

Jornadas de Automática

Validación de reglas de sintonización *anti-windup* en un horno solar

Malena Caparroz^{a,*}, José Luis Guzmán^a, Igor M L Pataro^a, Manuel Berenguel^a, Kristian Soltesz^b, Tore Hägglund^b

^aDepartamento de Informática, Universidad de Almería, CIESOL, ceiA3, Ctra. Sacramento s/n, Almería, 04120, España.

^bDepartamento de Control Automático, Universidad de Lund, Box 118, Lund, SE-221 00, Suecia.

To cite this article: Caparroz, M, Guzmán, JL, Berenguel, M, Pataro, IML, Soltesz, K, Hägglund, T. 2026. Validation of anti-windup tuning rules in a solar furnace. *Jornadas de Automática*, 47.
<https://doi.org/10.17979/ja-cea.2026.47.13760>

Resumen

Los controladores proporcional-integral (PI) son ampliamente utilizados en la industria por su simplicidad y robustez. Sin embargo, la saturación de los actuadores puede provocar el fenómeno de *windup*, lo que degrada significativamente el rendimiento del sistema. Entre las técnicas *anti-windup* más empleadas destaca el esquema *back-calculation*, cuyo desempeño depende de la correcta selección de la constante de *tracking*. Aunque existen reglas clásicas de ajuste, estas suelen ofrecer resultados conservadores y limitados frente a condiciones reales de operación. En este trabajo se validan nuevas reglas de sintonización de la constante T_t , desarrolladas para problemas de rechazo de perturbaciones medibles. La validación se realiza en un simulador de un horno solar SF60, caracterizado por dinámicas no lineales, restricciones físicas y perturbaciones asociadas a cambios en la irradiancia solar. Los resultados obtenidos muestran que las reglas propuestas mejoran notablemente el comportamiento del sistema frente a las estrategias clásicas de ajuste. Estos resultados evidencian la aplicabilidad práctica y la efectividad de las reglas propuestas.

Palabras clave: Control PID, Sistemas con saturación, *Anti-windup*, *Back-calculation*, Rechazo de perturbaciones

Validation of anti-windup tuning rule in a solar furnace.

Abstract

Proportional-integral (PI) controllers are widely used in industry due to their simplicity and robustness. However, actuator saturation can lead to the phenomenon of *windup*, which significantly degrades system performance. Among the most commonly used *anti-windup* techniques, the *back-calculation* scheme stands out, the performance of which depends on the correct selection of the *tracking* constant. Although classical tuning rules exist, these tend to yield conservative and limited results when compared to real operating conditions. This work validates new tuning rules for the constant T_t , developed for measurable disturbance rejection problems. The validation is carried out on a simulator of an SF60 solar furnace, characterised by non-linear dynamics, physical constraints and disturbances associated with changes in solar irradiance. The results obtained show that the proposed rules significantly improve the system's performance compared to classical tuning strategies. These results demonstrate the practical applicability and effectiveness of the proposed rules.

Keywords: PID control, Systems with saturation, *Anti-windup*, *Back-calculation*, Disturbance rejection

1. Introducción

A pesar del desarrollo de nuevas técnicas de control avanzado, los controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) siguen predominando en la práctica industrial gracias

a su facilidad de implementación, bajo coste computacional y comportamiento fiable (Knospe, 2006; Hägglund and Guzmán, 2024). Sin embargo, uno de los principales problemas asociados a estos controladores es la saturación de los actuadores. Cuando la señal de control supera la magnitud de los

*Autor para correspondencia: mcaparroz@ual.es
Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)

límites físicos del actuador, la acción integral continúa acumulando error, dando lugar al fenómeno conocido como *windup* (Åström and Hägglund, 2006). Este efecto puede provocar sobreimpulsos elevados cuando el actuador sale de saturación, tiempos de recuperación prolongados e incluso degradar significativamente la estabilidad y el rendimiento del sistema.

Con el objetivo de mitigar estos problemas, se han desarrollado diferentes técnicas de *anti-windup* que mejoran el comportamiento del sistema en presencia de saturación. Entre las estrategias más utilizadas destaca el esquema conocido como *back-calculation* o *tracking*, por su sencillez y su efectividad práctica (Bohn and Atherton, 2002; Visioli, 2003; Åström and Hägglund, 2006; da Silva et al., 2018). Dicho esquema incorpora un parámetro denominado constante de *tracking*, T_t , cuya correcta selección resulta fundamental para garantizar un compromiso adecuado entre la rapidez de recuperación y la robustez frente a la saturación. No obstante, la sintonización de este parámetro continúa siendo una tarea compleja, ya que su valor depende tanto de la dinámica del proceso como de las condiciones de operación, y las reglas de ajuste disponibles en la literatura siguen siendo limitadas y poco rigurosas para aplicaciones reales (Rundqwist, 1990; Markaroglu et al., 2006).

En trabajos previos, se han propuesto nuevas reglas de sintonización para la selección de la constante de *tracking* en esquemas de *back-calculation*, orientadas a mejorar el rechazo de perturbaciones medibles en lazos de control PI sometidos a saturación (Caparroz et al., 2026). En este contexto, el presente trabajo tiene como objetivo validar dichas reglas mediante su aplicación en un sistema real simulado: un horno solar. Este tipo de sistemas presenta dinámicas no lineales, perturbaciones estocásticas y restricciones físicas que convierten el problema de saturación en un aspecto especialmente relevante desde el punto de vista práctico (Pataro et al., 2024; Gil et al., 2025; Hoyo et al., 2025). Los resultados obtenidos permiten analizar la aplicabilidad y la efectividad de las reglas propuestas en un entorno de control térmico realista.

2. Motivación

En la Figura 1 se muestra el esquema de control formado por un controlador PI con *back-calculation*, que previene el efecto *windup* provocado por la acción integral cuando el actuador alcanza sus límites. En el mismo, y representa la variable a controlar, r es la referencia, e es el error entre la referencia y la salida, d es una perturbación de carga en forma de doble escalón, u_{PI} es la señal de control calculada por el controlador (antes de la saturación), u_{sat} es la señal aplicada al sistema (saturada) y e_{sat} es el error de saturación, calculado como la diferencia entre la señal saturada y la señal sin saturar.

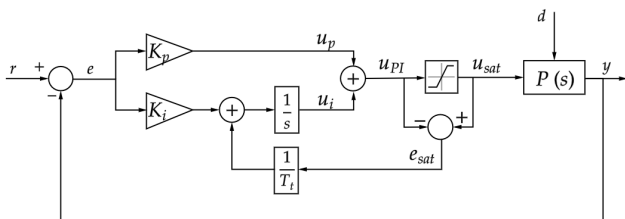


Figura 1: Controlador PI con *anti-windup*.

$P(s)$ representa la dinámica con la que la señal de control y la perturbación afectan a la salida, que en el presente trabajo será de primer orden y podrá contar con retardo,

$$P(s) = \frac{k}{\tau s + 1} e^{-t_r s}, \quad (1)$$

siendo k la ganancia estática, τ la constante de tiempo, t_r el tiempo de retardo y s la variable de Laplace. La señal de control generada por el PI puede expresarse según:

$$u_{PI}(s) = K_p e(s) + \frac{1}{s} \left(K_i e(s) + \frac{1}{T_t} e_{sat}(s) \right), \quad (2)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral calculada como K_p/T_i , siendo T_i el tiempo integral y T_t es la constante de *tracking* del esquema *anti-windup* (Åström and Hägglund, 2006). El controlador está sintonizado con el método λ , en el que se establece:

$$T_i = \tau, \quad K_p = \frac{\tau}{k(\lambda + t_r)}, \quad (3)$$

donde λ es la constante de tiempo de bucle cerrado, calculada como $x\tau$, siendo x el parámetro escogido por el usuario según las especificaciones de velocidad deseadas (Åström and Hägglund, 2006; Guzmán and Hägglund, 2024).

La Figura 2 muestra un ejemplo en el que se desea controlar un sistema con ganancia estática unitaria, constante de tiempo de 3 segundos y tiempo de retardo de 0.5 segundos, estableciendo una dinámica de bucle cerrado con $\lambda = 0,2\tau$. El problema de control analizado es de rechazo de perturbaciones clásico, estableciendo una referencia constante e introduciendo una perturbación en forma de doble escalón de amplitud unitaria y duración de 3 segundos. La primera figura muestra la referencia, la perturbación y la salida para tres valores distintos de T_t , mientras que la segunda muestra las señales de control calculadas por el PI y el límite mínimo del actuador. Tres casos de sintonización para T_t se analizan: $T_t = T_i$ (en línea discontinua), una regla muy aceptada y comúnmente aplicada (Åström and Hägglund, 2006); $T_t = 0$ (en línea punteada), lo cual equivale a una descarga instantánea del término integral; y $T_t = T_{opt}$ (en línea continua), en donde se utiliza una constante de *tracking* óptima obtenida de forma offline para minimizar la integral absoluta del error (IAE). Puede observarse que la constante óptima consigue un rechazo de la perturbación más rápido que en el caso en que $T_t = 0$, pero sin provocar una sobreoscilación en la salida, como ocurre cuando $T_t = T_i$. Cabe destacar que utilizar $T_t = 0$ en el esquema de la Figura 1 equivale a utilizar $T_t = T_m$ en la implementación en tiempo discreto, donde T_m es el tiempo de muestreo del controlador. Los resultados obtenidos demuestran que el valor escogido para la constante de *tracking* puede proporcionar un mejor desempeño del controlador y sirven de motivación para encontrar un conjunto de reglas que el usuario pueda utilizar en función de su proceso y de la configuración particular de su problema.

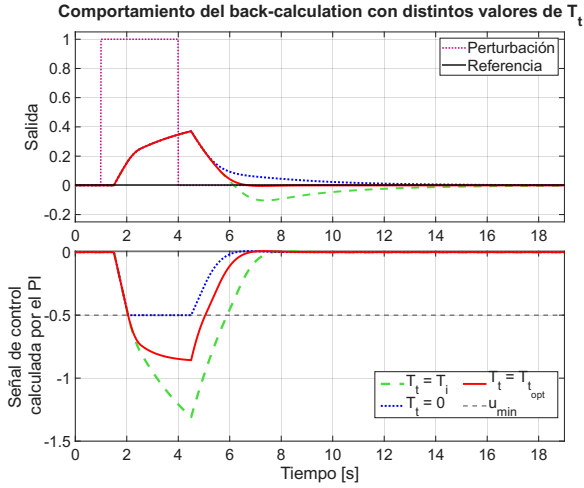


Figura 2: Comparación de resultados con distintos valores de T_t .

3. Reglas de sintonía

El objetivo de las reglas desarrolladas es determinar el valor óptimo de la constante de *tracking* T_t en el esquema de *back-calculation*, expresada como:

$$T_t^{opt} = \alpha^* T_i, \quad (4)$$

donde $\alpha^* \in (T_m/T_i, 1)$ es el factor multiplicativo óptimo. De este modo, T_t puede variar entre T_m y T_i . Las reglas han sido obtenidas mediante un proceso de optimización, teniendo en consideración los siguientes parámetros, abarcando un rango amplio de condiciones:

- La **ratio de saturación**, R_s , que cuantifica la saturación del actuador:

$$R_s = \frac{u_f - u_{lim}}{u_f - u_{op}}, \quad (5)$$

donde u_f es el valor final de la acción de control sin saturación, u_{lim} es el límite del actuador y u_{op} es el punto de operación antes de la llegada de la perturbación.

- La **agresividad del controlador**, $x = \lambda/\tau$, cociente entre la constante de tiempo de lazo cerrado deseada y la constante de tiempo del proceso.
- La **duración relativa de la perturbación**, D_d/τ , donde D_d es su duración.

Para el proceso de optimización, la ratio de saturación ha sido variada entre 0,05 y 0,95, la agresividad entre 0,2 y 1, y la duración relativa entre 1/3 y 10, obteniendo como resultado las superficies de α^* observadas en la Figura 3.

Una vez obtenidas dichas superficies, se han ajustado expresiones, utilizando el *Curve Fitter Toolbox* de Matlab, con el objetivo de encontrar una función de $\alpha \approx \alpha^*$. Todas las reglas son de la forma:

$$\alpha = \max \left\{ f(R_s, D_d, \tau, x), \frac{T_m}{T_i} \right\}, \quad (6)$$

donde f toma distintas formas en función de la información disponible. Aunque en el trabajo de Caparroz et al. (2026) se

proponen cuatro reglas y una guía simplificada, aquí se presentan las formas más generales y más simples, además de una pequeña guía en caso de no poder calcular ningún parámetro con exactitud.

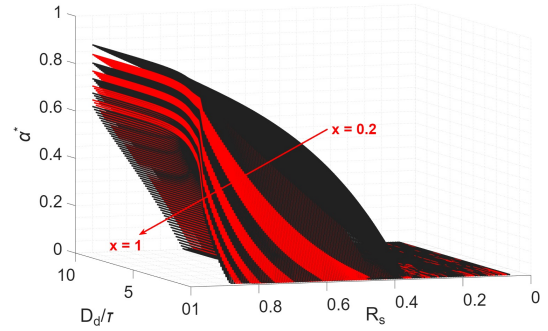


Figura 3: Superficies de α^* en función de R_s , x , y D_d/τ .

Regla 1 — Información sobre la perturbación disponible: cuando se dispone de información sobre D_d ,

$$f(R_s, D_d, \tau, x) = -1,2 + 3,3(R_s - d_x) - \quad (7)$$

$$1,26(R_s - d_x)^2 - 0,6e^{-1,2D_d/\tau}, \quad (8)$$

donde $d_x(x) = -0,28 + 0,8x - 0,3x^2$ representa el desplazamiento de las curvas según el valor de x que puede observarse en la Figura 3.

Regla 2 — Duración de la perturbación desconocida: en caso de no conocer D_d ,

$$f(R_s, x) = -0,3 - 0,63x + 1,5R_s. \quad (9)$$

Guía simplificada: cuando R_s no puede determinarse con precisión, se propone la siguiente pauta práctica: si $R_s < R_{s\lim}$, donde $R_{s\lim} = 0,21 + 0,7x - 0,22x^2$, se recomienda emplear $\alpha = T_m/T_i$. En cambio, si $R_s \geq R_{s\lim}$, se puede escoger un valor de $\alpha \in [T_m/T_i, \alpha_{\max}]$, donde $\alpha_{\max} = 0,93 - 0,32x$.

4. Ejemplo de aplicación

Con el objetivo de demostrar su validez, las reglas descritas en la Sección 3 se aplican en un simulador del horno solar SF60 ubicado en la Plataforma Solar de Almería (PSA), una instalación experimental diseñada para realizar ensayos térmicos mediante energía solar concentrada sobre muestras de materiales (esquema en la Figura 4). El sistema consta de un heliostato de 130 m² que redirige la radiación solar directa hacia un colector parabólico de 108 m² de superficie reflectante, que concentra la energía en un punto focal de 0,038 m² de área, donde se sitúa la muestra de material a ensayar. El sistema dispone de un obturador ubicado entre el heliostato y el colector, compuesto por lamas metálicas con apertura regulable entre 0 % y 30 %.

El objetivo de control es regular la temperatura de la muestra T ([K]) siguiendo un perfil de referencia predefinido, habitualmente en forma de rampas y escalones, mediante la actuación sobre la apertura del obturador u ([%]). El principal desafío reside en la naturaleza no lineal del sistema, las perturbaciones (nubes, variaciones de irradiancia), la restricción

del gradiente térmico de la muestra ($|\Delta T| \leq 8^\circ\text{C/s}$ para evitar daños en la pieza) y la variabilidad paramétrica en función del punto de operación.

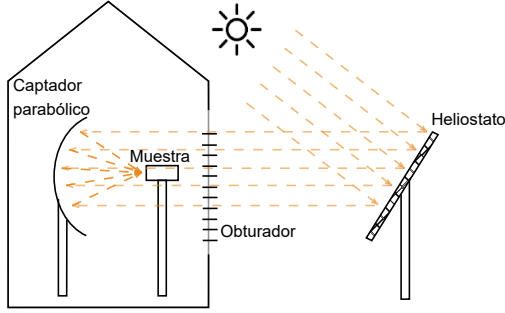


Figura 4: Esquema del horno solar SF60 (adaptado de Hoyo et al. (2025)).

El comportamiento dinámico de la temperatura de la muestra se obtiene a partir de un balance de energía simplificado con parámetros concentrados:

$$m_s c_s(T) \frac{dT(t)}{dt} = \frac{\rho_c \rho_h S_c}{S_{f90} \sin(\alpha_o)} S_p \alpha_a I(t) \left(\sin(\alpha_o) - \sin\left[\left(1 - \frac{u(t)}{100}\right) \alpha_o\right] \right) - \alpha_e \sigma S_p (T^4(t) - T_a^4(t)) - \alpha_c S_p (T(t) - T_a(t)), \quad (10)$$

donde $I(t)$ es la irradiancia solar directa ($[W/m^2]$) y $T_a(t)$ la temperatura ambiente ($[K]$). Los parámetros del modelo, junto con sus descripciones, valores nominales y unidades, se recogen en la Tabla 1. El calor específico $c_s(T)$ varía con la temperatura de la muestra según la siguiente expresión polinomial:

$$c_s(T) = 2,96 \times 10^{-12} T^5 - 1,50 \times 10^{-8} T^4 + 2,96 \times 10^{-6} T^3 - 0,028 T^2 + 13,59 T - 1529,29. \quad (11)$$

Tabla 1: Parámetros del modelo del horno solar SF60.

Parámetro	Descripción	Valor
m_s	Masa de la muestra	0,025 kg
S_c	Superficie del captador	108 m ²
S_{f90}	Superficie del foco	0,038 m ²
S_p	Superficie de la muestra	0,0025 m ²
α_o	Apertura angular máxima	50,8° (0,886 rad)
ρ_c	Reflectividad del captador	0,9199 [-]
ρ_h	Reflectividad del heliostato	0,9018 [-]
σ	Constante de Stefan-Boltzmann	$5,67 \times 10^{-8} \text{ W/(m}^2 \text{ K}^4)$
α_a	Capacidad de absorción	0,5013 [-]
α_c	Coef. pérdidas por convección	45,17 W/(m ² K)
α_e	Emisividad de la muestra	0,5958 [-]

El modelo basado en primeros principios puede ser linealizado alrededor de un punto de operación definido por las variables de equilibrio $\bar{T}$, $\bar{I}$, $\bar{T}_a$, y $\bar{u}$. Definiendo las variables de desviación alrededor de este punto, $\tilde{T} = T - \bar{T}$, $\tilde{u} = u - \bar{u}$, $\tilde{I} = I - \bar{I}$, $\tilde{T}_a = T_a - \bar{T}_a$, se obtiene el siguiente modelo lineal, en forma de funciones de transferencia:

$$\tilde{T}(s) = \frac{k_u}{\tau s + 1} \tilde{u}(s) + \frac{k_I}{\tau s + 1} \tilde{I}(s) + \frac{k_{T_a}}{\tau s + 1} \tilde{T}_a(s), \quad (12)$$

donde

$$k_u = \frac{A_1 \frac{\alpha_o}{100} \bar{I} \cos\left[\left(1 - \frac{\bar{u}}{100}\right) \alpha_o\right]}{A_3 + 4A_2 \bar{T}^3}, \quad (13)$$

$$k_I = \frac{(\sin(\alpha_o) - \sin\left[\left(1 - \frac{\bar{u}}{100}\right) \alpha_o\right]) A_1}{A_3 + 4A_2 \bar{T}^3}, \quad (14)$$

$$k_{T_a} = \frac{A_3 + 4A_2 \bar{T}_a^3}{A_3 + 4A_2 \bar{T}^3}, \quad \tau = \frac{1}{A_3 + 4A_2 \bar{T}^3}. \quad (15)$$

Las ganancias asociadas a cada variable son k_u , k_I y k_{T_a} , y la constante de tiempo viene dada por τ . A_1 , A_2 y A_3 se calculan según las siguientes expresiones:

$$A_1 = \frac{\rho_c \rho_h S_c}{S_{f90} \sin(\alpha_o)} \frac{S_p \alpha_a}{m_s c_s}, \quad A_2 = \frac{\alpha_e \sigma S_p}{m_s c_s}, \quad A_3 = \frac{\alpha_c S_p}{m_s c_s}. \quad (16)$$

La constante de tiempo τ y las ganancias dependen explícitamente del punto de equilibrio, lo que provoca una variabilidad significativa a lo largo del rango de operación.

5. Resultados

Las reglas descritas en la Sección 3 se han aplicado tanto al modelo lineal como al no lineal. Además, se han aplicado ambas reglas, teniendo en cuenta que, a día de hoy, se han desarrollado numerosas técnicas de visión artificial que, mediante el uso de cámaras, podrían detectar el paso de nubes y predecir su duración (Carballo et al., 2023). En todos los ejemplos mostrados (Figuras 5 y 6), la primera figura representa la temperatura obtenida con las tres estrategias de *anti-windup* ($T_t = T_i$ y las reglas 1 y 2) y la radiación, mientras que la segunda muestra las señales de control de las tres estrategias y el límite máximo de apertura del obturador. En ambos casos, $\bullet_1$ representa la regla 1, en la cual se conoce la duración de la perturbación, mientras que $\bullet_2$ se refiere a la regla 2, en la cual la duración es desconocida. Además de una comparación gráfica, el desempeño se evalúa mediante la integral absoluta del error (IAE), normalizada con respecto a la obtenida mediante la sintonización clásica ($T_t = T_i$).

La implementación de las reglas de sintonía se realiza de forma adaptativa durante la ejecución del controlador PI con esquema *anti-windup*. En cada instante de muestreo se calcula la acción de control proporcional e integral, incorporando además el término de corrección asociado al error de saturación e_{sat} , el cual permite disminuir la acción integral cuando el actuador alcanza sus límites (ver Ecuación (2)). Posteriormente, la señal calculada por el controlador se satura entre los valores mínimo y máximo admisibles del actuador, obteniendo así la señal realmente aplicada al sistema, u_{sat} . A partir de la diferencia entre ambas señales se obtiene el error de saturación e_{sat} , utilizado para corregir la dinámica del integrador mediante la constante de *tracking* T_t .

La principal aportación de la implementación consiste en la actualización automática de T_t al detectarse la entrada de una perturbación. Para ello, el algoritmo identifica cambios significativos en la irradiancia solar (mayores que un umbral δ definido por el usuario) y almacena el punto de operación actual del sistema. A continuación, utilizando el modelo linealizado alrededor de dicho punto (ecuaciones (13) y (14)),

se estima cuál sería la acción de control final necesaria para compensar la perturbación, utilizando la siguiente expresión:

$$u_f = u_{op} + \frac{k_I}{k_u} \Delta d, \quad (17)$$

siendo Δd la amplitud de la perturbación medida, y se determina si el actuador entrará en saturación. En caso de que la señal de control sature, se calcula el ratio de saturación R_s (Ecuación (5)) y, a partir de este y de la agresividad del controlador x , se obtiene el parámetro α mediante la regla de sintonía propuesta. En caso de querer implementar la regla 1, dado que se dispone de la duración de la perturbación, es necesario calcular la constante de tiempo alrededor del punto de operación, haciendo uso de la ecuación (15). Finalmente, la constante de *tracking* se actualiza a $T_t = \alpha T_i$, lo que permite adaptar dinámicamente el comportamiento *anti-windup* a las condiciones reales de operación y mejorar así la recuperación del sistema frente a perturbaciones. Dicha constante de *tracking* se mantiene hasta que se detecte un nuevo cambio en la perturbación, $\Delta d > \delta$, en cuyo caso se repite el mismo procedimiento.

5.1. Aplicación sobre el modelo lineal

En primer lugar, se aplican las reglas al modelo lineal del sistema en distintos puntos de operación y con distintas configuraciones de perturbación. Para los tres ejemplos mostrados en la Figura 5, los puntos de operación (definidos por $\bar{T}$, $\bar{T}_a$, $\bar{I}$ y $\bar{u}$) se muestran en la Tabla 2. Dicha tabla también recoge el valor de α para ambas reglas, así como el IAE normalizado al finalizar la perturbación.

Puede observarse que ambas reglas desarrolladas obtienen un desempeño muy similar entre sí y hasta un 55 % mejor que el obtenido al utilizar la regla de sintonía clásica. En general, las reglas hacen que la temperatura de la pieza vuelva a la referencia en menos tiempo y con una sobreoscilación menor.

Tabla 2: Puntos de operación y métricas de los ejemplos sobre el modelo lineal.

	Ejemplo 1	Ejemplo 2	Ejemplo 3
$\bar{T}$ [K]	1273	1273	1373
$\bar{T}_a$ [K]	293	301	293
$\bar{I}$ [W/m ²]	600	500	700
$\bar{u}$ [%]	21.7	25.5	23.6
α_1	0.0236	0.0449	0.1356
α_2	0.0236	0.4032	0.2605
IAE α_1	0.45	0.73	0.76
IAE α_2	0.45	0.80	0.67

5.2. Aplicación sobre el modelo no lineal

Una vez comprobado que la propuesta de sintonización mejora el desempeño del control ante *windup* en un sistema lineal, las reglas desarrolladas se aplican al control de un sistema no lineal. Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 6, cuando la radiación solar se encuentra en torno a sus valores máximos, en el mediodía solar. Sobre la misma, se simula el paso de tres nubes de distintas amplitudes y duraciones. Puede observarse que ambas reglas vuelven rápidamente a la referencia tras el paso de la nube, lo que elimina la sobreoscilación en los dos últimos ejemplos. Los valores de α obtenidos para la regla 1 son T_m/T_i para la primera y última perturbación, y 0,28 para la segunda, mientras que la regla 2 resulta en valores de α iguales a T_m/T_i para la primera perturbación, 0,32 para la segunda y 0,09 para la tercera, donde $T_m/T_i = 0,035$. Al igual que en la aplicación sobre el modelo lineal, el IAE ha sido calculado sin tener en cuenta los tramos en donde se introduce la perturbación, teniendo en cuenta la recuperación tras la misma. Para ambas reglas se ha obtenido una mejora de aproximadamente el 52 %.

6. Conclusiones

En este trabajo se han validado nuevas reglas de sintonía para la constante de *tracking* en esquemas *anti-windup* basa-

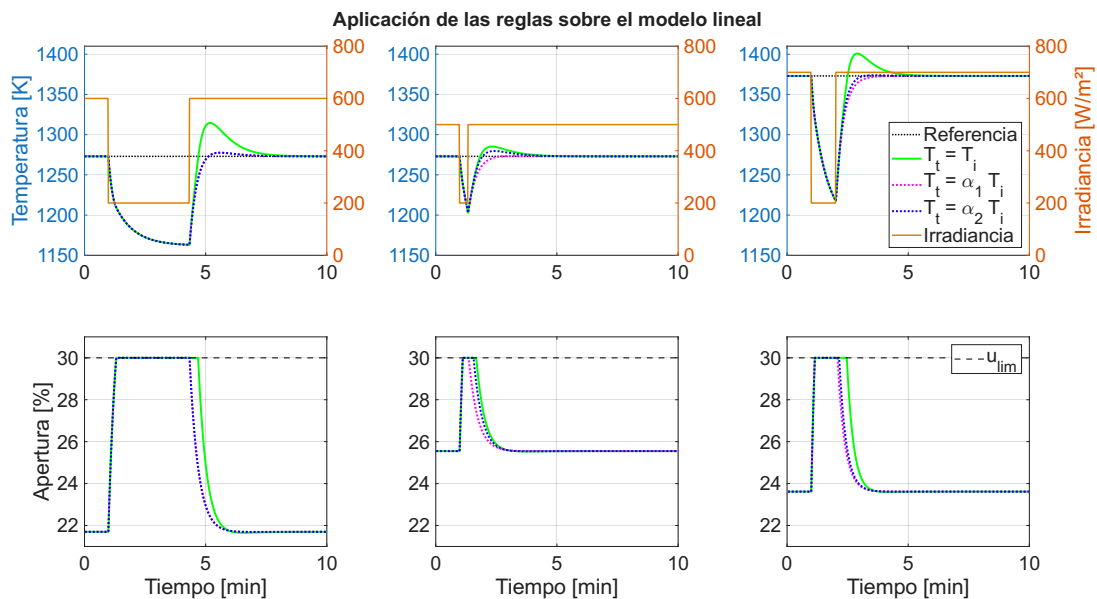


Figura 5: Aplicación de las reglas sobre el modelo lineal en distintos puntos de operación

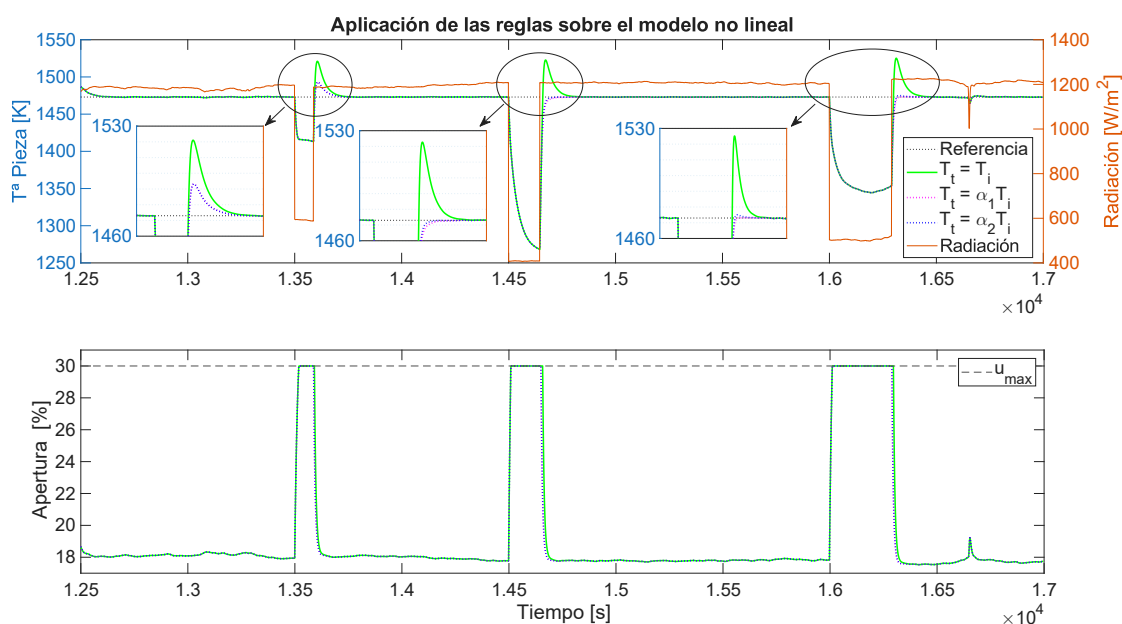


Figura 6: Aplicación de las reglas sobre el modelo no lineal

dos en *back-calculation*, y se han aplicado al control de un horno solar SF60. Las reglas propuestas consideran información relevante del problema de control, como el nivel de saturación del actuador, la agresividad del controlador y la duración de la perturbación, lo que permite adaptar el comportamiento del sistema ante situaciones de saturación.

Los resultados obtenidos con modelos lineales y no lineales demuestran que las reglas desarrolladas mejoran significativamente el desempeño en comparación con la sintonización clásica. En particular, se observa una reducción del tiempo de recuperación y de la sobreoscilación tras perturbaciones asociadas a variaciones de la irradiancia solar.

Además, los resultados muestran que ambas reglas presentan un comportamiento robusto y consistente incluso en presencia de dinámicas no lineales y restricciones físicas del sistema. La posibilidad de incorporar información estimada sobre la duración de las perturbaciones, mediante técnicas modernas de visión artificial y predicción de nubes, refuerza el potencial de aplicación práctica de la metodología propuesta.

Agradecimientos

Este trabajo es parte del proyecto de I+D+i PID2023-150739OB-I00, financiado por MCIN/AEI/10.13039/501100011033/ y “FEDER Una manera de hacer Europa” y por la Consejería de Universidad, Investigación e Innovación de la Junta de Andalucía a través del proyecto (DGP-PIDI-2024.02211), cofinanciado por el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (ERDF/FEDER) en el marco del Programa FEDER Andalucía 2021-2027. Malena Caparroz es beneficiaria de un contrato FPU financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades (FPU23/02235). Los autores agradecen a la PSA el acceso al horno SF60 para su caracterización.

Referencias

Åström, K. J., Hägglund, T., 2006. Advanced PID control. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, Research Triangle Park, NC.

- Bohn, C., Atherton, D. P., 2002. An analysis package comparing PID anti-windup strategies. *IEEE Control Systems Magazine* 15 (2), 34–40. DOI: 10.1109/37.375281
- Caparroz, M., Soltesz, K., Hägglund, T., Guzmán, J. L., 2026. A novel tuning rule for the tracking constant parameter in back-calculation anti-windup schemes. In: *Proceedings of the 23rd IFAC World Congress*. Accepted for publication / In press.
- Carballo, J. A., Bonilla, J., Fernández-Reche, J., Nouri, B., Avila-Marin, A., Fabel, Y., Alarcón-Padilla, D.-C., 2023. Cloud detection and tracking based on object detection with convolutional neural networks. *Algorithms* 16 (10), 487. DOI: 10.3390/a16100487
- da Silva, L. R., Flesch, R. C., Normey-Rico, J. E., 2018. Analysis of anti-windup techniques in PID control of processes with measurement noise. *IFAC-PapersOnLine* 51 (4), 948–953. DOI: 10.1016/j.ifacol.2018.06.100
- Gil, J. D., Pataro, I. M., Roca, L., Guzmán, J. L., Berenguel, M., Cañadas, I., 2025. Adaptive temperature control for high-precision solar furnace operation. *Solar Energy* 299, 113781. DOI: 10.1016/j.solener.2025.113781
- Guzmán, J. L., Hägglund, T., 2024. Tuning rules for feedforward control from measurable disturbances combined with PID control: a review. *International Journal of Control* 97 (1), 2–15. DOI: 10.1080/00207179.2021.1978537
- Hägglund, T., Guzmán, J. L., 2024. Give us PID controllers and we can control the world. *IFAC-PapersOnLine* 58 (7), 103–108. DOI: 10.1016/j.ifacol.2024.08.018
- Hoyo, Á., Moreno, J. C., Guzmán, J. L., Gil, J. D., Berenguel, M., 2025. Enhancing solar furnace performance by a robust QFT-based control approach. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* (10), 7435–7444. DOI: 10.1109/TII.2025.3575134
- Knospe, C., Feb. 2006. PID control. *IEEE Control Systems Magazine* 26 (1), 30–31. DOI: 10.1109/MCS.2006.1580151
- Markaroglu, H., Guzelkaya, M., Eksin, I., Yesil, E., 2006. Tracking Time Adjustment In Back Calculation Anti-Windup Scheme. In: *ECMS 2006 Proceedings*, edited by: W. Borutzky, A. Orsoni, R. Zobel. pp. 613–618. DOI: 10.7148/2006-0613
- Pataro, I. M., Gil, J. D., Roca, L., Guzmán, J. L., Berenguel, M., Cañadas, I., 2024. Enhancing solar furnace thermal stress testing using an adaptive model and nonlinear predictive control. *Renewable Energy* 230, 120797. DOI: 10.1016/j.renene.2024.120797
- Rundqwist, L., 1990. Anti-reset windup for PID controllers. *IFAC Proceedings Volumes* 23 (8), 453–458. DOI: 10.1016/S1474-6670(17)51865-0
- Visioli, A., Jan. 2003. Modified anti-windup scheme for PID controllers. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications* 150 (1), 49–54. DOI: 10.1049/ip-cta:20020769