador a la planta y siguiendo el mismo desarrollo que en apartado anterior, obtenemos:

$$\frac{k_p}{\sqrt{\omega_{osc}^2} \sqrt{1 + \omega_{osc}^2 \tau^2}} = \frac{\frac{\omega \tau_i}{k_p}}{\sqrt{1 + \left(\omega_{osc} \tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right)^2}} \quad (18)$$

$$-\omega_{osc} L + \text{atan2}\left(\frac{1}{\omega_{osc} \tau}\right) = -\frac{\pi}{2} - \text{atan2}\left(\omega_{osc} \tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right) \quad (19)$$

### Modelo de Proceso SOPTD

$$\frac{k_p}{\sqrt{1 + \omega_{osc}^2 \tau_1^2} \sqrt{1 + \omega_{osc}^2 \tau_2^2}} = \frac{\frac{\omega \tau_i}{k_p}}{\sqrt{1 + \left(\omega_{osc} \tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right)^2}} \quad (20)$$

$$-\omega_{osc} L - \text{atan2}(\tau_1 \omega_{osc}) - \text{atan2}(\tau_2 \omega_{osc}) = -\frac{\pi}{2} - \text{atan2}\left(\omega_{osc} \tau_i + \frac{4p_r}{\pi}\right) \quad (21)$$

#### 3.1.3 Análisis de los datos

Ahora vamos a presentar los resultados obtenidos utilizando los parámetros de la Tabla 1 y la Tabla 2.

*Aserción 1:* Para ciclos límite sinusoidales, hasta ahora, su solución aproximada ha dado buenos resultados, cuando no exactos.

*Aserción 2:* En una primera tanda de pruebas podemos “concluir” que debido a las características del controlador PI+CI podemos “siempre” obtener una solución aproximada, tanto en ciclos límite aproximadamente sinusoidales como en aquellos que no lo son, regulando el porcentaje de reseteo del controlador.

#### Hacer más pruebas. Conclusión aventurada.

Ejemplo: el sistema en lazo cerrado formado por la planta  $P(S) = \frac{0.1 e^{-0.7s}}{10s+1}$  y por el controlador PI+CI presenta un ciclo límite no sinusoidal muy bien definido, *Figura 4*, cuya  $\omega = 0.513$ .

Al utilizar como condición inicial de la función *fsolve* los datos de este ciclo límite, se llega a un ciclo límite aproximado del sistema formado por (16) y (17) con  $\omega_{approx} = 0.725$ . En cambio, si se disminuye el porcentaje de reseteo ( $p_r = 0.1$ ), la solución del sistema formado por (16) y (17) presenta unas características similares al del ciclo límite del SNL,

esto es,  $\omega_{approx} = 0.523$ , por lo que tiene prácticamente la misma frecuencia angular.

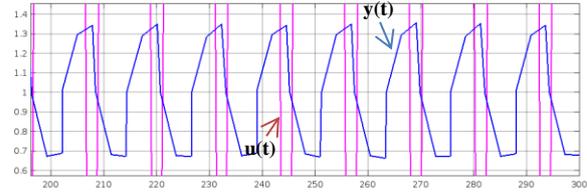


Figura 4: Ciclo límite no sinusoidal obtenido con planta  $\frac{0.1 e^{-0.7s}}{10s+1}$  y PI+CI con  $p_r = 0.25$ ,  $\tau_i = 0.1$ ,  $k_c = 2.1$ .

## 3.2 ANÁLISIS DE LOS PARÁMETROS DE LOS MODELOS

Al igual que con la caracterización de los ciclos límite, para extraer los parámetros de los modelos de las plantas por medio del sistema formado por las ecuaciones (11) (12) utilizamos la función *fsolve* de *Matlab*.

La identificación dependerá de si tenemos o no información previa del proceso.

#### 3.2.1 Con información previa

Si se conoce uno de los tres parámetros ( $K_p, \tau, L$ ) de los procesos del tipo FOPTD o IFOPTD, se debe resolver el sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas formados por las expresiones (16)-(17) o (18)-(19), respectivamente. En el caso de plantas del tipo SOPTD, si se conocen dos de sus cuatro parámetros ( $K_p, \tau_1, \tau_2, L$ ) el sistema de ecuaciones a resolver es el constituido por (20)-(21).

#### 3.2.2 Sin información previa

En el caso de no disponer información sobre ninguno de los parámetros de la planta, en base experimental y siguiendo criterios de (Zaragoza, Sánchez, & Baños, 2020), tenemos lo siguiente:

- para FOPTD, IFOPTD necesitamos valorar las propiedades de dos ciclos límite aproximados para especificar sus tres parámetros. Para ello el modelo de proceso se basa en las dos ecuaciones (16) (17), para la frecuencia angular de dos ciclos límite distintos para la misma planta.
- para SOPTD se ha comprobado que es más probable obtener una solución más precisa de los parámetros si se utiliza información de tres ciclos límites del SL.

El modelo sería equivalente al anterior, pero con tres ciclos límite diferentes.

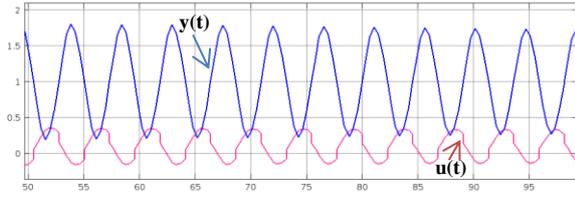


Figura 5: Ciclo límite sinusoidal obtenido con planta  $\frac{10 e^{-0.7s}}{(0.4s+1)(2s+1)}$  y PI+CI con  $p_r = 0.6, \tau_i = 1, k_c = 0.2$ .

### 3.2.3 Análisis de datos

El estudio de los datos y parámetros obtenidos en las identificaciones realizadas utilizando las ecuaciones (16)-(17) particularizadas para los tres modelos de plantas analizados sin información previa, arrojan las siguientes relaciones y conclusiones:

- es posible blablá
- y más blablá cuando tenga los resultados
- y más
- y más
- y más
- y más todavía.

También podemos afirmar:

*Aserción 3: con información previa del proceso a identificar*

*Aserción 4: identificaciones de plantas tipo SOPTD*

Sea el sistema de segundo orden

$$\frac{10 e^{-0.7s}}{(0.4s + 1)(2s + 1)}$$

Tabla 4: Datos de los ciclos límite aproximados del SNL formado por  $P(s) = 0.1 e^{-0.7s}/(s + 0.1)$  y diferentes parámetros de PI+CI.

$k_p$	$\tau_i$	$p_r$	$w_{osc}$	Estable
2.1	0.1	0.25	0.5157	
2	0.2	0.2	0.3682	

Tabla 5: Identificación de  $(s) = 0.1 e^{-0.7s}/(s + 0.1)$  conocido L.

$k_p$	$\tau_i$	$p_r$	$w_{osc}$	Estable

Tabla 6: Identificación de  $(s) = 0.1 e^{-0.7s}/(s + 0.1)$  conocido L.

$k_p$	$\tau_i$	$p_r$	$w_{osc}$	Estable

Tabla 7: Identificación de  $(s) = 0.1 e^{-0.7s}/(s + 0.1)$  conocido L.

$k_p$	$\tau_i$	$p_r$	$w_{osc}$	Estable

*Aserción 5: Utilizar ciclos límite de una planta sin*

El sistema formado por la planta

$$\frac{10 e^{-0.5s}}{[s(s + 1)]}$$

y los parámetros de control  $k_p = 0.15, \tau_i = 5$  y  $p_r = 0.5$  ofrece un resultado

como segundo ciclo límite

gráficas

## REGLAS DE IDENTIFICACIÓN

1°. Buscar parámetros del controlador PI+CI que permitan al sistema alcanzar ciclos límite y seleccionar aquellos en los que se haya producido el reset del controlador.

2°. Obtener los ciclos límite aproximados y seleccionar los que hayan sido determinados con exactitud (parámetro exitflag=1 de la función fsolve).

3°. Si se tiene información previa sobre la planta (sólo FOPTD e IFOPTD), para cada uno de los ciclos límite del SL, se identifican el resto de los parámetros.

4°. Si no se dispone de información previa, para cada par de soluciones fundamentales (FOPTD e IFOPTD) o terna de ellas (SOPTD), se identifican los parámetros y se seleccionan los que hayan sido identificados con exactitud.

5°. Calcular la mediana de cada colección de parámetros que se han obtenido en el paso 3 o paso 4.

## 4 RESULTADOS

Se ha comprobado la validez del método de identificación aplicándolo a plantas propuestas en la literatura y comparar resultados.

Tabla 8: Ejemplos de procesos identificados.

	FOPTD					IFOPTD				
	Porcentaje de reset %									
	0	25	50	75	100	0	25	50	75	100
$k_p = 0.1$ $\tau = 10$ $L = 0.7$	✓									
$k_p = 0.1$ $\tau = 10$ $L = 2.2$										
$k_p = 0.1$ $\tau = 10$ $L = 5$										
$k_p = 0.1$ $\tau = 10$ $L = 10$										
$k_p = 1$ $\tau = 10$ $L = 0.7$										
$k_p = 1$ $\tau = 10$ $L = 2.2$										
$k_p = 1$ $\tau = 10$ $L = 5$										
$k_p = 1$ $\tau = 10$ $L = 10$										
$k_p = 0.15$ $\tau = 10$ $L = 0.7$										
$k_p = 0.15$ $\tau = 10$ $L = 2.2$										
$k_p = 0.15$ $\tau = 0.1$ $L = 5$										
$k_p = 0.15$ $\tau = 0.1$ $L = 10$										

## 5 CONCLUSIONES

En el presente artículo se ha analizado la posibilidad de identificar los parámetros de plantas estables tipo FOPTD, IFOPTD y SOPTD en lazo cerrado usando controladores de reset PI+CI con porcentaje de reset en ausencia de perturbaciones.

Tabla 9: Ciclos límite aproximados

$\omega_{orig}$	$\omega_{aprox}$

## Referencias

- Álvarez Ballesteros, E. (2006, reimpr. 2009). *Sistemas de Control II*. México, D. F.: Universidad Autónoma Metropolitana.
- 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.
- 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.
- 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](https://www.u-cursos.cl/usuario/f77fc7be176d9b7e1bf51e951eae2753/mi_blog/r/Matlab_Tutorial_Control.pdf)

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>).

