

Jornadas de Automática

Modelado de sensores para el control de intercambiadores de calor

Yago Granados-Gomes*, Josep M. Torrents, Rosa M. Fernández-Cantí

Facultad de Náutica de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya, Pla de Palau 18, 08003 Barcelona, España.

To cite this article: Granados-Gomes, Y., Torrents, J. M., Fernández-Cantí, R. M. 2026. Sensor modelling for heat exchanger control. Jornadas de Automática, 47. <https://doi.org/10.17979/ja-cea.2026.47.13860>

Resumen

En este trabajo se presenta el modelado experimental del comportamiento dinámico de un sensor de temperatura tipo termo-resistor mediante un microcontrolador Arduino UNO R3 como parte del sistema de control y supervisión térmica de un intercambiador de calor. La función de transferencia del sensor se identifica mediante ensayos experimentales empleando dos configuraciones de acondicionamiento de señal: un divisor de tensión y un puente de Wheatstone. Durante las pruebas se aplican variaciones controladas de temperatura y se registra la respuesta del sensor a fin de determinar su ganancia y constante de tiempo. El modelo obtenido se utiliza en el diseño de controladores retroactivos y anticipativos en un intercambiador de calor marino, del cual se presenta también su modelo dinámico, incluyendo el actuador y la válvula de entrada. Se presentan los resultados experimentales de la identificación del sensor y los resultados de simulación del sistema de control diseñado.

Palabras clave: Sensores y actuadores, Software para la identificación de sistemas, Estimación de sistemas en tiempo continuo, Identificación para control, Diseño de experimentos, Sistemas lineales, Modelado e identificación de procesos

Sensor modelling for heat exchanger control

Abstract

This work presents the experimental modelling of the dynamic behaviour of a thermistor temperature sensor using an Arduino UNO R3 microcontroller as part of the thermal control and monitoring system of a heat exchanger. The sensor's transfer function is identified through experimental tests using two signal conditioning configurations: a voltage divider and a Wheatstone bridge. During the tests, controlled temperature variations are applied, and the sensor's response is recorded to determine its gain and time constant. The resulting model is used in the design of feedback and feedforward controllers for a marine heat exchanger, whose dynamic model, including the actuator and inlet valve, is also presented. The experimental results of the sensor identification and the simulation results of the designed control system are presented.

Keywords: Sensors and actuators, Software for system identification, Continuous time system estimation, Identification for control, Experiment design, Linear systems, Process modelling and identification

1. Introducción

Los sensores son elementos fundamentales en los sistemas de control en lazo cerrado, ya que transforman variables físicas en señales eléctricas para su procesamiento por parte del controlador. Aunque en el análisis teórico suele asumirse retroalimentación unitaria, en la práctica los sensores introducen dinámica propia que afecta al comportamiento del sistema (Gevers, 2003; Astrom &

Murray, 2021). Considerar esta dinámica es especialmente relevante en estrategias donde el controlador se diseña a partir de las funciones de transferencia del resto de elementos que forman el lazo de control, como es el caso de los compensadores anticipativos (*feedforward*) y, en general, cualquier estrategia de síntesis directa. Mientras que el control *feedforward* clásico utiliza la inversa del modelo de la planta para anticiparse a las referencias o perturbaciones, la inclusión del modelo del sensor en el diseño del

controlador mejora el comportamiento global del sistema al permitir el diseño de controladores más ajustados, por el hecho de tener en cuenta todos los elementos dinámicos del lazo. Por otro lado, la inclusión del modelo del sensor es crítica cuando este presenta retardos o dinámicas lentas, ya que entonces la acción anticipativa se ha de diseñar para compensar no solo la planta, sino también el efecto de la medida (Normey-Rico & Camacho, 2009; Wang *et al.*, 2018). Aunque los modelos lineales de los sensores pueden estimarse a partir de las informaciones de los catálogos, resulta interesante su validación experimental alrededor del punto de operación sobre el que va a trabajar, sobretodo si no se dispone de información de catálogo o bien cuando las condiciones de trabajo o el tiempo de servicio han podido modificar en cierta medida el comportamiento nominal, sin llegar a hacer necesaria su sustitución.

El presente trabajo se centra en ilustrar la obtención experimental de la función de transferencia del sensor de temperatura del fluido de salida de un intercambiador de calor industrial, para ser usado en el diseño de un compensador anticipativo de la señal de referencia. El sensor a modelizar es un termo-resistor cuya resistencia varía con la temperatura y, para su modelizado se ha utilizado un método sencillo, de bajo coste, consistente en utilizar un circuito de acondicionamiento resistivo del cual se recogen los datos de tensión mediante un Arduino UNO R3.

En la Sección 2 se describe el método de identificación experimental y se presentan los resultados obtenidos así como la función de transferencia del sensor finalmente identificada. En la Sección 3, se ilustra el uso de la función de transferencia obtenida en el diseño teórico de un sistema de control de dos grados de libertad de un intercambiador de calor. Se presentan los resultados de simulación y se comparan para el caso de incorporar o no el compensador anticipativo. Finalmente, en la Sección 4 se presentan las principales conclusiones del trabajo.

2. Modelado del sensor de temperatura

El sensor de temperatura utilizado para los experimentos es un RTD (*Resistance Temperature Detector*), es decir, una resistencia cuyo valor óhmico varía con la temperatura. En particular, una PT100 RS PRO de 2 hilos (RS PRO). Es decir, un hilo de platino (Pt) dentro de una vaina en contacto con fluido al que se le mide la temperatura y cuya resistencia es de $100\ \Omega$ a la temperatura de referencia de $0\ ^\circ\text{C}$. Un incremento de la temperatura produce un aumento prácticamente lineal de la resistencia.

En aplicaciones industriales (de precisión media), la resistencia en función de la temperatura T , R_T , puede obtenerse mediante la siguiente ecuación (Pallás, 2003, pp. 68–69):

$$R_T = R_0(1 + \alpha_1 T) \quad (1)$$

donde R_0 es la resistencia a $0\ ^\circ\text{C}$, $\alpha_1 = 0,00385\ ^\circ\text{C}^{-1}$, y T es la temperatura en $^\circ\text{C}$. Así, a temperatura ambiente ($20\ ^\circ\text{C}$), la resistencia del sensor es aproximadamente $107,79\ \Omega$ (MADUR).

A partir de (1) se obtiene la función de transferencia $H(s) = V_{\text{out}}(s)/T_{\text{co}}(s)$ definida como la relación entre la tensión

de salida y la temperatura de consigna, que se incorpora al diseño del sistema de control del intercambiador de calor; donde V_{out} representa la tensión de salida de las dos configuraciones de circuito descritas a continuación.

Mediante el ADC (conversor analógico digital) de un microcontrolador Arduino UNO R3 se ha medido la tensión de salida de un divisor de tensión y de un puente de Wheatstone. El divisor de tensión se ha construido mediante una fuente de alimentación de $V_{\text{in}} = 5\ \text{V}$ y una rama de dos resistencias: la PT100 y una resistencia $R = 100\ \Omega$. Se ha desarrollado el código en el entorno Arduino IDE, está disponible en el repositorio de GitHub [Temperature-sensor-modeling](#), en el archivo `Sensor_Temperatura.ino`. La adquisición de datos se realizó mediante el complemento *Microsoft Excel® Data Streamer*. En la hoja Configuración se establecieron un intervalo de datos de 100 ms, 10 000 filas de datos, 3 canales y la orientación de los datos con el registro más reciente al final. En la hoja Manifiesto se configuraron el intervalo de datos de 100 ms y una velocidad de comunicación de 9600 baudios.

2.1. Divisor de tensión

La primera configuración seleccionada para obtener la función de transferencia del sensor corresponde a un circuito divisor de tensión. En esta configuración, se emplea una resistencia fija de $R = 100\ \Omega$ y una tensión de alimentación de $V_{\text{in}} = 5\ \text{V}$.

La tensión de salida V_{out} del circuito divisor de tensión:

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \frac{R_T}{R_T + R}$$

Sustituyendo la resistencia del sensor en función de la temperatura de (1), se obtiene:

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \frac{R_0(1 + \alpha_1 T)}{R_0(1 + \alpha_1 T) + R} \quad (2)$$

Tal como muestra la Figura 1, se montaron tres circuitos divisores simultáneos en una *protoboard*, para identificar experimentalmente la función de transferencia del sensor.

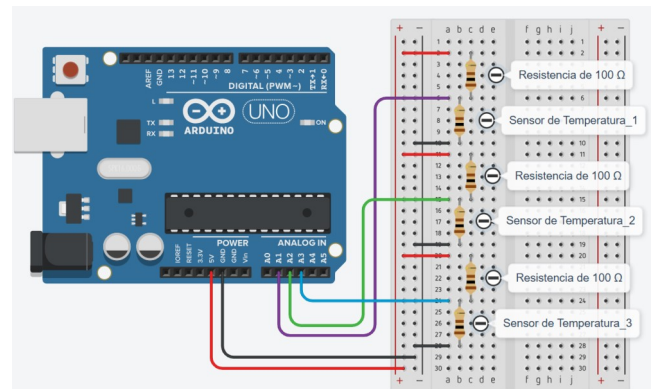


Figura 1: Implementación del divisor de tensión

Después, las puntas sensibles de las tres sondas PT100 se introdujeron en un vaso con agua y hielo, hasta que la lectura de temperatura se estabilizó a $5\ ^\circ\text{C}$ como muestra la figura 2.

A continuación y en el menor tiempo posible, las sondas se sacaron del vaso con agua y hielo y se sumergieron en un vaso de precipitados con agua caliente a una temperatura conocida, generando así una entrada en escalón.

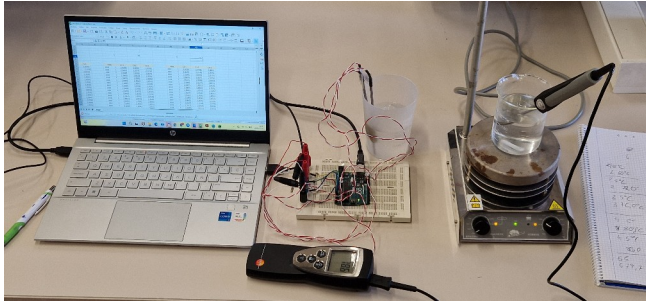


Figura 2: Montaje experimental para la identificación del sistema

El experimento se repitió en cinco ocasiones, empleando distintos valores de temperatura final, para evaluar la repetibilidad de las medidas y el comportamiento dinámico del sensor bajo diferentes condiciones de operación. En cada ensayo, se registraron simultáneamente las respuestas de las tres sondas, identificadas en la Figura 3 mediante los colores morado, verde y azul.

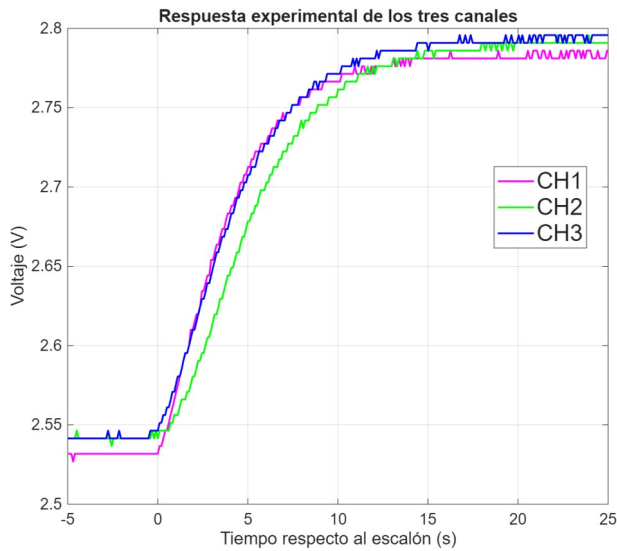


Figura 3: Respuesta experimental de los tres canales con el divisor de tensión

La Figura 3 muestra la evolución temporal del comportamiento característico de un sistema de primer orden. En consecuencia, se caracteriza la función de transferencia del sensor, $H(s)=V_{out}(s)/T_{co}(s)$, con dos parámetros: la ganancia en continua k y la constante de tiempo τ . Por tanto, puede expresarse como $H(s)=k/(\tau s+1)$.

La ganancia en continua k se calcula a partir de la ecuación (3), con las tensiones $V_{out/ini}$ y $V_{out/fin}$ del divisor de tensión en el momento antes de sumergir la PT100 en el agua caliente ($T_{inicial}$) y transcurrido un tiempo suficiente (T_{final}).

$$k = \frac{V_{out/fin} - V_{out/ini}}{T_{final} - T_{inicial}} \quad (3)$$

Se estima la constante de tiempo τ mediante el tiempo transcurrido hasta alcanzar el 63% de la respuesta al escalón

con las tres sondas de forma simultánea y repitiendo el experimento cinco veces.

Tabla 1: Estimación de la constante de tiempo del divisor de tensión

Nº	$\tau_{63\%}$	Nº	$\tau_{63\%}$
1.1	4,29	4.1	4,29
1.2	5,72	4.2	5,63
1.3	4,8	4.3	4,7
2.1	4,39	5.1	4,2
2.2	5,62	5.2	5,31
2.3	4,9	5.3	4,81
3.1	4,08		
3.2	5,53		
3.3	4,81		

2.2. Puente de Wheatstone

La segunda configuración seleccionada para obtener la función de transferencia del sensor corresponde a un puente de Wheatstone (Pallàs, 2003, pp. 117–118). En esta configuración, se emplean tres resistencias fijas de 100Ω (R_1 , R_2 y R_3) y una tensión de alimentación de $V_{in} = 5 \text{ V}$, proporcionada por una fuente de tensión externa para evitar la aparición de masas flotantes.

La tensión de salida V_{out} corresponde a la diferencia de potencial entre los nodos izquierdo V_L y derecho V_R del puente de Wheatstone. Las tensiones en dichos nodos vienen dadas por las expresiones (4) y (5).

$$V_L = V_{in} \frac{R_T}{R_1 + R_T} \quad (4)$$

$$V_R = V_{in} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5)$$

Sustituyendo la expresión de la resistencia del sensor dada por la ecuación (1) en las ecuaciones (4) y (5), la tensión de salida V_{out} queda expresada como:

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_0(1 + \alpha_1 T)}{R_1 + R_0(1 + \alpha_1 T)} \right) \quad (6)$$

Para identificar experimentalmente la función de transferencia del sensor mediante esta configuración, se montaron simultáneamente tres puentes de Wheatstone sobre una *protoboard*, siguiendo el mismo procedimiento experimental descrito para el circuito divisor de tensión.

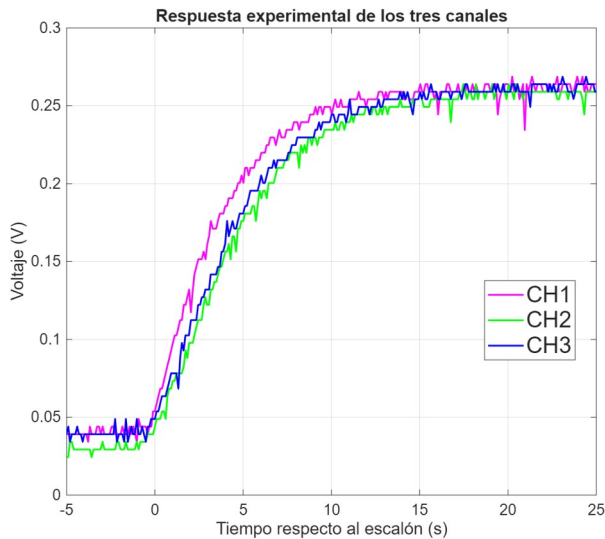


Figura 4: Respuesta experimental de los tres canales con el puente de Wheatstone

Siguiendo el mismo procedimiento descrito en el apartado anterior, se calculan las tensiones de salida inicial y final mediante la ecuación (6). A partir de estos valores, tanto teóricos como experimentales, se obtiene la ganancia k de la función de transferencia del sensor mediante la ecuación (3).

Se estima la constante de tiempo τ mediante el tiempo transcurrido hasta alcanzar el 63% de la respuesta al escalón con las tres sondas de forma simultánea y repitiendo el experimento cinco veces.

Tabla 2: Estimación de la constante de tiempo del puente de Wheatstone

Nº	$\tau_{63\%}$	Nº	$\tau_{63\%}$
1.1	3,68	4.1	3,88
1.2	4,9	4.2	5,12
1.3	4,8	4.3	4,59
2.1	3,99	5.1	3,88
2.2	5,62	5.2	5,42
2.3	4,69	5.3	4,49
3.1	3,78		
3.2	4,91		
3.3	4,81		

2.3. Validación de resultados

La repetibilidad de la estimación de la constante de tiempo se evaluó mediante la desviación estándar y el coeficiente de variación (CV) de cinco ensayos realizados para cada sensor. Los resultados, recogidos en la Tabla 3, muestran que la configuración de divisor de tensión presenta desviaciones estándar comprendidas entre 0,0716 s y 0,1558 s y coeficientes de variación entre 1,49 % y 3,08 %, mientras que en el puente de Wheatstone estos valores oscilan entre 0,1211 s y 0,3278 s y entre 3,01 % y 6,31 %, respectivamente. En conjunto, ambas configuraciones presentan una buena repetibilidad, si bien el divisor de tensión ofrece una menor dispersión y, por tanto, una mayor precisión en comparación con el puente de Wheatstone.

Tabla 3: Validación de resultados

Sensor	Media	Desv. estándar	Coef. Variación
Divisor de tensión			
1	4,2500	0,1311	3,08
2	5,5620	0,1558	2,80
3	4,8040	0,0716	1,49
Puente de Wheatstone			
1	3,8420	0,1211	3,15
2	5,1940	0,3278	6,31
3	4,6760	0,1408	3,01

Durante la adquisición experimental también se observó que la configuración basada en el puente de Wheatstone presentaba una mayor variabilidad en la señal de salida en comparación con el circuito divisor de tensión. Esta mayor inestabilidad se reflejó en una mayor dispersión de las medidas obtenidas, lo que se tradujo en valores ligeramente superiores de desviación estándar y coeficiente de variación.

El valor de τ corresponde a la constante de tiempo asociada a la inercia térmica de la sonda cuando está sumergida en agua. Este comportamiento está determinado principalmente por su masa térmica y el intercambio de calor por convección con el agua. En cambio, el circuito de acondicionamiento presenta un tiempo de respuesta prácticamente instantáneo en comparación, por lo que su influencia en la constante de tiempo total puede considerarse despreciable.

En consecuencia, el divisor de tensión mostró un comportamiento más estable y reproducible, con menor dispersión en las medidas experimentales. La media global obtenida para el divisor de tensión fue de 4,8720, la cual será la utilizada para los siguientes análisis.

$$H(s) = \frac{0,0042}{4,8720s + 1} \quad (7)$$

Este modelo se empleó posteriormente para el análisis y el diseño del sistema de control del intercambiador de calor.

3. Control del intercambiador de calor

El modelo del sensor $H(s)$ obtenido se ha utilizado en el diseño del sistema de control de la temperatura de salida de la fase fría T_{co} de un intercambiador de calor dos grados de libertad de la Figura 5 (Granados-Gomes, 2026). Este sistema combina un controlador $C(s)$ de tipo proporcional integral derivativo (PID) con un compensador anticipativo $G_{FF}(s)$ de la señal de referencia. La señal de referencia $r(t)$ es $T_{co}^{ref}(t)$ y la señal de salida $y(t)$ es $T_{co}(t)$.

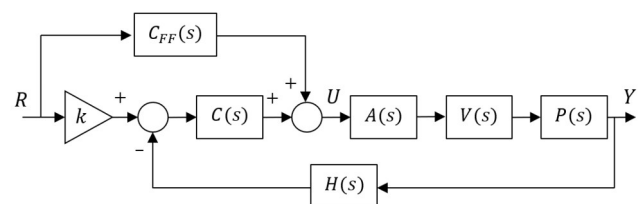


Figura 5: Sistema de control del intercambiador de calor

El modelo analítico del proceso térmico de transferencia de calor $P(s)$ se ha obtenido a partir de las ecuaciones de balance energético tanto para la placa fría (8) como para la placa caliente (9).

$$\dot{m}_c C_p (T_{ci} - T_{co}) + \dot{m}_h C_p (T_{hi} - T_{ho}) = M_c C_p \dot{T}_{co} \quad (8)$$

$$\dot{m}_h C_p (T_{hi} - T_{ho}) + \dot{m}_c C_p (T_{ci} - T_{co}) = M_h C_p \dot{T}_{ho} \quad (9)$$

donde $\dot{m}_c$, $\dot{m}_h$ son los flujos másicos frío y caliente, T_{ci} , T_{co} son las temperaturas del fluido a la entrada y salida de la fase fría, T_{hi} , T_{ho} son las temperaturas del fluido a la entrada y salida de la fase caliente, M_c , M_h son las masas totales de fluido en las fases fría y caliente, y C_p es la capacidad calorífica del fluido (Al-Dawery, 2012). El modelo define como estados las temperaturas de salida en las fases fría T_{co} y caliente T_{ho} , y toma como entrada el flujo másico caliente $\dot{m}_h$ y como salida $y(t)$ la temperatura de salida de la fase fría T_{co} . Con la linealización de (8) y (9) y la posterior aplicación de la transformada de Laplace, se obtiene la siguiente función de transferencia a partir de los datos correspondientes al modelo "mediano 13" (Gómez García, 2008, p. 76).

$$P(s) = \frac{21,7649}{0,1068s + 1} \quad (10)$$

Por su parte, los modelos del actuador $A(s)$ y válvula $V(s)$ que regula la entrada del fluido caliente al intercambiador, se han obtenido según los trabajos de (Belimo Holding AG., 2023) y (Matsuda, 2019) y se muestran en (11) y (12), respectivamente,

$$A(s) = \frac{3,87}{0,57s + 1} \quad (11)$$

$$V(s) = \frac{19,44}{7,72s + 1} \quad (12)$$

Las funciones de transferencia (7), (10), (11) y (12) se han introducido en la herramienta *sisotool* de MATLAB® a fin de diseñar el controlador PID del lazo retroactivo:

$$C(s) = 0,4 + \frac{0,04}{s} + \frac{20s}{s + 20} \quad (13)$$

La respuesta indicial del sistema de la Figura 5 con el controlador PID (13) pero sin compensador anticipativo, se muestra en la Figura 6. En azul se muestra el escalón unitario de referencia $r(t)$ mientras que en rojo se muestra la respuesta del sistema $y(t)$. La simulación se ha llevado a cabo por medio de Simulink® y, a fin de darle un enfoque más práctico, se ha limitado la pendiente de la señal de control $u(t)$ a $\pm 1V/s$ y su amplitud al rango entre 0V y 10V. Sin embargo, cabe mencionar que el objetivo de esta simulación no es validar experimentalmente el comportamiento del intercambiador, sino analizar la configuración de la Figura 5 con y sin compensador anticipativo G_{FF} .

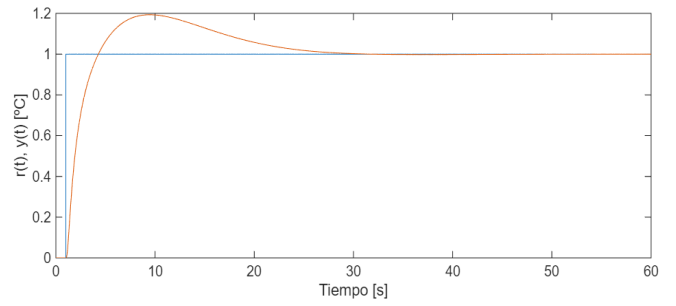


Figura 6: Respuesta al escalón del sistema con controlador PID

La respuesta de la Figura 6 se ha tomado como base para analizar el efecto de la introducción de un compensador anticipativo de la señal de referencia. Para el diseño de este, se ha partido de la regla de Mason aplicada al sistema de la Figura 5:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{[G_{FF}(s) + kC(s)]A(s)V(s)P(s)}{1 + C(s)A(s)V(s)P(s)H(s)} \quad (14)$$

El objetivo del diseño del compensador anticipativo es que la función de transferencia (14) entre $r(t)$ e $y(t)$ se aproxime a la unidad. Para ello, se diseña $G_{FF}(s)$ como

$$G_{FF}(s) = \frac{1 + C(s)A(s)V(s)P(s)[H(s) - k]}{A(s)V(s)P(s)} \quad (15)$$

con $k=H(0)$. A fin de que $G_{FF}(s)$ sea realizable se añaden tres polos en -10 y, se obtiene su realización mínima. La Figura 7 muestra la respuesta indicial del sistema de dos grados de libertad completo, es decir, con el controlador PID (13) y el compensador anticipativo (15).

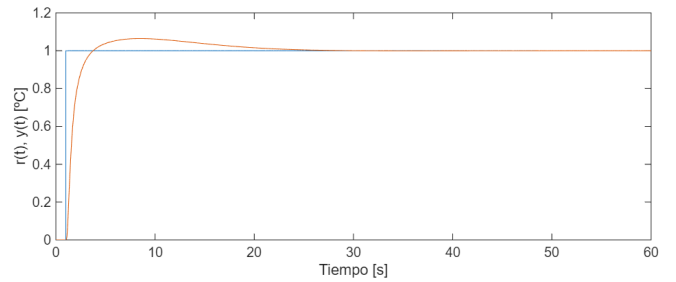


Figura 7: Comportamiento con controlador anticipativo

El tiempo de establecimiento (2%) obtenido es de 18,64s frente a los 24,9s de caso sin compensador anticipativo. Asimismo, el sobrepico pasa del 19,3% al 6,3% al pasar de uno a dos grados de libertad.

Notar que el diseño por síntesis directa del compensador $G_{FF}(s)$ exige que los modelos utilizados, aunque solo contengan la dinámica dominante, se ajusten lo máximo posible al comportamiento real. Si en el cálculo de (15) se considera sensor ideal, es decir, $H(s)=1$ y $k=1$, el tiempo de establecimiento obtenido es de 26s y el sobrepico del 47,1%, por lo que queda ilustrado el hecho de que para que tenga sentido usar compensadores anticipativos es necesario que los modelos sean lo suficientemente buenos.

A fin de disponer de una medida global que permita la comparación entre las diferentes configuraciones, se han obtenido la integral del valor absoluto del error (IAE) y la

integral del cuadrado del error con penalización de la señal de control (ISEU) (16) tomando la misma ponderación tanto para el error como para la señal de control:

$$ISEU = \int_0^{\infty} (e^2(t) + u^2(t)) dt \quad (16)$$

La estimación de las integrales de error se muestra en la Tabla 4. La segunda columna muestra el caso de G_{FF} calculado con (7), mientras que en la tercera columna G_{FF} se ha calculado tomando $H=1$. El cálculo de las integrales se ha realizado por integración numérica de las señales generadas por Simulink y tomando como tiempo final de simulación 500s.

Tabla 4: Validación de resultados

	Sin G_{FF}	Con G_{FF}	Con G_{FF} ($H=1$)
IAE	4,5594	3,0766	34,0817
ISEU	2,0746	1,6457	87,0060

Se observa que las integrales de error presentan los valores más bajos en el caso en que el compensador anticipativo se ha diseñado teniendo en cuenta el modelo perfecto del sensor. Si el compensador se diseña asumiendo $H=1$, cuando en realidad sí existe dinámica en el camino de retorno, el resultado obtenido es peor que en el caso de únicamente usar el controlador PID. Aunque estos resultados y simulación son académicos, constituyen un ejemplo que ilustra lo que ya nos indica el sentido común, es decir, la importancia de contar con buenos modelos de todos los componentes del lazo a la hora de diseñar compensadores por síntesis directa.

4. Conclusiones

Midiendo con el ADC de un microcontrolador Arduino UNO la tensión en dos circuitos, un divisor de tensión y un puente de Wheatstone, se ha modelado dos veces el comportamiento dinámico de una PT100. De esta forma experimental, se ha determinado la ganancia en continua k y la constante de tiempo τ . La función de transferencia asociada representa, de forma matemática, el comportamiento del sensor y constituye una herramienta crucial para el análisis y diseño de sistemas de control.

Los modelos dinámicos precisos resultan especialmente importantes en aplicaciones de control avanzado porque permiten ajustar adecuadamente los parámetros del controlador y mejorar el rendimiento del sistema. Del

mismo modo, estos modelos son de gran utilidad en estrategias de control anticipativo (feedforward) para predecir la respuesta del sensor y contribuir a compensar perturbaciones y reducir errores de seguimiento.

Tanto el divisor de tensión como el puente de Wheatstone permiten caracterizar de forma adecuada el sensor. Sin embargo, el divisor de tensión constituye una configuración más sencilla y adecuada para esta aplicación ya que la influencia en la constante de tiempo se considera despreciable.

Por otra parte, el Arduino UNO R3 es una alternativa eficaz para obtención de datos. La combinación de una instrumentación sencilla con técnicas de identificación experimental ha permitido modelar correctamente el comportamiento del sensor.

Referencias

- Al-Dawery, A., Alrahawi, A. M., & Al-Zobai, K. M. (2012). Dynamic modeling and control of plate heat exchanger. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 55(23–24), 6873–6880. <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2012.06.094>
- Åström, K. J., & Murray, R. M. (2021). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers* (2nd ed.). Princeton University Press.
- Belimo Holding AG. (2023, 25 de mayo). CQ24A-SZ-T: Actuador rotativo para válvulas de zona [Ficha técnica]. https://www.belimo.com/mam/general-documents/datasheets/es-es/belimo_CQ24A-SZ-T_datasheet_es-es.pdf
- Gevers, M. (2003). From experiments to closed-loop control. *IFAC Proceedings Volumes*, 36(16), 1-13. [http://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)35760-4](http://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)35760-4)
- Gómez García, A. (2008). Modelo de cálculo para el análisis térmico y mecánico de intercambiadores de placas [Proyecto fin de carrera, Universidad Politécnica de Cartagena]. Repositorio Institucional de la Universidad Politécnica de Cartagena. <http://hdl.handle.net/10317/765>
- Granados-Gomes, Y. (2026). Modelado dinámico y control de un intercambiador de calor de placas para aplicaciones marinas. Trabajo Fin de Máster, Universitat Politècnica de Catalunya.
- MADUR. (s. f.). Pt100 platinum resistor – resistance in ohms vs temperature in degrees Celsius. https://www.madur.com/pdf/tools/en/Pt100_en.pdf
- Matsuda, Y., Sakai, R., Sugi, T., Goto, S., Yasunaga, T., & Ikegami, Y. (2019). Water level control of flash chamber in a spray flash desalination system with valve dynamics and flow rate limitation. In 2019 19th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS). IEEE. <https://doi.org/10.23919/ICCAS47443.2019.8971571>
- Normey-Rico, J. E., & Camacho, E. F. (2009). Predictores de Smith filtrados para el control de procesos con tiempo muerto: una visión unificada. *RIAI - Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 6(3), 5-23. [http://doi.org/10.1016/S1697-7912\(09\)70261-0](http://doi.org/10.1016/S1697-7912(09)70261-0)
- Pallás Areny, R. (2003). *Sensores y acondicionadores de señal* (4.ª ed.). Marcombo Boixareu.
- Wang, J., Fan, Y., & Zhang, J. (2018). Performance assessment and degradation diagnosis of closed-loop systems with sensor faults. *Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA)*, 120-125. doi:10.1109/ICCA.2018.8465541
- RS PRO. (s. f.). RS PRO 2 wire PT100 sensor, -50 °C min +250 °C max, 150 mm probe length × 4 mm probe diameter (RS Stock No. 237-1663). RS Online. <https://es.rs-online.com/web/p/sensores-rt-d/2371663>