

# Resintonización dinámica de controladores SSOD-PI para evitar ciclos límite causados por perturbaciones tipo rampa

Oscar Miguel-Escrig, Julio-Ariel Romero-Pérez

Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales y Diseño. UJI. Castelló, {omiguel,romeroj}@uji.es

José Sánchez-Moreno, Sebastián Dormido

Departamento de Informática y Automática. UNED. Madrid. {jsanchez,sdormido}@dia.uned.es

## Resumen

*Uno de los principales fenómenos a evitar en los sistemas con muestreo por umbrales fijos es la aparición de ciclos límite. Existe bibliografía sobre cómo evitarlos usando técnicas clásicas de análisis, sin embargo, dichos trabajos no tienen en cuenta el efecto de las señales que intervienen en el bucle sobre la robustez del sistema. En este trabajo se presenta una metodología que permite a un controlador por eventos del tipo SSOD-PI resintonizarse de forma dinámica para evitar oscilaciones de ciclo límite generadas por perturbaciones de tipo rampa.*

**Palabras clave:** Robustez, DIDF, resintonización, CBE, control PID

## 1. Introducción

Recientemente, el Control Basado en Eventos (CBE) ha crecido en popularidad debido a su aplicación al contexto de la Industria 4.0, donde se requiere de una transmisión de datos a través de las redes de comunicación industrial eficiente.

Algunos autores han aplicado técnicas del CBE a algoritmos de control bien conocidos, como el control PID, el cual por su simplicidad y fiabilidad es uno de los más usados en la industria [17]. Además, en el contexto de la Industria 4.0, se ha destacado el importante papel de dichos controladores [5].

Entre los primeros trabajos sobre el control PID basado en eventos se encuentran las contribuciones de Árzén [1], donde se propuso dicho control para reducir el uso de la CPU sin afectar significativamente al desempeño del controlador. Trabajos posteriores como [6] muestran la validez de dichos controladores para el control de sistemas en red implementados en el estándar de control distribuido IEC 61499.

Las técnicas de muestreo empleadas en el CBE son tan importantes como los algoritmos de control que usan dichas muestras. Estas técnicas de muestreo deben generar un evento en cuanto se produz-

ca un cambio significativo en el estado del sistema. Las técnicas de generación de eventos más usadas son las basadas en umbrales de detección fijos (FTS siglas del inglés *Fixed Threshold Samplers*), entre las que se encuentran la cuantificación regular, el Symmetric-Send-On-Delta (SSOD) [3, 11] o el cuantificador regular con histéresis [7].

Estas técnicas de muestreo se han empleado extensamente para el control de procesos como en [2, 12, 14]. Además, para asegurar un correcto desempeño en cuanto a robustez y respuesta, se han propuesto varias reglas de sintonización de controladores [4, 8, 9, 13, 18].

Muchos de los trabajos anteriores tratan de resolver uno de los mayores inconvenientes de los FTS, el cual es la posible inducción de ciclos límite en la respuesta temporal, los cuales degradan el desempeño, aceleran el desgaste de actuadores y pueden llegar a saturar las redes de comunicación. El estudio de la aparición de ciclos límite ha sido tratado bajo diferentes enfoques, como por ejemplo en [9] donde se caracteriza la robustez usando el método de Tsytkin, aunque la técnica de la Función Descriptiva (FD) constituye la técnica de análisis más utilizada [7, 15, 16].

Debido a las características de las técnicas de muestreo presentadas, es posible la inducción de oscilaciones no centradas en el origen, como las que estudia la FD. Por lo tanto, en [10] se aborda un estudio generalizado para muestreadores FTS usando la Función Descriptiva Dual (DIDF) [19]. Esta variante de la FD permite estudiar la aparición de ciclos límite con *offset*. En [10] se pone de manifiesto la influencia de las señales que intervienen en el bucle de control en la aparición de ciclos límite, pudiendo ser las causantes de dichos ciclos límite, siendo este un aspecto que no se tiene en cuenta en el estudio clásico con la FD.

En este trabajo, se ha estudiado la aparición de ciclos límite en bucles con muestreo SSOD causados por señales de perturbación de tipo rampa. Este estudio extiende los resultados presentados en [10] al limitarse al caso de señales tipo escalón. Además, se ha propuesto un método simple de resintonía dinámica para evitar dichos ciclos límite

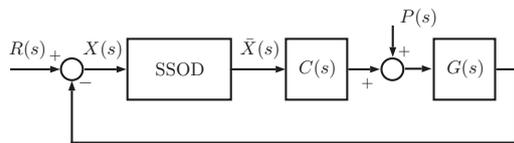


Figura 1: Bucle de control con muestreo SSOD.

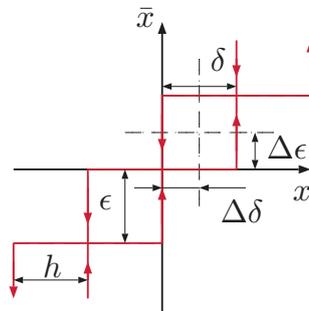


Figura 2: Relación entrada-salida del muestreo SSOD.

para controladores de tipo PI.

El trabajo se estructura de la siguiente forma. En la Sección 2 se presentan los elementos del bucle de control estudiado así como la problemática. En la Sección 3 se describe la metodología y desarrollo para tratar el problema planteado. Seguidamente, en la Sección 4 se muestran los resultados obtenidos mediante un ejemplo. Finalmente, en la Sección 5 se presentan las conclusiones sobre este trabajo.

## 2. Planteamiento del problema

Se considera el bucle de control presentado en la Figura 1, donde las señales  $R(s)$ ,  $X(s)$ ,  $\bar{X}(s)$  y  $P(s)$  son las transformadas de Laplace de las señales  $r(t)$ ,  $x(t)$ ,  $\bar{x}(t)$  y  $p(t)$  respectivamente y que se corresponden con referencia, error, error muestreado y perturbación, respectivamente. El bloque  $C(s)$  representa al controlador del proceso definido por la función de transferencia  $G(s)$  y el bloque SSOD corresponde a la cuantificación Symmetric-Send-On-Delta, cuya relación entre la entrada  $x(t)$  y la salida  $\bar{x}(t)$  se muestra en la Figura 2.

En relación a la robustez en este tipo de sistemas se han empleado diferentes métodos de análisis, entre ellos la Función Descriptiva (FD). Recientemente en [10] se ha usado una variante de la FD, llamada la Función Descriptiva Dual (DIDF, del inglés *Dual Input Describing Function*), la cual estudia el mantenimiento de oscilaciones de ciclo límite con *offset* del tipo:  $x(t) = A \sin(\omega t) + B$ .

En dicho estudio se analizó la influencia de los cambios de tipo escalón en las señales de referencia

y perturbación para diferentes estructuras de controlador y proceso, aspecto generalmente ignorado en el estudio clásico con FD. Uno de los resultados obtenidos fue que, para procesos sin polos ni ceros en el origen, usar un controlador con al menos un polo en el origen, como un PID, forzaba a que las oscilaciones de ciclo límite, en caso de existir, estuvieran centradas en  $x(t) = 0$ . Esto implica que el uso de otras técnicas más estudiadas como la FD tradicional o el método de Tsytkin para este tipo de sistemas [9] puedan ser aplicables.

Sin embargo, es conocido que si la perturbación es de tipo rampa, el controlador, que para este estudio se considera de tipo PI, no es capaz de corregir el efecto de la rampa, y por lo tanto genera un error en estado estacionario. Dicho error, debido a la presencia del muestreo SSOD, propicia la posible inducción de oscilaciones de ciclo límite alrededor de su correspondiente *offset*.

## 3. Desarrollo

Siguiendo los estudios sobre la DIDF presentados en [10], para el mantenimiento de una oscilación de ciclo límite con *offset* se debe cumplir que tanto la oscilación como el *offset* se mantengan. Análíticamente esto se traduce en la siguiente expresión para mantener las oscilaciones:

$$G_{ol}(j\omega) = -\frac{1}{\mathcal{N}_A}, \quad (1)$$

para cualquier  $\omega$ , donde  $G_{ol}(j\omega)$  es la función de transferencia en bucle abierto y  $\mathcal{N}_A$  es la FD para el mantenimiento de la oscilación del SSOD. Asimismo, para el mantenimiento del *offset* se debe cumplir:

$$B\mathcal{N}_B L_1(0) = -p(\infty), \quad (2)$$

donde  $p(\infty)$  es la pendiente de la rampa introducida en  $p(t)$ ,  $\mathcal{N}_B$  es la FD para el mantenimiento del *offset* del SSOD y  $L_1(0)$  es la ganancia de la función de transferencia del controlador sin polos ni ceros en el origen, que para el caso del control PI:  $L_1(s) = sC(s)$ .

Para las funciones descriptivas  $\mathcal{N}_A$  y  $\mathcal{N}_B$  se ha usado la DIDF presentada en [10] utilizando como parámetros característicos de un muestreador por umbrales fijos:  $\epsilon = \delta = h$  y  $\Delta\epsilon = \Delta\delta = \delta/2$ .

En el caso de que se produzcan oscilaciones de ciclo límite, siguiendo el método de análisis presentado en [10], éstas sucederán con un *offset* central, que viene dado por la aplicación del teorema del valor final:

$$B_c = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s) = -\frac{p(\infty)}{L_1(0)}, \quad (3)$$

donde para el caso del control PI:  $L_1(0) = K_p/T_i$ .

Dicho *offset* central, dependiendo del valor de la pendiente y de la ganancia  $L_1(0)$  puede resultar en un valor que no sea múltiplo de los niveles de conmutación del SSOD, lo cual propicia oscilaciones con un nivel superior y otro inferior, similares a las de un relé con histéresis. Por lo tanto, el objetivo es modificar la ganancia  $L_1(0)$  para que el *offset* central se encuentre centrado en el valor de conmutación más cercano.

Para ello, usando la expresión (3) se puede extraer los nuevos valores para el controlador, que se denotan con el subíndice  $n$ . En concreto, la nueva ganancia del controlador  $L_{1n}(0) = K_{pn}/T_{in}$  debe ser:

$$L_{1n}(0) = -\frac{p(\infty)}{\delta \left\lceil \frac{B_c}{\delta} \right\rceil}, \quad (4)$$

en caso de  $B_c < 0$  se usa la función suelo en vez de la techo. Aplicando a (4) la relación entre  $p(\infty)$  y  $B_c$  definida en (3) y la forma de  $L_1(0)$  y  $L_{1n}(0)$  se obtiene que:

$$K_{pn} = K_p \frac{B_c}{\delta \left\lceil \frac{B_c}{\delta} \right\rceil}, \quad (5)$$

ya que se ha mantenido  $T_i = T_{in}$  para no afectar a la forma de la función de transferencia en bucle abierto, reduciendo solo radialmente en el diagrama de Nyquist su tamaño y, por tanto, manteniendo las propiedades de robustez otorgadas por el método de sintonía elegido. Es importante notar que este algoritmo no necesita conocer el valor de la pendiente de la rampa introducida en  $p(t)$ , y que todo el conocimiento para realizar la resintonía se recoge de la señal temporal  $\bar{x}(t)$ .

Para implementar esta resintonización en el dispositivo de control, es necesario conocer el valor previo  $K_p$  y tratar la señal recibida  $\bar{x}(t)$ . De esta señal, el valor  $\delta$  se puede obtener en el primer cambio entre niveles del SSOD y el *offset*  $B_c$  se puede obtener cuando se detecten oscilaciones de ciclo límite según:

$$B_c = \frac{t^+ x^+ + t^- x^-}{t^+ + t^-} \quad (6)$$

donde  $t^+$  y  $t^-$  son los lapsos de tiempo en los que el SSOD envía los valores  $x^+$  y  $x^-$  respectivamente. Dichos valores se muestran en la Figura 3 sobre la señal  $\bar{x}(t)$ .

#### 4. Ejemplo de aplicación

Se considera para este ejemplo un proceso con la siguiente función de transferencia:

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^5}. \quad (7)$$

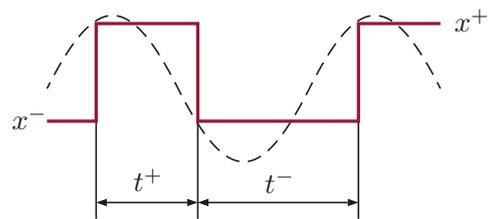


Figura 3: Parámetros necesarios para el cálculo de  $B_c$  ilustrados sobre  $\bar{x}(t)$ .

Se ha sintonizado un controlador con los siguientes parámetros  $K_p = 0,3$  y  $T_i = 2,19$  que asegura unos márgenes de robustez de  $\Phi = 60^\circ$  y  $\gamma = 10$  dB. Para el muestreador SSOD se considera  $\delta = 0,1$ .

Para poner a prueba el método de resintonización dinámico se ha empleado una sucesión de señales de perturbación  $p(t)$  como la que se muestra en la segunda imagen de la Figura 4. La señal  $p(t)$  contiene un cambio escalón en  $t = 166$  s una rampa negativa de pendiente  $-0,5$  en  $t = 333,3$  s, a la que se añade una rampa positiva con pendiente  $0,722$  en  $t = 625$  s, y sobre esta un cambio escalón en  $t = 1000$  s. Finalmente se desactivan todas las perturbaciones en  $t = 1290$  s.

Como se puede observar en la Figura 4, el controlador rechaza la primera perturbación de tipo escalón, seguidamente, cuando empieza a actuar la primera rampa, el controlador no es capaz de rechazarla, teniendo un error de posición. Dicho error constituye el *offset* de una oscilación de ciclo límite, la cual es detectada por el algoritmo del controlador y reajusta la ganancia  $K_p$  reduciéndola según la expresión (5), evitando así el ciclo límite. Seguidamente se introduce una pendiente con signo positivo en la perturbación, la cual induce otro ciclo límite diferente. Este es detectado y como en el caso anterior la ganancia  $K_p$  es corregida para evitar el ciclo límite. Debido a la estructura del controlador, este rechaza la siguiente perturbación de tipo escalón. Finalmente, cuando se desactivan las perturbaciones, el sistema vuelve a su estado inicial, sin inducir ningún ciclo límite, debido a que la robustez no ha sido alterada significativamente durante la resintonización del controlador.

Siguiendo la metodología de análisis presentada en [10] se ha ilustrado la situación tras introducir la perturbación de tipo rampa y con el controlador inicial en la Figura 5. En la primera imagen de esta figura se observa como se producen varias intersecciones entre las trazas  $BN_{BL_1}(0)$ , representadas con un color diferente para cada valor de  $B$ , y  $-p(\infty)$ , representada con una línea discontinua, para algunos valores de amplitud  $A$ , los cuales definen qué puntos de la DIDF que describe el

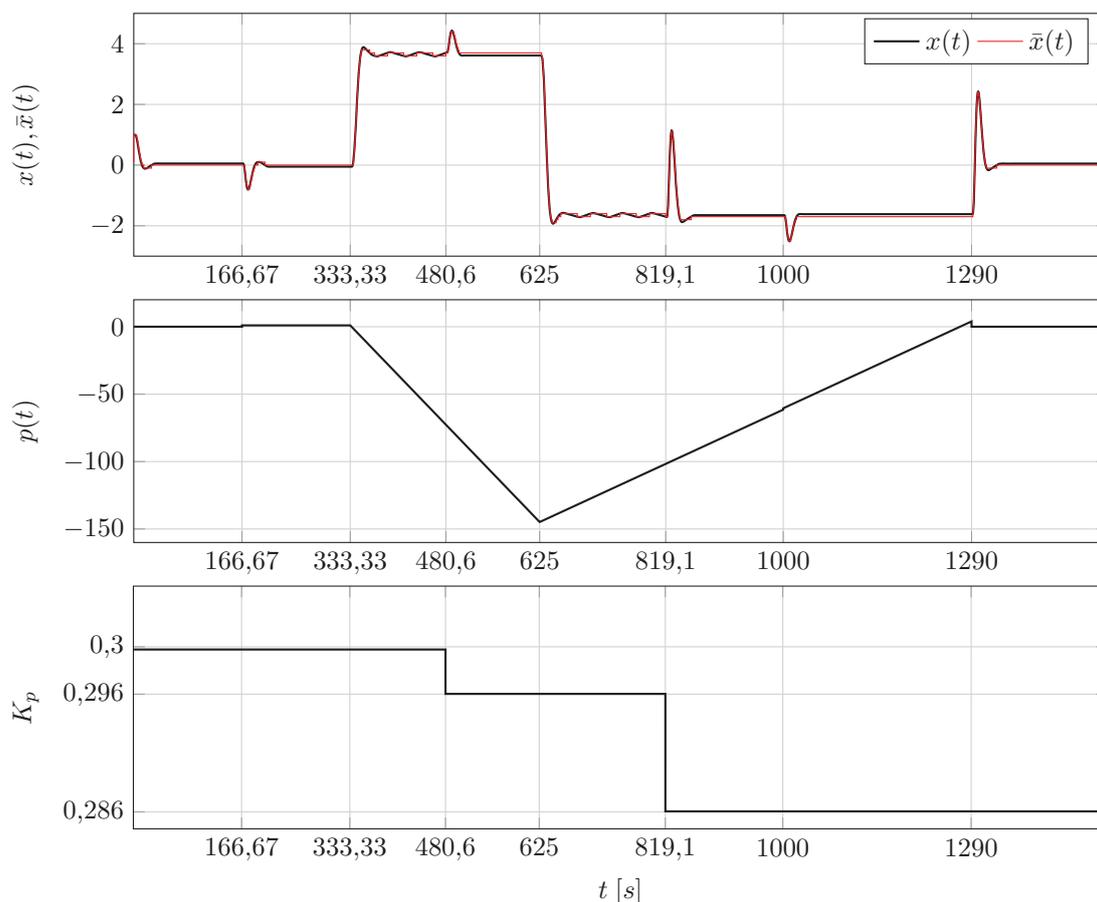


Figura 4: Respuestas temporales de la señal de error  $x(t)$ , error muestreado  $\bar{x}(t)$ , perturbación  $p(t)$  y evolución de la ganancia del controlador  $K_p$ .

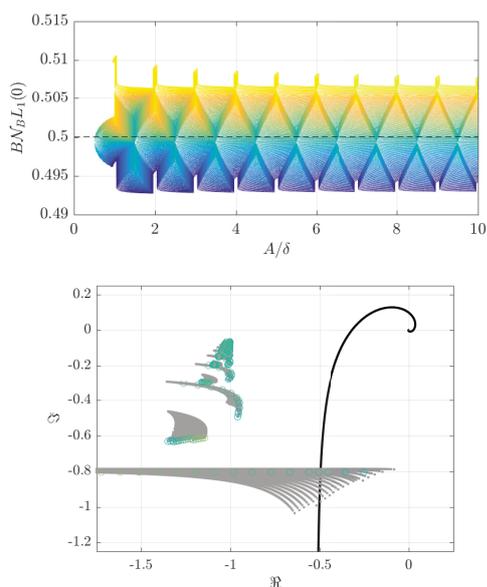


Figura 5: Análisis con DDF tras aplicar rampa y con el controlador inicial.

mantenimiento de la oscilación se deben analizar. En el diagrama de Nyquist presentado se analiza el mantenimiento de la oscilación, para ello se ha representado  $-1/\mathcal{N}_A$  para aquellos valores de  $B$  para los que se producía una intersección en la primera imagen en gris, resaltando con otro color los valores en concreto de  $A$  para los que se produce la intersección. Se puede observar que para alguno de estos puntos se produce una intersección entre  $G_{ol}(j\omega)$  y  $-1/\mathcal{N}_A$ , confirmando la aparición del ciclo límite.

El mismo análisis se ha utilizado en la Figura 6 para el caso donde el controlador ha sido resintonizado. Si bien en este caso también se observan las intersecciones propiciadas por la ecuación (2), los pares  $\{A, B\}$  obtenidos definen unos puntos en la función descriptiva dinámica  $\mathcal{N}_A(A, B)$  que no intersecan con la función de transferencia en bucle abierto, evitando así la aparición del ciclo límite.

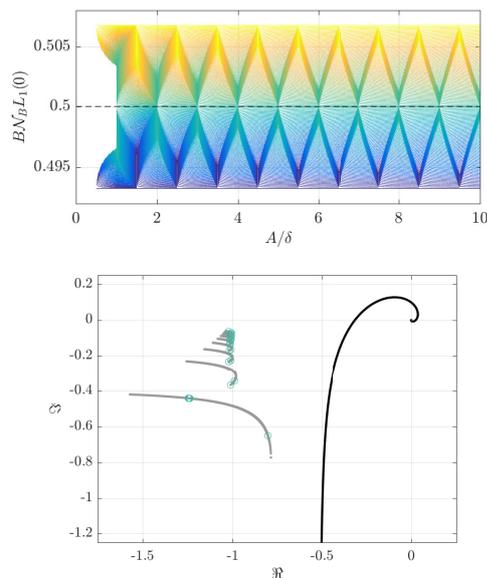


Figura 6: Análisis con DDF tras aplicar rampa y con el controlador resintonizado.

## 5. Conclusiones

En este trabajo se ha presentado una metodología que permite evitar las oscilaciones de ciclo límite inducidas en sistemas con muestreadores por umbrales fijos cuando se enfrentan a perturbaciones de tipo rampa. En concreto se ha utilizado el muestreador *Symmetric-Send-On-Delta* que cuantifica la señal de error usando un solo parámetro.

La metodología propuesta se aplica directamente en el dispositivo que implementa el controlador, que se ha considerado de tipo PI, y le permite resintonizarse de forma dinámica para evitar oscilaciones. Esta metodología solamente requiere de conocer la ganancia del controlador y recolectar datos de la señal del error muestreado para realizar la resintonización.

Se ha añadido un ejemplo ilustrativo en el que se muestra la aplicación de la metodología propuesta así como su validación teórica usando el método de análisis de la Función Descriptiva Dual.

### Agradecimientos

Este trabajo fue financiado en parte por el Ministerio de Ciencia e Innovación con el proyecto PID2020 112658RBI00/10.13039/501100011033 y por la Universidad Jaume I con el proyecto UJI-B2021-45.

### English summary

**Dynamic retuning of SSOD-PI controllers to avoid ramp-induced limit cycles**

## Abstract

One of the main phenomena to avoid in systems sampled with fixed threshold samplers is the appearance of limit cycle oscillations. There is extensive literature on how to avoid them using classical analysis techniques, however, these works do not take into account the effect of the signals involved in the loop on the robustness of the system. This paper presents a methodology that allows the controller to dynamically retune itself to avoid limit cycle oscillations generated by ramp-type disturbances.

**Keywords:** Robustness, DDF, retuning, EBC, PID control.

## Referencias

- [1] Karl-Erik Årzén. A simple event-based PID controller. In *Proc. 14th IFAC World Congress*, volume 18, pages 423–428, 1999.
- [2] Manuel Beschi, Sebastián Dormido, José Sánchez Moreno, Antonio Visioli, and Luis José Yebra. Event-based PI plus feedforward control strategies for a distributed solar collector field. *IEEE Trans. Contr. Sys. Techn.*, 22:1615–1622, 2014.
- [3] Manuel Beschi, Sebastián Dormido, José Sánchez, and Antonio Visioli. Characterization of symmetric send-on-delta PI controllers. *Journal of Process Control*, 22(10):1930–1945, 2012.
- [4] Manuel Beschi, Sebastián Dormido, José Sánchez, and Antonio Visioli. Tuning of symmetric send-on-delta proportional-integral controllers. *IET Control Theory & Applications*, 8:248–259(11), March 2014.
- [5] Anca Maxim, Dana Copot, Cosmin Copot, and Clara M. Ionescu. The 5w’s for control as part of industry 4.0: Why, what, where, who, and when—A PID and MPC control perspective. *Inventions*, 4(1), 2019.
- [6] Oscar Miguel-Escrig and Julio-Ariel Romero-Pérez. Implementation and evaluation of event-based PID in the IEC-61499 standard. In *2018 IEEE 23rd International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, volume 1, pages 574–580. IEEE, 2018.

- [7] Oscar Miguel-Escrig and Julio-Ariel Romero-Pérez. Regular quantisation with hysteresis: a new sampling strategy for event-based PID control systems. *IET Control Theory & Applications*, 2020.
- [8] Oscar Miguel-Escrig and Julio-Ariel Romero-Pérez. Tuning procedure for event-based pi controllers under regular quantization with hysteresis. *Journal of the Franklin Institute*, 358(9):4643–4670, 2021.
- [9] Oscar Miguel-Escrig, Julio-Ariel Romero-Pérez, and Roberto Sanchis-Llopis. Tuning PID controllers with symmetric send-on-delta sampling strategy. *Journal of the Franklin Institute*, 357(2):832–862, 2020.
- [10] Oscar Miguel-Escrig, Julio-Ariel Romero-Pérez, José Sánchez-Moreno, and Sebastian Dormido. Characterization of limit cycle oscillations induced by fixed threshold samplers. *IEEE Access*, 10:62581–62596, 2022.
- [11] Marek Miskowicz. Send-on-delta concept: An event-based data reporting strategy. *Sensors*, 6(1):49–63, 2006.
- [12] Andrzej Pawlowski, Manuel Beschi, José L. Guzmán, Antonio Visioli, Manuel Berenguel, and Sebastián Dormido. Application of SSOD-PI and PI-SSOD event-based controllers to greenhouse climatic control. *ISA Transactions*, 65:525 – 536, 2016.
- [13] Julio-Ariel Romero-Pérez and Roberto Sanchis-Llopis. A new method for tuning PI controllers with symmetric send-on-delta sampling strategy. *ISA Transactions*, 64:161 – 173, 2016.
- [14] Julio-Ariel Romero-Pérez, Roberto Sanchis-Llopis, and Elena Arrebola. Experimental study of event based PID controllers with different sampling strategies. Application to brushless DC motor networked control system. In *Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), 2015 XXV International Conference on*, pages 1–6, Oct 2015.
- [15] Julio-Ariel Romero-Pérez, Roberto Sanchis-Llopis, and Ignacio Peñarrocha-Alós. A simple rule for tuning event-based PID controllers with symmetric send-on-delta sampling strategy. In *Proceedings of the 2014 IEEE Emerging Technology and Factory Automation (ETFA)*, pages 1–8, Sept 2014.
- [16] Ángel Ruiz, Manuel Beschi, Antonio Visioli, Sebastián Dormido, and Jorge E. Jiménez. A unified event-based control approach for FOPTD and IPTD processes based on the filtered Smith predictor. *Journal of the Franklin Institute*, 354(2):1239–1264, 2017.
- [17] Tariq Samad. A survey on industry impact and challenges thereof. *IEEE Control Systems*, 37(1):17–18, 2017.
- [18] José Sánchez, María Guinaldo, Antonio Visioli, and Sebastián Dormido. Validity of continuous tuning rules in event-based PI controllers using symmetric send-on-delta sampling: An experimental approach. *Computers & Chemical Engineering*, page 106878, 2020.
- [19] J.C. West, J.L. Douce, and R.K. Livesley. The dual-input describing function and its use in the analysis of non-linear feedback systems. *Proceedings of the IEE-Part B: Radio and Electronic Engineering*, 103(10):463–473, 1956.



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