System Identification and Control Methods for Weighing Instruments Based on Electromagnetic Force Compensation

Mauricio Serna Gómez, Jorge Andrés Puerto Acosta, and Hernán Paz Penagos

Abstract— In electromagnetic force compensation (EMFC) weighing instruments, the interaction between the mechanical structure, the position sensor, the data acquisition electronics, the electromagnetic actuator and the control loop can cause oscillations, overshoot and variations in settling time, making it more difficult to design the controller and ensure the reliable operation of the weighing instrument. This study presents the characterisation and dynamic identification of an electromagnetic force compensation (EMFC) load cell, manufactured by Sartorius, with a maximum capacity of 6000 g. The cell was excited in an open-loop configuration using a chirp signal with ascending and descending sweeps between 0.1 Hz and 100 Hz. The frequency response function (FRF) between the coil current and the position sensor voltage was obtained using the H_1 estimator, restricting the analysis to frequencies with coherence $\gamma^2 \geq 0.8$. The second- and fourth-order models achieved fits of 94.99 percent and 96.13 percent, respectively. The second-order model was selected because of its lower complexity and its adequate representation of the dominant resonant mode. Based on the experimental FRF, a PI controller was designed and implemented in real time. Finally, the instrument was calibrated using OIML M1 class standard weights in accordance with the EURAMET cg-18 guide. The calibration included tests for eccentricity, repeatability and indication errors, as well as the estimation of measurement uncertainty, with expanded uncertainties ranging from 0.1 g to 0.4g.

Link to graphical and video abstracts, and to code: https://latamt.ieeer9.org/index.php/transactions/article/view/11114

***Index Terms*—EMFC weighing systems, EMFC load cell, System identification, EMFC control methods**

I. Introducción

La tecnología de pesaje es esencial para garantizar mediciones confiables de masa en transacciones comerciales, producción, agricultura y atención en salud [1], las industrias farmacéutica [2] y química [3], la metrología científica [4], el pesaje de vehículos en movimiento [5, 6] y la calibración gravimétrica [7, 8, 9]. Entre las tecnologías empleadas se encuentra la compensación de fuerza electromagnética (del inglés electromagnetic force compensation, EMFC), cuya descripción técnica se presenta en la Sección II. Las celdas de pesaje por EMFC son sistemas mecatrónicos complejos y su desempeño depende de la interacción entre la estructura mecánica, el sensor de posición, la electrónica de adquisición, el actuador electromagnético y el lazo de control [10]. Esta interacción puede generar ruido, oscilaciones, sobreimpulso y variaciones en el tiempo de regulación, además de restricciones asociadas con la resolución de adquisición y los límites operativos del actuador electromagnético [11].

La revisión sistemática presentada en [12] evidenció el predominio del control PID discreto, identificado en el 52.78 % de los estudios y su base teórica se presenta en [13], seguido del controlador PID-T1 digital, con el 33.33 %, descrito en [14]. En menor proporción se identificaron el control adaptativo con referencia al modelo (MRAC), con el 8.33 %, descrito en [15], el control robusto H-infinito, con el 2.78 %, descrito en [16] y el control por modelo interno (IMC), con el 2.78 %, descrito en [17]. Estos enfoques han reportado mejoras en la linealidad [18], la respuesta dinámica y la estabilidad de corriente [19], la sensibilidad, repetibilidad y estabilidad [20], la reducción de incertidumbre y mayor exactitud [21], la estabilidad frente a tolerancias, ruido y perturbaciones no modeladas [22], la concordancia entre simulaciones y pruebas experimentales [23, 24], la rapidez y exactitud de medición [25], el ancho de banda [26], la exactitud y velocidad de respuesta [27], el rendimiento dinámico [28] y menor latencia, mayor resolución y estabilidad [29]. No obstante, los estudios previos presentan limitaciones específicas en sus modelos, prototipos e implementaciones experimentales. En [19], la resolución de corriente estuvo limitada por el DAC de 16 bits; en [21], las desviaciones y la falta de repetibilidad del proceso de fabricación dificultaron alcanzar las condiciones previstas para el prototipo; en [22], el ruido del sensor de posición limitó la precisión experimental; en [23], los autores identificaron como retos el ajuste del amortiguamiento y las simplificaciones empleadas en el modelo; en [25], la reproducibilidad estuvo limitada por las prestaciones del hardware ADC/DAC; en [26], las resonancias del sistema restringieron la ganancia y el ancho de banda alcanzables; en [28], las simplificaciones geométricas y el uso de valores tabulados de las propiedades del material produjeron una discrepancia cercana al 18 % entre el factor de acoplamiento simulado y el medido; y en [29], la aplicabilidad

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Roberto S. Murphy (Corresponding author: *Mauricio Serna*).

This work was supported by the Master's Program in Electronic Engineering at Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito.

Mauricio Serna, and H. P. Penagos are with the Master's Program in Electronic Engineering, Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, Bogotá, D.C., Colombia (e-mails: mauricio.sernag@mail.escuelaing.edu.co, and hernan.paz@escuelaing.edu.co).

J. A. P. Acosta is with Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, D.C., Colombia (e-mail: japuertoa@udistrital.edu.co).

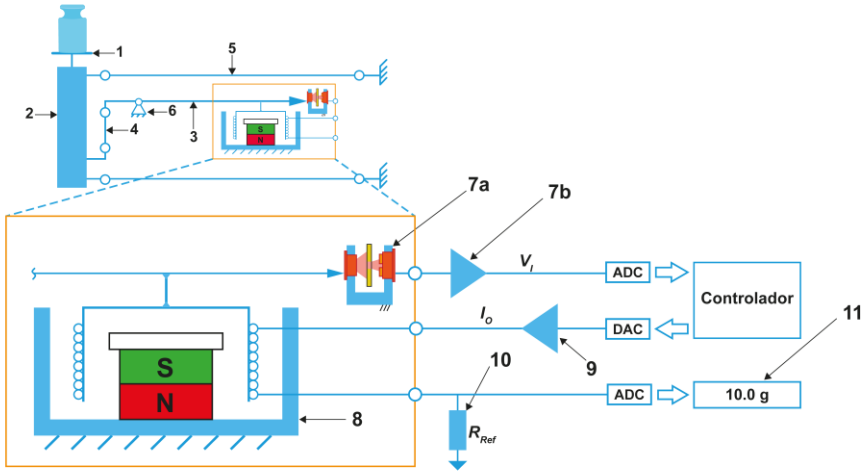

Fig. 1. Configuración esquemática de un instrumento de pesaje por EMFC. Adaptado de [34].

del proceso propuesto se evaluó sobre un único prototipo y una sola celda de pesaje. En conjunto, estas limitaciones comprenden restricciones asociadas con el hardware, la fabricación, el modelado y el alcance de la validación experimental. Sin embargo, la revisión sistemática presentada en [12] no identificó estudios que reportaran una calibración completa en instrumentos de pesaje por EMFC conforme a los lineamientos del SIM [30, 31] y EURAMET [32], ni estudios que validaran estos instrumentos en condiciones reales de operación. En este contexto, el presente trabajo aborda el primero de estos vacíos: caracteriza experimentalmente la dinámica de una celda de pesaje por EMFC mediante la determinación de su función de respuesta en frecuencia, compara modelos paramétricos y no paramétricos para sustentar el diseño del controlador y realiza la calibración del instrumento de pesaje conforme a la guía EURAMET [32].

Sus principales contribuciones son: i) la integración, en un mismo instrumento de pesaje por compensación de fuerza electromagnética (EMFC) con capacidad de 6000 g, de la identificación dinámica experimental, la selección del modelo, el diseño e implementación del controlador y la posterior evaluación metrológica del instrumento; ii) la comparación experimental de la calidad de ajuste entre diferentes modelos identificados de la planta para sustentar la selección del modelo empleado en el diseño del controlador; iii) la evaluación experimental del comportamiento del sistema controlado bajo diferentes condiciones de carga, en la cual se observó que un mayor porcentaje de ajuste del modelo no mostró una correspondencia uniforme con un menor rango de variación de la señal del sensor de posición en lazo cerrado y iv) la evaluación metrológica del instrumento operando con el controlador seleccionado, mediante pruebas de excentricidad, repetibilidad y errores de indicación, junto con la estimación de la incertidumbre de medida conforme a la guía EURAMET [32]. La Sección III presenta la identificación del sistema y el modelado de la planta; la Sección IV describe el diseño e implementación del controlador PI; la Sección V presenta los resultados y la Sección VI las conclusiones.

II. Marco de Referencia

Las celdas de pesaje de precisión suelen ser mecanismos monolíticos, prácticamente libres de mantenimiento, con alta repetibilidad y desviaciones estándar muy bajas en la medición de masa [33]. La Fig. 1 presenta el esquema de un instrumento de pesaje por EMFC.

Al aplicar una carga sobre el platillo de pesaje (1), la suspensión de carga (2) desciende y el movimiento es guiado por el sistema de palancas paralelas con bisagras flexibles (5). Este desplazamiento se transmite mediante el elemento de acoplamiento con bisagras flexibles (4) hacia la palanca de transmisión (3), cuyo movimiento se produce respecto a su punto de apoyo (6). El desplazamiento del mecanismo es amplificado por la palanca antes de ser medido por el sensor de posición [35]. En presencia de vibraciones externas, como las del piso, el punto de apoyo puede experimentar pequeñas variaciones transitorias de posición que afecten el desplazamiento de la palanca [36]. La señal generada por el sistema de detección de posición (7a y 7b) se envía al controlador, cuya salida regula la corriente hacia la bobina del actuador electromagnético (8) [37]. El sensor fotoeléctrico (7a), compuesto por una rendija en la palanca de transmisión, un LED infrarrojo y un fotodiodo diferencial [38], detecta el movimiento cuando la rendija modifica el paso de los haces de luz [39]. La luz emitida por el LED atraviesa la rendija y genera una fotocorriente en cada una de las mitades del fotodiodo diferencial. Estas fotocorrientes se utilizan para generar una señal de voltaje, la cual es igual a cero cuando ambas mitades reciben la misma cantidad de luz [40]. Las fotocorrientes se convierten en voltaje mediante un amplificador de transimpedancia (7b). La señal de posición resultante pasa por un conversor analógico-digital (ADC) e ingresa al controlador.

La salida del controlador pasa por un conversor digital-analógico (DAC) y se utiliza como entrada de un amplificador de transconductancia (9), que convierte el voltaje en la corriente que alimenta la bobina. La fuerza electromagnética inducida contrarresta la fuerza ejercida por la carga [10] y retorna el sistema a su posición de equilibrio [41]. Finalmente, la corriente que circula por la bobina se determina a partir de la caída de voltaje en la resistencia de precisión (10). Esta caída de voltaje se digitaliza, pasa por una etapa de procesamiento y visualización (11) y mediante una calibración, se convierte en un valor de masa [42]. El desplazamiento Δy debe controlarse para garantizar la exactitud en la medición de masa sin afectar la velocidad de medición [43], razón por la cual se han desarrollado diversos esquemas de control para mecanismos por EMFC [44]. La señal de voltaje generada por el sistema de detección de posición, descrito anteriormente, además de utilizarse para la realimentación del controlador durante la operación del instrumento, se emplea en el proceso de identificación como señal de salida asociada al desplazamiento de la palanca de transmisión. Este desplazamiento varía en respuesta a cambios controlados de la corriente eléctrica que circula por la bobina del actuador electromagnético. De esta manera, la relación entre la corriente eléctrica en la bobina y el voltaje proporcionado por el sistema de detección de posición permite caracterizar experimentalmente la dinámica de la planta y obtener el modelo empleado posteriormente para el diseño y ajuste del controlador.

III. Identificación del Sistema y Modelado de la Planta

La identificación del sistema permite estimar modelos dinámicos a partir de señales medidas de entrada y salida [45]. De acuerdo con la relación descrita en la Sección II, se consideró como magnitud de entrada la corriente eléctrica que circula por la bobina del actuador electromagnético y como magnitud de salida el voltaje proporcionado por el sistema de detección de posición. La identificación se realizó sobre una celda de pesaje Sartorius por EMFC, con capacidad máxima de 6000 g. Para la adquisición de las señales se empleó una tarjeta NI myDAQ, configurada con un rango de entrada de ±2 V. La posición inferior de la palanca de transmisión correspondió a −0.419 V y la superior a 0.819 V. La posición de referencia se definió cuando el sensor de posición registró un voltaje cercano a 0 V. Sin excitación electromagnética, la palanca de transmisión alcanzó esta posición de referencia bajo una condición de equilibrio mecánico pasivo, con una carga aplicada de aproximadamente 3000 g cuando el platillo de pesaje estaba instalado y con 3705 g sin el platillo de pesaje, condición en que la fuerza de compensación requerida fue mínima. La bobina se excitó mediante una señal chirp lineal generada en LabVIEW y aplicada a un amplificador de transconductancia. Se seleccionó este tipo de señal porque proporciona una excitación armónica con una frecuencia que varía continuamente dentro de un intervalo definido y una amplitud de entrada que se mantiene aproximadamente constante, lo que permite caracterizar la respuesta en frecuencia del sistema. Este enfoque ha sido descrito para la caracterización dinámica de sistemas de pesaje por compensación de fuerza electromagnética. Como alternativa de excitación también pueden emplearse señales PRBS (pseudo-random binary sequence, secuencia binaria pseudoaleatoria). Estas señales presentan un contenido espectral distribuido sobre un amplio intervalo de frecuencias [42]. El objetivo de esta excitación fue estimar la función de respuesta en frecuencia (FRF) entre la corriente aplicada a la bobina y el voltaje del sensor de posición, como base experimental para la identificación del modelo dinámico de la planta. La frecuencia instantánea de la señal varió linealmente con el tiempo entre 0.1 Hz y 100 Hz, empleándose barridos ascendentes y descendentes de 10 s de duración. Este intervalo fue definido de acuerdo con estudios previos [27]. La frecuencia de muestreo se estableció conforme al teorema de Kotelnikov–Nyquist–Shannon, según la ecuación (1):

$$f_s \geq 2\, f_c \tag{1}$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y f_c la frecuencia máxima de interés. El intervalo entre muestras fue de 1 ms. Para definir la malla frecuencial de la transformada discreta de Fourier (DFT) y hacer coincidir la frecuencia máxima de interés con una de sus componentes discretas de frecuencia, se aplicó el criterio descrito en [46]. La frecuencia de análisis asociada a la componente espectral de índice m de la DFT está dada por la ecuación (2):

$$f_{análisis}(m) = \frac{m \cdot f_s}{N} \tag{2}$$

donde $f_{análisis}(m)$ es la frecuencia discreta evaluada por la DFT, m es el índice entero que identifica una componente espectral de la DFT denominada bin espectral. El índice m toma valores $m = 0,1,2, \ldots, N-1$ y N es el número de muestras (longitud de la DFT). Para determinar el índice m y la longitud N, la frecuencia de análisis $f_{análisis}$ de la ecuación (2) se igualó a la frecuencia máxima de interés f_c. La selección de m y N permite que la frecuencia máxima de interés de 100 Hz coincida con el bin espectral de índice m de la DFT. Para f_s = 1000 Hz, se obtiene la relación presentada en la ecuación (3):

$$N = \frac{m \cdot f_s}{f_c} = \frac{m \cdot 1000\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}} = 10\, m \tag{3}$$

Se seleccionó N = 10000 muestras, por tanto, la duración de la señal chirp se calculó mediante la ecuación (4):

$$T = N\, dt = 10000 * 0.001\ \text{s} = 10\ \text{s} \tag{4}$$

donde T es la duración total de la señal. La resolución espectral Δf viene dada por la ecuación (5):

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1000}{10000} = 0.1\ \text{Hz} \tag{5}$$

La amplitud de la señal chirp aplicada al amplificador de transconductancia se fijó en 0.02 V, suficiente para desplazar la palanca de transmisión alrededor de la posición de referencia sin alcanzar los topes mecánicos. Como verificación adicional de la respuesta dinámica frente a cambios en la amplitud de

excitación, se realizó un segundo ensayo con una amplitud de 0.01 V, manteniendo el mismo punto de operación, el mismo intervalo de frecuencia de 0.1 Hz a 100 Hz, la misma duración de 10 s por barrido y una frecuencia de muestreo de 1000 Hz. Para realizar una comparación homogénea entre ambas condiciones, se analizaron diez barridos completos de cada amplitud mediante el mismo procedimiento de estimación espectral. Tanto el ensayo nominal como el ensayo adicional se realizaron en lazo abierto, en el punto de equilibrio mecánico pasivo, manteniendo el voltaje del sensor de posición U_{pos} cercano a cero. Esta condición correspondió aproximadamente a una carga de 3000 g con el platillo de pesaje instalado, para la cual la corriente requerida por el actuador electromagnético fue cercana a cero. Por tanto, el modelo obtenido representa la dinámica nominal de la planta para esta condición de operación. En este trabajo no se realizaron identificaciones independientes para diferentes cargas. Las cargas de 50 g, 3000 g y 6000 g se emplearon posteriormente para evaluar experimentalmente el comportamiento del sistema controlado en distintos puntos de operación. La función de transferencia de la planta $G_S(s)$ se definió como la relación entre la salida $U_{pos}(s)$ y la corriente de entrada a la bobina $I_m(s)$, como se expresa en la ecuación (6):

$$G_S(s) = \frac{U_{pos}(s)}{I_m(s)} \tag{6}$$

La función de respuesta en frecuencia (FRF) se estimó en MATLAB a partir de las señales medidas de entrada y salida, como una representación no paramétrica de la dinámica del sistema. Se analizaron veinte barridos de 10 s, cada uno con 10000 muestras adquiridas a una frecuencia de muestreo de 1000 Hz. En relación con los posibles efectos transitorios, no se realizó recorte temporal ni descarte de muestras; cada barrido completo de 10 s se conservó para la estimación de la FRF. Por tanto, las posibles contribuciones transitorias permanecieron incluidas en la respuesta medida. Previo al análisis espectral, se sustrajo el valor medio de las señales de entrada y salida de cada barrido.

Para la estimación espectral mediante el método de Welch, los veinte barridos experimentales fueron concatenados y analizados utilizando segmentos de 10000 muestras, de modo que cada segmento coincidió exactamente con un barrido completo de 10 s. Se empleó una ventana Hann periódica de 10000 puntos, sin solapamiento entre segmentos (0 muestras; 0 %) y una longitud de DFT de 10000 puntos. En consecuencia, las estimaciones espectrales se obtuvieron mediante el promedio de 20 segmentos no solapados. Para una frecuencia de muestreo de 1000 Hz y una DFT de 10000 puntos, el espaciamiento entre componentes discretas de frecuencia fue de 0.1 Hz.

Las densidades espectrales de potencia S_{uu} y S_{yy}, así como la densidad espectral cruzada S_{yu}, se estimaron mediante el método de Welch y se promediaron sobre los veinte segmentos. A partir de estas cantidades se calcularon los estimadores H_1 y H_2. Para la selección del estimador se adoptó como hipótesis de trabajo un modelo de ruido aditivo no correlacionado con la señal de excitación, considerando que el ruido de medición podía ser predominante en el canal de salida respecto al canal de entrada. Entre las principales fuentes potenciales de ruido instrumental se consideraron el sistema de detección de posición, conformado por el sensor fotoeléctrico y el amplificador de transimpedancia, junto con la etapa de adquisición del canal de salida, así como la medición de corriente a partir de la caída de voltaje en la resistencia de precisión y la etapa de adquisición del canal de entrada. Adicionalmente, la respuesta medida puede estar afectada por perturbaciones mecánicas del sistema. No se realizó una caracterización independiente del ruido de cada canal, por lo que esta distribución del ruido se adoptó como una hipótesis de modelado y no como una separación experimental de sus contribuciones. Bajo esta hipótesis, se seleccionó H_1, dado que este estimador es consistente con el caso en que el ruido no correlacionado con la excitación afecta predominantemente la medición de salida, mientras que H_2 corresponde al supuesto complementario de ruido predominante en la entrada.

Como se muestra en la Fig. 2, ambos estimadores presentan un comportamiento similar en la región intermedia de la banda, mientras que se observan discrepancias en los extremos inferior y superior, con mayores fluctuaciones en H_2 en las frecuencias superiores. Estas discrepancias no se atribuyen exclusivamente a una reducción de la relación señal-ruido. Posteriormente, la función de coherencia se utilizó como criterio para delimitar la banda de frecuencia considerada en el proceso de identificación.

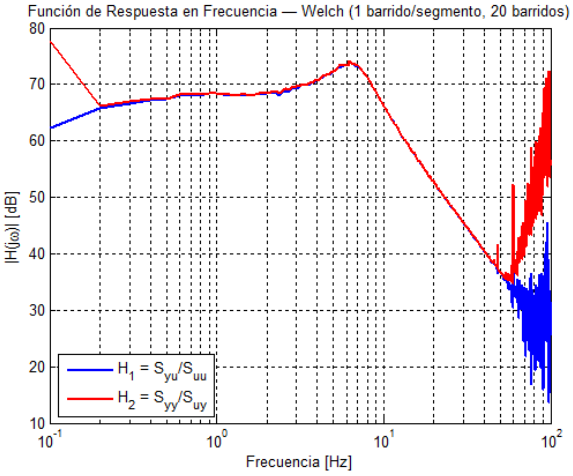

Fig. 2. Magnitud de la función de respuesta en frecuencia (FRF) de la planta del sistema de pesaje por EMFC.

La corriente de la bobina I_m se consideró como señal de entrada y el voltaje del sensor de posición U_{pos} como señal de salida. La FRF se estimó mediante los estimadores $H_1(f) = S_{yu}/S_{uu}$ y $H_2(f) = S_{yy}/S_{uy}$. La calidad de la estimación se evaluó mediante la función de coherencia $\gamma^2(\omega)$, acotada entre 0 y 1, es decir $0 \leq \gamma^2(\omega) \leq 1$ [47]. Dado que un periodo a 0.1 Hz corresponde a 10 s, que coincide con la duración total de cada barrido, la estimación en este extremo de la banda está limitada por la escasa información dinámica disponible en torno

a dicha frecuencia. Por esta razón, su confiabilidad se evaluó mediante la coherencia y la concordancia entre los estimadores H_1 y H_2. En 0.1 Hz se observó una coherencia reducida, lo que indica una menor confiabilidad de la estimación de la FRF en este punto, mientras que la coherencia aumentó en las frecuencias inmediatamente superiores. En consecuencia, la estimación en 0.1 Hz se interpretó con cautela y conjuntamente con el comportamiento observado en las frecuencias adyacentes. La función de coherencia se define como se indica en la ecuación (7):

$$\gamma^2(\omega) = \frac{|S_{yu}(j\omega)|^2}{S_{uu}(j\omega)S_{yy}(j\omega)} \tag{7}$$

donde $S_{yu}(j\omega)$ es la densidad espectral cruzada, $S_{uu}(j\omega)$ y $S_{yy}(j\omega)$ son las densidades espectrales de potencia de las señales de entrada y salida, respectivamente. La coherencia $\gamma^2(\omega)$ se estimó mediante la función mscohere de MATLAB y el método de Welch sobre veinte barridos. La Fig. 3 presenta los resultados en función de la frecuencia f (Hz), con $\omega = 2\pi f$.

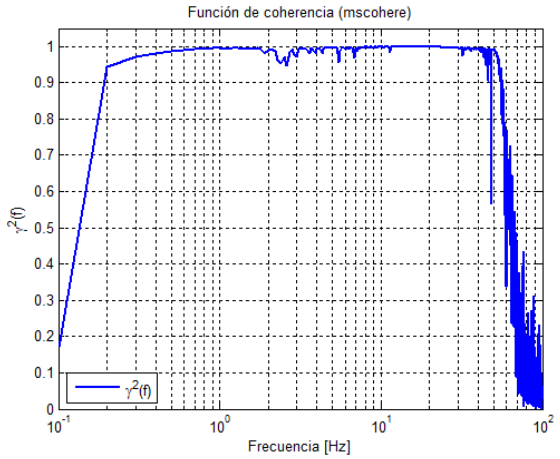

Fig. 3. Función de coherencia $\gamma^2(\omega)$ experimental.

La Fig. 3 muestra la función de coherencia entre la corriente de la bobina y el voltaje del sensor de posición en el intervalo de 0.1 Hz a 100 Hz. Se observó una alta coherencia γ^2 en la mayor parte del intervalo analizado. En el extremo inferior del intervalo, el punto correspondiente a 0.1 Hz presentó baja coherencia y no cumplió el criterio $\gamma^2 \geq 0.8$. A partir de 0.2 Hz, la coherencia aumentó, mientras que en las frecuencias superiores volvió a disminuir, reduciendo la confiabilidad de la estimación. Para el ajuste de los parámetros del modelo se consideraron los puntos que cumplieron el criterio $\gamma^2 \geq 0.8$.

Se adquirieron veinte barridos completos con el propósito de disponer de múltiples realizaciones de la respuesta del sistema para el promedio espectral y todos ellos se conservaron para la estimación final de la FRF. Con el fin de verificar la suficiencia de este número de barridos, se realizó un análisis de convergencia utilizando subconjuntos acumulativos de 5, 10, 15 y 20 barridos, manteniendo el mismo preprocesamiento y los parámetros de estimación espectral mediante Welch. La FRF obtenida con 20 barridos se tomó como referencia y las comparaciones se realizaron sobre los mismos puntos de frecuencia que cumplieron el criterio de coherencia $\gamma^2 \geq 0.8$ en esta FRF, ubicados entre 0.2 Hz y 58.0 Hz. Las diferencias RMS en magnitud y fase disminuyeron de 1.083 dB y 4.945° para 5 barridos a 0.319 dB y 1.970° para 10 barridos, hasta alcanzar 0.118 dB y 1.297° con 15 barridos, mientras que la frecuencia de resonancia principal permaneció prácticamente estable entre 6.0 Hz y 6.2 Hz.

Estos resultados evidencian la convergencia de la estimación y respaldan la suficiencia del conjunto completo de 20 barridos para obtener la FRF utilizada en la identificación paramétrica. La Fig. 4 presenta el diagrama de Bode de la FRF obtenida mediante el estimador $H_1(f) = S_{yu}(f)/S_{uu}(f)$ sobre veinte barridos. Para esta representación, la magnitud se limitó a la frecuencia máxima que cumplió el criterio de confiabilidad y la fase se representó únicamente en los puntos de alta coherencia retenidos para el análisis.

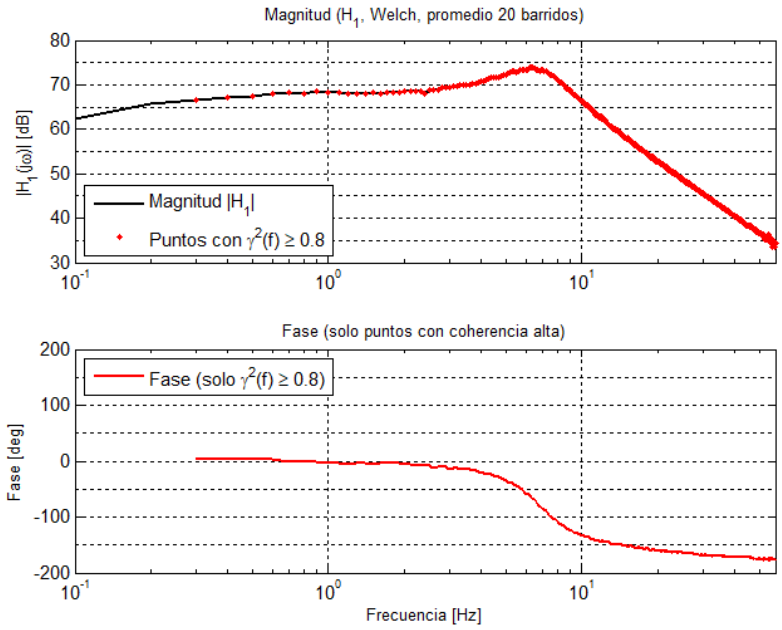

Fig. 4. Diagrama de Bode de la FRF de la planta del sistema de pesaje por EMFC.

En la Fig. 4 se presenta el diagrama de Bode de la FRF estimada mediante $H_1(f)$ en el intervalo de 0.1 Hz a 100 Hz. Se observa un nivel cuasiestático elevado en bajas frecuencias, una atenuación progresiva y un modo resonante dominante, característicos de una dinámica pasa-bajos. Los marcadores rojos corresponden a los puntos que cumplieron con el criterio de coherencia $\gamma^2(f) \geq 0.8$ y fueron retenidos para el análisis. La resonancia se asocia con la interacción entre la palanca de transmisión, la suspensión de carga, los elementos flexibles de acoplamiento y el actuador electrodinámico, lo que respalda una representación equivalente masa-resorte-amortiguador de segundo orden, consistente con [24, 25] y con la identificación en lazo abierto mediante una señal chirp reportada en [48]. La dinámica del sistema de pesaje por EMFC se consideró lineal e invariante en el tiempo alrededor de su condición nominal y se caracterizó mediante la FRF no paramétrica $H_1(f)$. A partir de esta se ajustaron modelos paramétricos de primer, segundo y cuarto orden, evaluados mediante FIT_{mag}, RMSE_{mag} y RMSE_{Φ}. Aunque el modelo de cuarto orden presentó un ajuste ligeramente superior frente al de segundo orden, la mejora obtenida no justificó su mayor complejidad paramétrica. Por tanto, se seleccionó el modelo de segundo orden como representación nominal de la planta. La Tabla I resume los resultados.

TABLA I
AJUSTE EN FRECUENCIA DE LOS MODELOS $\gamma^2(f) \geq 0.8$

Orden	FIT_{mag}[%]	RMSE_{mag}[dB]	RMSE_{Φ}[grados]
1	49.18	6.167	31.603
2	94.99	0.609	3.382
4	96.13	0.469	3.322

La Tabla I confirma que los modelos de segundo y cuarto orden presentan altos valores de FIT_{mag} y bajos errores de magnitud y fase. Sin embargo, se seleccionó el modelo de segundo orden por su menor complejidad estructural. La Fig. 5 compara la FRF estimada mediante $H_1(f)$ con las respuestas de los tres modelos en la banda confiable.

La Fig. 5 compara la FRF estimada mediante H_1 con los modelos de primer, segundo y cuarto orden, considerando los puntos que cumplieron el criterio de coherencia $\gamma^2(f) \geq 0.8$. La magnitud se presenta en la parte superior y la fase en la parte inferior. Se observa una respuesta pasa-bajos con una resonancia entre 6 Hz y 8 Hz. La fase desciende desde valores cercanos a 0° hasta aproximarse a -180°, comportamiento consistente con una dinámica de segundo orden. Los parámetros estimados fueron $K = 2966.15$ V/A, $\omega_n = 45.8189$ rad/s ($f_n = 7.2923$ Hz) y $\zeta = 0.380556$. El retardo estimado fue despreciable ($t_d \approx 9 \times 10^{-12}$ s), por lo que se asumió $t_d = 0$ s. La ganancia K representa la sensibilidad cuasiestática entre la corriente aplicada a la bobina y el voltaje del sensor de posición; ω_n caracteriza la frecuencia natural del modo electromecánico dominante, determinada por la rigidez equivalente y la inercia efectiva del conjunto móvil. El valor $\zeta = 0.380556$ indica un comportamiento subamortiguado, coherente con el pico resonante de la FRF. La forma general del modelo de segundo orden se representa en la ecuación (8):

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-t_d s} \tag{8}$$

Al sustituir los parámetros en la ecuación (8), se obtiene:

$$G(s) = \frac{6.22705 \times 10^6}{s^2 + 34.8733s + 2099.37}$$

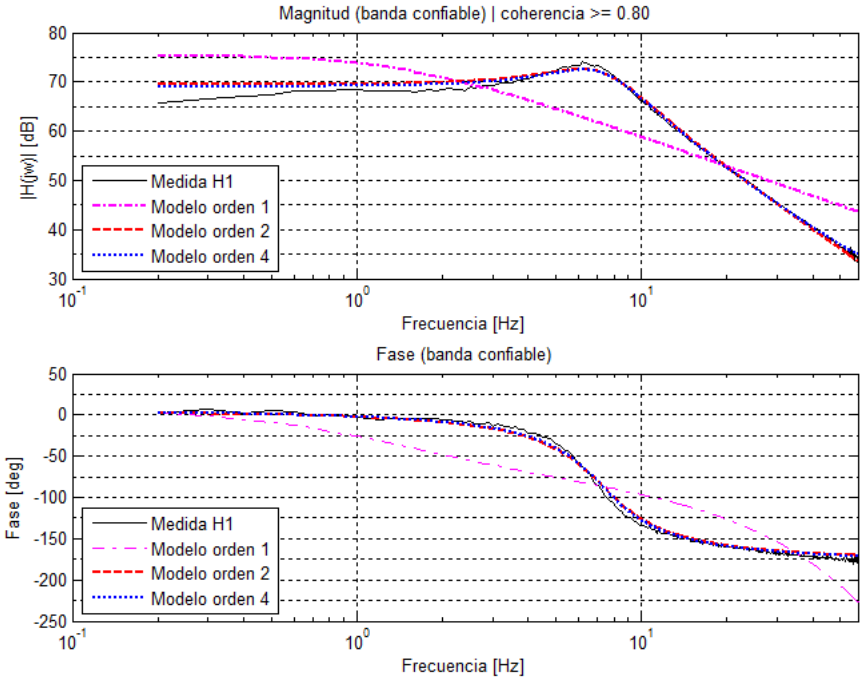

Fig. 5. Comparación de la FRF con modelos de primer, segundo y cuarto orden.

El modelo nominal de segundo orden, identificado mediante veinte barridos, se evaluó frente a las FRF estimadas con $H_1(j\omega)$ y el método de Welch. Cada barrido tuvo una duración de 10 s, con 10000 muestras y f_s = 1000 Hz. Los datos se dividieron en subconjuntos de quince y cinco barridos para estimar dos FRF independientes, manteniendo fijos los parámetros del modelo. La banda confiable, definida para el subconjunto de quince barridos mediante el criterio $\gamma^2(f) \geq 0.8$, incluyó al menos cinco puntos frecuenciales consecutivos entre 0.2 Hz y 58 Hz. Esta misma banda se aplicó al subconjunto de cinco barridos. El desempeño se evaluó en magnitud, fase y dominio temporal, comparando la salida estimada $\hat{y}(t)$ con la salida experimental $y(t)$, utilizando como entrada $u(t)$ un barrido del segundo subconjunto. La Tabla II resume los resultados.

TABLA II
CONSISTENCIA DEL MODELO DE SEGUNDO ORDEN

Subconjunto	FIT_{mag}[%]	$RMSE_{mag}$[dB]	$RMSE_{\Phi}$[grados]
15 barridos	94.72	0.642	3.880
5 barridos	94.53	0.668	4.908

La Tabla II respalda el modelo de segundo orden para la síntesis del controlador. La frecuencia de resonancia teórica se calculó con las ecuaciones (9) y (10), usando ω_n = 45.8189 rad/s y $\zeta = 0.380556$:

$$\omega_r = \omega_n\sqrt{1-2\zeta^2} \tag{9}$$

$$f_{r,teo} = \frac{\omega_r}{2\pi} \tag{10}$$

Se obtuvo una frecuencia de resonancia teórica de $f_{r,teo}$ = 6.1461 Hz. La frecuencia de resonancia experimental correspondió al máximo de $|H_1(j\omega)|$ dentro de la banda confiable comprendida entre 0.2 Hz y aproximadamente 58 Hz, obteniéndose $f_{r,data}$ = 6.20 Hz. La frecuencia de resonancia del modelo se determinó a partir del máximo de $|G(j\omega)|$ sobre la misma malla de frecuencias, obteniéndose $f_{r,modelo}$ = 6.10 Hz. Estos valores se encuentran dentro del intervalo de resonancias mecánicas entre 2 Hz y 8 Hz reportado para sistemas por EMFC [19], confirman la presencia de un modo electromecánico dominante y respaldan el modelo nominal de segundo orden entre I_m(s) y $U_{pos}(s)$, expresado mediante la ecuación (11):

$$G(s) = \frac{U_{pos}(s)}{I_m(s)} = \frac{K\omega_n{}^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n{}^2} \tag{11}$$

Se compararon diferentes estructuras paramétricas identificadas en MATLAB, utilizando el mismo conjunto de datos, variables de entrada y salida y un preprocesamiento uniforme. La Tabla III presenta los resultados.

La Tabla III muestra que los modelos Output-Error (OE), tfest y Box-Jenkins (BJ) alcanzaron los mayores porcentajes de ajuste. Sin embargo, se conservó el modelo de segundo orden ajustado en frecuencia por su menor complejidad, su adecuada representación del modo resonante dominante y la interpretación física de sus parámetros.

TABLA III
COMPARACIÓN DEL AJUSTE DE MODELOS PARAMÉTRICOS

Modelo	Fit de Validación (%)
Output-Error (OE)	97.47
tfest	96.90
Box-Jenkins (BJ)	96.41
Espacio de estados (n4sid)	92.58
ARMAX	86.25
ARX	83.58

Como verificación adicional del modelo nominal frente a cambios en la amplitud de excitación, se compararon las respuestas obtenidas con señales chirp de 0.02 V y 0.01 V. Para esta evaluación se utilizaron diez barridos completos de cada condición y se consideraron únicamente los puntos de frecuencia en los que ambas estimaciones cumplieron el criterio de coherencia $\gamma^2(f) \geq 0.8$. Al reducir la amplitud de excitación de 0.02 V a 0.01 V, el valor RMS de la componente dinámica de la corriente de entrada disminuyó aproximadamente al 50.17 % y el valor RMS de la componente dinámica del voltaje del sensor de posición al 50.82 % de los valores obtenidos con 0.02 V. Las magnitudes de las FRF, expresadas en dB, presentaron una correlación de 0.9991 entre ambas amplitudes, con un RMSE de 0.483 dB en magnitud y de 2.89° en fase. El modo resonante dominante se ubicó entre 6.0 Hz y 6.2 Hz para las dos amplitudes evaluadas. Además, el modelo nominal identificado a 0.02 V, sin reajustar sus parámetros, alcanzó un FIT_{mag} de 93.66 % al evaluarse con los datos obtenidos a 0.01 V en los puntos comunes que cumplieron el criterio de coherencia. Estos resultados respaldan la consistencia del modelo nominal frente a la variación de amplitud evaluada.

IV. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PI

A partir del modelo nominal, se diseñó un controlador proporcional-integral (PI) para regular la posición de la palanca de transmisión alrededor del punto de equilibrio. La señal de voltaje proporcionada por el sistema de detección de posición constituye la variable realimentada del lazo de control y se adquiere mediante un canal de entrada analógica de la plataforma NI myRIO-1900. El sistema de detección de posición y el controlador PI corresponden a bloques funcionales diferentes del lazo de realimentación. La señal de voltaje asociada a la posición se representó mediante $U_{pos}(t)$ y el error de seguimiento se definió mediante la ecuación (12):

$$e(t) = U_{pos_ref}(t) - U_{pos}(t) \tag{12}$$

Se estableció $U_{pos_ref}(t)$ = 0 V como señal de referencia. Por tanto, el controlador PI debe minimizar el error de seguimiento,

de manera que $U_{pos}(t)$ tienda a cero y la palanca de transmisión permanezca alrededor de su posición de equilibrio. Durante la etapa de diseño y sintonía, el controlador PI se formuló en tiempo continuo y se representó en el dominio de Laplace mediante su función de transferencia $G_c(s)$. Las variables $E(s)$ y $U(s)$ corresponden a las transformadas de Laplace de la señal de error $e(t)$ y de la señal de mando $u(t)$, respectivamente. Así, $G_c(s)$ se definió como la relación entre la señal de mando $U(s)$ y la señal de error $E(s)$, según la ecuación (13). En la implementación experimental del lazo de control, el valor de mando calculado digitalmente por el algoritmo PI implementado en LabVIEW se envía al DAC, cuya salida analógica de voltaje se aplica al amplificador de transconductancia para generar la corriente que alimenta la bobina del actuador electromagnético.

$$U(s) = G_c(s)E(s) \tag{13}$$

Se seleccionó una estructura proporcional-integral (PI) debido a su simplicidad, facilidad de implementación en tiempo real y capacidad para reducir el error de seguimiento en régimen permanente. De acuerdo con [49], esta estructura combina las acciones proporcional e integral sobre la señal de error. En el dominio de Laplace, el controlador PI se representó mediante la función de transferencia $G_c(s)$, definida en la ecuación (14):

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \tag{14}$$

La ley de control correspondiente en el dominio del tiempo se expresó mediante la ecuación (15):

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i}\int_0^t e(\tau)d\tau \tag{15}$$

donde K_p es la ganancia proporcional y T_i el tiempo integral. La ganancia integral K_i se definió mediante la ecuación (16):

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \tag{16}$$

De forma equivalente, la ley de control se expresó en términos de K_p y K_i, según la ecuación (17):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i\int_0^t e(\tau)d\tau \tag{17}$$

La sintonía del controlador PI se realizó en el dominio de la frecuencia a partir de la representación continua del controlador, mediante la conformación del lazo abierto y la selección de una frecuencia de cruce ω_c por debajo del modo resonante dominante de la planta, con el propósito de limitar su excitación. Para la sintonía se definió la planta efectiva $G_u(s)$ como la relación entre la señal de voltaje asociada a la posición $U_{pos}(s)$ y la señal de mando $U(s)$. La planta efectiva $G_u(s)$ incorpora la planta nominal $G(s)$, definida como la relación entre el voltaje del sistema de detección de posición y la corriente de la bobina, así como la etapa de salida constituida por el DAC y el amplificador de transconductancia, que relaciona la señal de mando con la corriente aplicada a la bobina según $I_m(s) = K_{act}U(s)$. En consecuencia, $G_u(s)$ se expresó mediante la ecuación (18):

$$G_u(s) = \frac{U_{pos}(s)}{U(s)} = K_{act}G(s) \tag{18}$$

A partir de $G_c(s)$ y $G_u(s)$, se definieron las funciones de transferencia de lazo abierto $L(s)$ y de lazo cerrado $T(s)$, según las ecuaciones (19) y (20), respectivamente. Como criterio de sintonía, se impuso que la magnitud del lazo abierto fuese unitaria en la frecuencia de cruce seleccionada, es decir, $|L(j\omega)| = 1$. Esta condición, junto con la relación establecida entre la frecuencia del cero del controlador PI y la frecuencia de cruce ω_c, permitió determinar los parámetros K_p y T_i.

$$L(s) = G_c(s)G_u(s) \tag{19}$$

$$T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} \tag{20}$$

Para aplicar la condición $|L(j\omega_c)| = 1$, se relacionaron el tiempo integral T_i y la frecuencia del cero del controlador PI ω_z, según la ecuación (21). Posteriormente, se evaluó la magnitud del lazo abierto en ω_c mediante la ecuación (22) y se despejó la ganancia proporcional K_p, como se muestra en la ecuación (23).

$$\omega_z = \frac{1}{T_i} \tag{21}$$

$$|L(j\omega_c)| = |G_c(j\omega_c)G_u(j\omega_c)| = 1 \tag{22}$$

$$K_p = \frac{1}{|G_u(j\omega_c)|\left|1+\frac{1}{j\omega_c T_i}\right|} \tag{23}$$

La frecuencia del cero del controlador PI ω_z se seleccionó por debajo de la frecuencia de cruce ω_c, con el propósito de limitar el desfase introducido por el controlador PI en ω_c. Para ello, se estableció la relación $\omega_z = \omega_c/\alpha$, con $\alpha > 1$, como se indica en la ecuación (24).

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\alpha} \Leftrightarrow T_i = \frac{\alpha}{\omega_c} \tag{24}$$

Una vez determinados los parámetros K_p y K_i mediante el diseño y la sintonía en tiempo continuo, el controlador PI se implementó digitalmente en LabVIEW sobre la plataforma NI myRIO-1900 mediante una formulación discreta. La ganancia integral K_i se obtuvo mediante la ecuación (16). En cada iteración del algoritmo, siempre que el esquema anti-windup permitiera la integración, el estado integral se actualizó mediante la ecuación (25).

$$x_I[k] = x_I[k-1] + K_i T_s e[k] \tag{25}$$

donde $x_I[k]$ y $x_I[k-1]$ representan los valores del estado integral en las iteraciones actual y anterior, respectivamente, $e[k]$ es la señal de error en la iteración k, K_i es la ganancia integral y T_s corresponde al intervalo de discretización de la

acción integral. La señal de mando $u_{cmd}[k]$, antes de aplicar las restricciones físicas de la etapa de salida, se calculó como se indica en la ecuación (26).

$$u_{cmd}[k] = K_p e[k] + x_I[k] \tag{26}$$

La señal de mando del controlador PI se limitó posteriormente mediante una saturación definida por los límites físicos de la etapa de salida. En la implementación experimental se establecieron límites de $-1.7\ \text{V} \leq u \leq 1.7\ \text{V}$. A partir de esta restricción, se implementó un esquema anti-windup por integración condicional, de modo que la actualización del estado integral se inhibiera cuando la señal de mando alcanzara los límites de saturación y la acción integral tendiera a aumentar la magnitud de la señal más allá de los límites establecidos. Previo al diseño del controlador PI, se realizó una caracterización experimental de la relación carga-corriente mediante un esquema de control on-off, con el propósito de determinar la corriente en la bobina en régimen cuasiestacionario ante diferentes cargas aplicadas. Las mediciones mostraron valores cercanos a -6.94 mA para 0 g y + 6.90 mA para 6000 g, mientras que para 3000 g la corriente requerida fue aproximadamente -20 µA, valor próximo a cero y acorde con la condición de equilibrio mecánico pasivo. A partir de estos resultados se adoptó I_{max} = 7 mA como la magnitud nominal máxima de corriente requerida por el actuador dentro del intervalo de carga evaluado. Esta caracterización se utilizó exclusivamente para establecer el intervalo nominal de corriente de operación y no para la identificación dinámica de la planta ni para la sintonía del controlador PI.

Estos límites de la señal de mando se determinaron experimentalmente. Durante las pruebas de excitación de la bobina, se observó que, cuando la magnitud de la señal de mando superaba 1.7 V, tanto para polaridad positiva como negativa, la magnitud de la corriente en la bobina excedía el intervalo nominal de aproximadamente ±7 mA. Además, se producían mayores desplazamientos de la palanca de transmisión que podían llevarla hasta los topes mecánicos. En consecuencia, se adoptó 1.7 V como magnitud máxima de la señal de mando, correspondiente al intervalo simétrico de operación $-1.7\ \text{V} \leq u \leq 1.7\ \text{V}$, para mantener el actuador electromagnético dentro de una región segura de operación eléctrica y mecánica.

Para evitar el fenómeno de integrator windup, se empleó una estrategia de integración condicional, en la cual se inhibió la actualización del estado integral cuando se cumpliera cualquiera de las siguientes condiciones: $u_{sat}[k] = u_{max}$ y $e[k] > 0$, o $u_{sat}[k] = u_{min}$ y $e[k] < 0$. De esta manera, se evitó que la acción integral continuara acumulándose en la dirección de la saturación. A partir de los límites establecidos experimentalmente, la ganancia efectiva nominal de la etapa de salida se calculó mediante la ecuación (27):

$$K_{act} = \frac{I_{max}}{u_{max}} \tag{27}$$

Con I_{max} = 7 mA = 0.007 A y u_{max} = 1.7 V, se obtuvo:

$$K_{act} = \frac{0.007}{1.7} \approx 4.12 \text{ x } 10^{-3}\ \text{A/V}$$

Para obtener los valores numéricos de los parámetros del controlador PI, se aplicó el procedimiento de sintonía en frecuencia descrito anteriormente. La planta nominal, definida como la relación entre $U_{pos}(s)$ e $I_m(s)$, se expresó mediante la ecuación (28):

$$G(s) = \frac{U_{pos}(s)}{I_m(s)} = \frac{6.22705 \times 10^6}{s^2 + 34.8733s + 2099.37} \tag{28}$$

Al incorporar la ganancia efectiva nominal de la etapa de salida $K_{act} = 4.12 \text{ x } 10^{-3}$, la planta efectiva utilizada en la sintonía se expresó mediante la ecuación (29):

$$G_u(s) = K_{act} G(s) = \frac{2.565 \times 10^4}{s^2 + 34.8733s + 2099.37} \tag{29}$$

Al evaluar la planta efectiva en $s = j\omega_c$, se obtuvo la ecuación (30)

$$G_u(j\omega_c) = \frac{2.565 \times 10^4}{(2099.37 - \omega_c{}^2) + j(34.8733\omega_c)} \tag{30}$$

Por tanto, su magnitud está dada por la ecuación (31)

$$|G_u(j\omega_c)| = \frac{2.565 \times 10^4}{\sqrt{(2099.37 - \omega_c{}^2)^2 + (34.8733\omega_c)^2}} \tag{31}$$

A partir de la condición de cruce $|L(j\omega_c)| = 1$ y considerando $L(s) = G_c(s)G_u(s)$, la magnitud del controlador PI en ω_c se expresó mediante la ecuación (32):

$$|G_c(j\omega_c)| = K_p \left|1 + \frac{1}{j\omega_c T_i}\right| \tag{32}$$

Por otra parte, la magnitud del controlador PI evaluada en ω_c se expresó mediante la ecuación (33),

$$\left|1 + \frac{1}{j\omega_c T_i}\right| = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_c{}^2 T_i{}^2}} \tag{33}$$

Al combinar las ecuaciones (31), (32) y (33), se obtuvo la ecuación (34):

$$|G_c(j\omega_c)| = K_p \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_c{}^2 T_i{}^2}} \tag{34}$$

Al sustituir $|G_c(j\omega_c)|$ y $|G_u(j\omega_c)|$ en la condición de cruce, se obtuvo la ecuación (35):

$$K_p \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_c{}^2 T_i{}^2}} \cdot \frac{2.565 \times 10^4}{\sqrt{(2099.37 - \omega_c{}^2)^2 + (34.8733\omega_c)^2}} = 1 \tag{35}$$

Despejando K_p, se obtuvo la ecuación (36):

$$K_p = \frac{\sqrt{(2099.37 - \omega_c{}^2)^2 + (34.8733\omega_c)^2}}{2.565 \times 10^4 \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_c{}^2 T_i{}^2}}} \tag{36}$$

Al sustituir $T_i = \frac{\alpha}{\omega_c}$, se obtuvo la ecuación (37):

$$K_p = \frac{\sqrt{(2099.37-\omega_c{}^2)^2+(34.8733\omega_c)^2}}{2.565\times10^4\sqrt{1+\frac{1}{\alpha^2}}} \quad (37)$$

La ganancia integral se calculó mediante la ecuación (38):

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{K_p\omega_c}{\alpha} \quad (38)$$

Se seleccionó una frecuencia de cruce ω_c ($f_c = 4$ Hz), por debajo de la resonancia de la planta, con el propósito de limitar la excitación del modo resonante. La frecuencia de cruce angular se expresó mediante la ecuación (39):

$$\omega_c = 2\pi f_c = 2\pi(4) = 25.13 \text{ rad/s} \quad (39)$$

Se adoptó $\alpha = 4$ para limitar el desfase introducido por el controlador PI en ω_c. A partir de la relación $T_i = \frac{\alpha}{\omega_c}$, se obtuvo la ecuación (40):

$$T_i = \frac{4}{25.13} \approx 0.159 \text{ s} \quad (40)$$

Sustituyendo $\omega_c = 25.13$ y $\alpha = 4$ en la ecuación (37), se obtuvo la ecuación (41):

$$K_p = \frac{\sqrt{(2099.37-25.13^2)^2+(34.8733\times25.13)^2}}{2.565\times10^4\sqrt{1+\frac{1}{4^2}}} \approx 0.0647 \quad (41)$$

Al sustituir los valores en la ecuación (38), se obtuvo la ecuación (42):

$$K_i = \frac{0.0647\times25.13}{4} \approx 0.406 \quad (42)$$

Para la comparación experimental, además del controlador PI-FRF propuesto, se consideraron controladores PI diseñados a partir de las plantas identificadas mediante ARX, ARMAX, Output-Error (OE), Box-Jenkins (BJ), tfest y n4sid. Los seis controladores PI asociados con los modelos paramétricos identificados se sintonizaron en MATLAB mediante la función pidtune, especificando una estructura PI para cada modelo, sin proporcionar parámetros adicionales de sintonización. Los parámetros K_p y K_i obtenidos para cada controlador se cargaron posteriormente en LabVIEW sobre la plataforma NI myRIO-1900, utilizando en cada ensayo los valores correspondientes al controlador evaluado. Los valores de K_p y K_i empleados en cada estrategia se presentan en la Tabla IV. En todos los controladores PI se utilizó un período de muestreo de T_s = 1 ms para la actualización discreta de la acción integral de acuerdo con la ecuación (25). El controlador PI-FRF, por su parte, fue diseñado mediante el criterio de sintonización en frecuencia desarrollado en esta sección e implementado en la misma plataforma experimental. Adicionalmente, se evaluó un controlador on-off bidireccional implementado de forma analógica mediante amplificadores operacionales y una etapa de salida push-pull. Al tratarse de una implementación analógica, este controlador no emplea el período de muestreo utilizado por los controladores PI ni requirió parámetros adicionales de sintonización. Tanto los controladores PI como el controlador on-off fueron posteriormente evaluados bajo el mismo protocolo experimental de cargas y adquisición de la señal de salida.

En todos los controladores PI, la señal de mando se limitó a $-1.7 \text{ V} \le u \le 1.7$ V, manteniéndose estos límites durante todas las pruebas experimentales. Además, en todos los controladores PI se empleó el mismo esquema anti-windup por integración condicional descrito anteriormente. No se aplicaron filtros adicionales a la señal de error ni a la señal de mando de los controladores PI.

TABLA IV
PARÁMETROS DE SINTONIZACIÓN DE LOS CONTROLADORES PI EVALUADOS

Estrategia	K_p	K_i
PI-FRF	0.0647	0.406
PI-ARX	0.000525	1.05
PI-ARMAX	0.000525	1.05
PI-OE	0.000368	0.736
PI-BJ	0.000355	0.71
PI-tfest	0.000357	0.713
PI-n4sid	0.000341	0.683

V. RESULTADOS

El controlador PI propuesto, PI-FRF H_1, diseñado a partir de la respuesta en frecuencia experimental, se comparó con el control on-off bidireccional, de naturaleza conmutada y con controladores PI diseñados a partir de plantas identificadas mediante ARX (PI-ARX), ARMAX (PI-ARMAX), Output-Error (PI-OE), Box-Jenkins (PI-BJ), tfest (PI-tfest) y n4sid (PI-n4sid). Estas últimas denominaciones corresponden a los controladores PI diseñados a partir de las respectivas plantas identificadas y no a los métodos o estructuras de identificación en sí mismos. Para cada estrategia se evaluaron cargas de 50 g, 3000 g y 6000 g. Antes de cada ensayo, el sistema se encontraba estabilizado en su punto de referencia. Posteriormente, se colocó la carga correspondiente y se inició un registro independiente de la señal de salida mediante la tarjeta NI myDAQ. Para cada controlador y cada carga se realizó un único ensayo experimental y no se aplicaron perturbaciones externas adicionales durante la prueba. Para el análisis se utilizaron los primeros 4 s de cada registro, con una frecuencia de adquisición de 1000 Hz, correspondientes a 4000 muestras por ensayo. A partir de estos registros se determinaron los valores mínimo y máximo del voltaje del sensor de posición. Estos valores se expresaron con cuatro cifras decimales y el rango de variación se calculó como la diferencia entre ambos valores reportados. El rango se empleó como indicador de la magnitud de las oscilaciones alrededor del punto de operación. Los resultados se presentan en la Tabla V.

TABLA V
VALORES MÍNIMO, MÁXIMO Y RANGO DE VARIACIÓN DEL VOLTAJE DE SALIDA DEL SENSOR DE POSICIÓN

Estrategia evaluada	Carga 50 g			Carga 3000 g			Carga 6000 g		
	Mínimo (V)	Máximo (V)	Rango (V)	Mínimo (V)	Máximo (V)	Rango (V)	Mínimo (V)	Máximo (V)	Rango (V)
On-off bidireccional	-0.0020	0.0051	0.0071	-0.0018	0.0022	0.0040	-0.0022	0.0050	0.0072
PI-FRF H_1	-0.0059	0.0160	0.0219	-0.0071	0.0158	0.0229	-0.0055	0.0172	0.0227
PI-ARX	-0.0594	0.0591	0.1185	-0.0498	0.0459	0.0957	-0.0211	0.0128	0.0339
PI-ARMAX	-0.0254	0.0210	0.0464	-0.0189	0.0156	0.0345	-0.0253	0.0491	0.0744
PI-Output-Error (OE)	-0.0122	0.0352	0.0474	-0.0209	0.0449	0.0658	-0.0353	0.0584	0.0937
PI-Box-Jenkins (BJ)	-0.0283	0.0540	0.0823	-0.0284	0.0528	0.0812	-0.0453	0.0676	0.1129
PI-tfest	-0.0394	0.0636	0.1030	-0.0422	0.0653	0.1075	-0.0534	0.0745	0.1279
PI-n4sid	-0.0488	0.0676	0.1164	-0.0457	0.0652	0.1109	-0.0548	0.0730	0.1278

La Tabla V muestra que el control on-off bidireccional presentó el menor rango de oscilación en las tres cargas. El PI-FRF H_1 mantuvo rangos bajos y consistentes con valores de 0.0219 V, 0.0229 V y 0.0227 V para 50 g, 3000 g y 6000 g, respectivamente, constituyéndose en la segunda estrategia con menor rango en las tres condiciones de carga. Entre los controladores PI diseñados a partir de plantas identificadas mediante modelos paramétricos, PI-ARMAX presentó el menor rango para 50 g y 3000 g, con 0.0464 V y 0.0345 V, respectivamente, mientras que PI-ARX presentó el menor rango para 6000 g, con 0.0339 V. Además, PI-ARMAX obtuvo el menor rango promedio entre estos controladores.

Las cargas de 50 g, 3000 g y 6000 g representan diferentes condiciones de operación dentro del intervalo de pesaje del instrumento. La condición de 3000 g corresponde aproximadamente al punto nominal empleado para la identificación de la planta, mientras que 50 g y 6000 g permiten evaluar el comportamiento del sistema controlado en condiciones alejadas del punto nominal de identificación. El cambio de carga modifica el punto de operación y la corriente requerida por el actuador electromagnético para mantener la palanca de transmisión en la posición de referencia. Los resultados muestran que la respuesta en lazo cerrado presenta variaciones con la condición de carga, aunque el modelo nominal empleado para el diseño del controlador no fue reidentificado para cada carga.

A. Análisis Comparativo de la Respuesta en Lazo Cerrado de los Controladores PI-FRF y PI Convencional

Con el propósito de complementar la evaluación experimental, se comparó el desempeño del controlador PI-FRF con un controlador PI convencional sintonizado mediante la función pidtune de MATLAB, utilizando la misma planta nominal de segundo orden. Para el PI convencional se estableció una frecuencia de cruce objetivo de 4 Hz y se conservó el margen de fase objetivo predeterminado de 60°. Los parámetros de sintonización obtenidos para este controlador fueron (K_p= 0.000981691) y (K_i= 1.674839569).

Ambos controladores se evaluaron considerando una referencia de equilibrio U_{pos_ref} = 0 V y una desviación inicial de $U_{pos}(0)$ = 15.8 mV, correspondiente al valor máximo registrado experimentalmente para la condición nominal de carga de 3000 g y empleada exclusivamente como condición inicial de simulación. Las demás condiciones iniciales del modelo y del controlador se establecieron en cero. La planta nominal se discretizó mediante un retenedor de orden cero, con un periodo de muestreo de 1 ms. Se aplicaron límites de saturación de ±1.7 V y el mismo esquema anti-windup por integración condicional. La simulación se realizó durante 1.5 s, mientras que la Fig. 6 presenta los primeros 0.8 s de las respuestas del voltaje del sistema de detección de posición y de las señales de mando $u(t)$.

Como se observa en la Fig. 6(a), el controlador PI-FRF alcanzó un tiempo de establecimiento al 2 % de 0.287 s, frente a 0.675 s del PI convencional, lo que representa una reducción del 57.5 %. El sobreimpulso, calculado respecto a la desviación inicial de 15.8 mV, fue del 46.65 % para el PI-FRF y del 76.75 % para el PI convencional. Por su parte, la Fig. 6(b) muestra que el controlador PI-FRF presentó una mayor magnitud máxima de la señal de mando (1.034 mV frente a 0.621 mV), aunque los valores RMS fueron similares. Ninguno de los controladores alcanzó los límites de saturación establecidos. Estos resultados indican que, bajo las condiciones nominales evaluadas, el controlador PI-FRF proporciona una regulación más rápida y con menor sobreimpulso, aunque presenta un mayor esfuerzo máximo de mando. Los indicadores cuantitativos se presentan en la Tabla VI.

TABLA VI
COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE REGULACIÓN

Indicador	PI-FRF	PI Convencional
Tiempo de establecimiento (s)	0.287	0.675
Sobreimpulso (%)	46.65	76.75
Mando máximo absoluto (mV)	1.034	0.621
Mando RMS (mV)	0.1251	0.1240
Tiempo de saturación (s)	0	0

El tiempo de establecimiento se determinó considerando una banda de ±0.316 mV alrededor de la referencia, correspondiente al ±2 % de la desviación inicial de 15.8 mV. El sobreimpulso se calculó a partir del valor absoluto del voltaje mínimo alcanzado por debajo de la referencia de 0 V, expresado como porcentaje de la desviación inicial. Los indicadores se calcularon sobre el intervalo completo de simulación de 1.5 s.

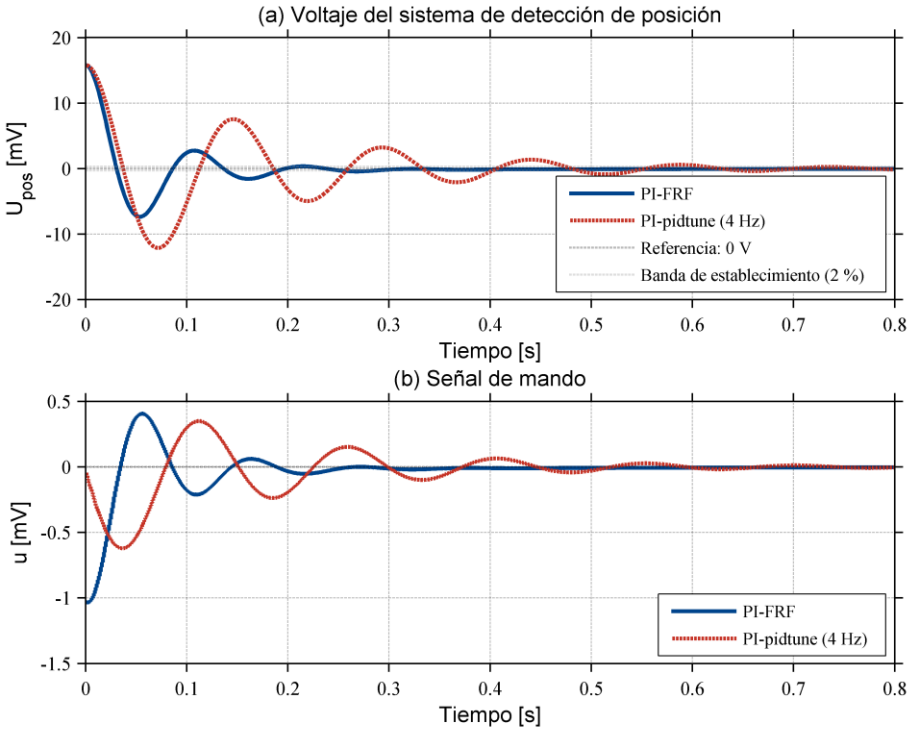

Fig. 6. Comparación de la respuesta simulada en lazo cerrado con los controladores PI-FRF y el PI convencional.

La Tabla VII presenta los tiempos de subida (t_r) y establecimiento (t_s) de los controladores PI y PID, obtenidos mediante simulaciones de respuesta al escalón sobre los respectivos modelos utilizados para cada estrategia, con un periodo de muestreo de 1 ms. El controlador PI-FRF propuesto se sintonizó mediante la respuesta en frecuencia y se evaluó sobre la planta nominal obtenida a partir de la estimación de la FRF, mientras que los demás controladores se sintonizaron mediante la función pidtune de MATLAB.

TABLA VII
TIEMPOS DE RESPUESTA DE LOS CONTROLADORES PI Y PID

Planta identificada mediante	PI (s)	PID (s)
FRF (propuesto)	$t_r = 0.595$	–
	$t_s = 1.174$	–
Output-Error (OE)	$t_r = 0.372$	$t_r = 0.414$
	$t_s = 0.706$	$t_s = 0.777$
tfest	$t_r = 0.385$	$t_r = 0.021$
	$t_s = 0.728$	$t_s = 0.132$
Box-Jenkins (BJ)	$t_r = 0.372$	$t_r = 0.406$
	$t_s = 0.705$	$t_s = 0.762$
Espacio de estados (n4sid)	$t_r = 0.358$	$t_r = 0.230$
	$t_s = 0.679$	$t_s = 0.474$
ARMAX	$t_r = 0.202$	$t_r = 0.248$
	$t_s = 0.400$	$t_s = 0.486$
ARX	$t_r = 0.200$	$t_r = 0.165$
	$t_s = 0.393$	$t_s = 0.259$

La Tabla VII muestra que los menores tiempos de subida y establecimiento entre los controladores PI sintonizados mediante pidtune corresponden a ARX y ARMAX, mientras que entre los PID destacan tfest, ARX y n4sid. En los modelos OE, BJ y ARMAX, la configuración PID no redujo estos tiempos respecto a la configuración PI. Dado que las respuestas se obtuvieron sobre diferentes modelos de planta, estos resultados no permiten establecer una superioridad general entre estrategias. La selección del controlador debe considerar, además, otros indicadores como el sobreimpulso, el esfuerzo de control y la sensibilidad al ruido.

Para caracterizar el comportamiento estático, se midió con la NI myRIO-1900 el voltaje sobre la resistencia de precisión para cargas hasta 6000 g. La Fig. 7 muestra una disminución de 2.24609 V sin carga a -2.30957 V con 6000 g, evidenciando una relación lineal entre la carga aplicada y el voltaje medido.

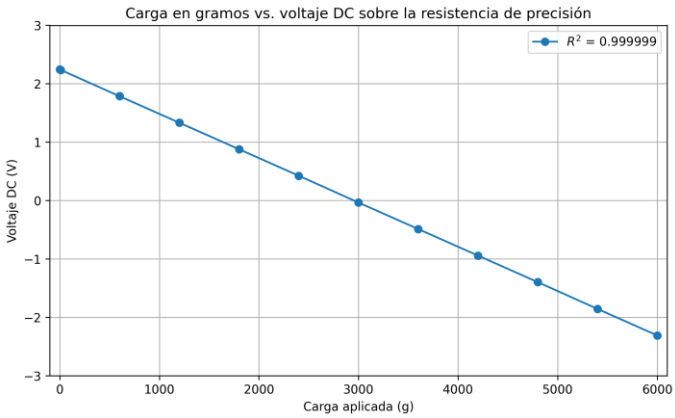

Fig. 7. Relación experimental entre la carga aplicada (g) y el voltaje DC en la resistencia de precisión.

La Fig. 7 permitió obtener mediante mínimos cuadrados la ecuación de calibración $P = -1317.62\text{V} + 2957.25$, donde P es la carga en gramos y V el voltaje medido en la resistencia de precisión. A partir de la pendiente se calculó una sensibilidad de -0.75928 mV/g, cuyo signo negativo confirma la relación inversa entre ambas magnitudes.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos en la calibración realizada con pesas patrón clase OIML M1, de acuerdo con la guía EURAMET cg-18 [32], empleando el control PI-FRF H1, diseñado a partir de la respuesta en frecuencia experimental de la planta mediante el criterio de sintonía en frecuencia descrito anteriormente. La Tabla VIII presenta los resultados de la prueba de excentricidad de carga, la Tabla IX los resultados de repetibilidad, la Tabla X los resultados de la prueba de errores de indicación y la Tabla XI el presupuesto de incertidumbre.

TABLA VIII
RESULTADOS DE LA PRUEBA DE EXCENTRICIDAD DE CARGA BAJO EL CONTROL PI-FRF H_1

Posición (L)	Indicación (g)	Error (g)
1	2000.0	-
2	2000.0	0.0
3	2000.0	0.0
4	2000.0	0.0
5	2000.0	0.0

La prueba de excentricidad se realizó con una carga de 2000 g, correspondiente a un tercio de la capacidad máxima del instrumento. La carga se ubicó sucesivamente en las cinco posiciones recomendadas por la guía EURAMET cg-18: posición 1, centro del receptor de carga; posición 2, frontal izquierda; posición 3, posterior izquierda; posición 4, posterior derecha; y posición 5, frontal derecha. Para cada posición se registró la indicación del instrumento y se determinó la diferencia respecto a la posición central.

La prueba de repetibilidad se realizó mediante cinco aplicaciones independientes de carga en los puntos de 10 g, 3000 g y 6000 g. La desviación estándar obtenida fue de 0,000 g para 10 g, 0,045 g para 3000 g y 0,055 g para 6000 g.

TABLA IX
RESULTADOS DE LA PRUEBA DE REPETIBILIDAD BAJO EL CONTROL PI-FRF H_1

Repetición No.	10 g	3000 g	6000 g
1	10.0	3002,3	5999.7
2	10.0	3002,3	5999.8
3	10.0	3002,2	5999.8
4	10.0	3002,3	5999.7
5	10.0	3002,3	5999.7

TABLA X
RESULTADOS DE LA PRUEBA DE ERRORES DE INDICACIÓN E INCERTIDUMBRE EXPANDIDA BAJO EL CONTROL PI-FRF H_1

Valor Nominal (g)	Lectura Instrumento (g)	Error (g)	Incertidumbre expandida (g)
10	10.0	0.0	0.1
600	600.2	0.2	0.1
1200	1200.0	0.0	0.1
1800	1800.0	0.0	0.1
2400	2400.4	0.4	0.2
3000	3002.5	2.5	0.2
3600	3600.5	0.5	0.2
4200	4200.9	0.9	0.3
4800	4800.8	0.8	0.3
5400	5399.7	-0.3	0.3
6000	5999.8	-0.2	0.4

Como acondicionamiento previo a la calibración, el instrumento fue sometido a una carga de 6000 g, correspondiente a su capacidad máxima. Posteriormente, la prueba de errores de indicación se realizó mediante una secuencia ascendente de carga, con descarga completa entre cada paso individual. Por tanto, no se efectuó un ciclo descendente independiente.

TABLA XI
PRESUPUESTO DE INCERTIDUMBRE PARA DIFERENTES CARGAS NOMINALES BAJO EL CONTROL PI-FRF H_1

Valor Nominal g	10	600	1200	1800	2400	3000	3600	4200	4800	5400	6000
Empuje aire	2.89E-05	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06	7.22E-06
Patrón	0.000335	0.005000	0.010150	0.015150	0.019800	0.025000	0.030000	0.034650	0.039650	0.044800	0.049500
Deriva	0.001155	0.017321	0.034641	0.051962	0.069282	0.086603	0.103923	0.121244	0.138564	0.155885	0.173205
Convección	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
Resolución	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868
Repetibilidad	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597	0.024597
Excentricidad	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
Carga nula	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868	0.028868
u. combinada	0.047677	0.050957	0.059789	0.072119	0.086393	0.101964	0.118202	0.134805	0.151802	0.169052	0.186338
grados libertad	52	68	121	200	260	283	285	278	272	266	260
k (95.45%)	2.05	2.04	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00	2.00
U. expandida	0.09774	0.10395	0.11958	0.14424	0.17279	0.20393	0.23640	0.26961	0.30360	0.33810	0.37268

Las componentes de incertidumbre, la incertidumbre estándar combinada (u. combinada) y la incertidumbre expandida (U. expandida) están expresadas en gramos (g).

Antes de cada secuencia se verificó la indicación en cero. Las lecturas se registraron una vez que la indicación podía considerarse estable, sin establecer un tiempo fijo de estabilización. La resolución del instrumento durante las pruebas fue de 0,1 g.

Las condiciones ambientales promedio en el momento de las pruebas fueron de 21.1 °C en temperatura, 64.1 % humedad relativa y 751.5 hPa de presión atmosférica. La influencia del empuje del aire se incorporó al presupuesto de incertidumbre como una contribución específica. La incertidumbre expandida de medición reportada se establece como la incertidumbre estándar de medición multiplicada por el factor de cobertura k y la probabilidad de cobertura, la cual debe ser aproximada al 95% y no menor a este valor.

Se asegura la trazabilidad metrológica de los resultados de medición reportados en este documento al Sistema Internacional de Unidades (SI), mediante una cadena ininterrumpida y documentada de calibraciones, cada una de las cuales contribuye a la incertidumbre de medida, mediante el uso de instrumentos patrón calibrados por Institutos Nacionales de Metrología y laboratorios competentes, los cuales cumplen con los requisitos de la norma ISO/IEC 17025 y se encuentran acreditados por organismos de acreditación firmantes de Acuerdos de Reconocimiento Mutuo (MRA). Las incertidumbres asociadas a las masas patrón utilizadas fueron consideradas en la contribución "Patrón" del presupuesto de incertidumbre presentado en la Tabla XI.

VI. Conclusiones

Un alto desempeño en la identificación no garantiza un mejor control. Aunque el modelo de cuarto orden alcanzó mayor ajuste, FIT_{mag} = 96.13%, que el de segundo orden, FIT_{mag} = 94.99%, la mejora no justificó su mayor complejidad. Por ello, el modelo de segundo orden ofreció un mejor equilibrio entre ajuste, simplicidad e interpretación física. La selección del modelo y del controlador debe basarse en el desempeño experimental, ya que un mayor ajuste no asegura mejores respuestas dinámicas ni menores oscilaciones, y una menor oscilación de la posición no implica necesariamente una mayor exactitud metrológica. Las diferencias entre las indicaciones y las masas nominales pueden estar asociadas al desempeño conjunto del sistema electromecánico y de las etapas de adquisición, procesamiento y control, así como a factores potenciales relacionados con la resolución del ADC de la tarjeta NI myRIO-1900.

En la comparación de la respuesta simulada en lazo cerrado sobre la misma planta nominal, el controlador PI-FRF redujo el tiempo de establecimiento de 0.675 s a 0.287 s respecto al PI convencional y presentó un menor sobreimpulso, aunque requirió un mayor esfuerzo máximo de control.

El aporte del estudio radica en integrar la identificación mediante la FRF experimental H_1, la sintonía en frecuencia y la evaluación de un sistema de compensación de fuerza electromagnética (EMFC). Como trabajo futuro, se propone evaluar estrategias de control robusto y adaptativo.

Agradecimientos

Expresamos nuestro más sincero agradecimiento a la Dra. Valeriya Cherkasova, al Dr. Norbert Rogge, a la MSc. Luz Adriana Serna Gómez, al Ing. Néstor Raúl Daza, al Ing. Fredy Prieto del Grupo Milligram S.A.S., al Sr. Steven Mesa Agudelo y al Ing. Luis Felipe Uribe Agudelo de la empresa Set y Gad S.A.S., al Ing. Sebastián Gil Herrera y al laboratorio de fuerza del Instituto Nacional de Metrología de Colombia, a los ingenieros Luis Manuel Peña Pérez y Luis Omar Becerra Santiago del Centro de Metrología de México – CENAM por la asesoría brindada, a la MSc. María Genoveva Moreno Ramírez de la empresa servicios de ensayos de aptitud – México y al Dr. Efrén Romero Riaño por la valiosa orientación y apoyo. Extendemos también nuestro reconocimiento al equipo de trabajo de los Laboratorios de Ingeniería Electrónica de la Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, por su colaboración en el préstamo de los equipos requeridos para el desarrollo experimental de esta investigación.

References

[1] A. A. Eltawil, A. S. Desoky, and S. A. Gelany, "Performance evaluation of weighing instruments: A comparative study of different calibration sequences," Journal of Measurement Science and Applications, JMSA, vol. 4, no. 1, pp. 2-14, 2024, doi: 10.21608/JMSA.2024.360341.

[2] K. Fritsch, "Metrology of weighing in the pharmaceutical industry," Measurement: Sensors, vol. 18, Art. no. 100262, 2021, doi: 10.1016/j.measen.2021.100262.

[3] E. Bulska, Metrology in chemistry, ser. Lecture Notes in Chemistry, vol. 101. Cham, Switzerland: Springer, 2018, doi: 10.1007/978-3-319-99206-8.

[4] S. V. Gupta, Mass metrology: The newly defined kilogram, 2nd ed., ser. Springer Series in Materials Science, vol. 155. Cham, Switzerland: Springer, 2019, doi: 10.1007/978-3-030-12465-6.

[5] J. Konijnenburg, L. Minnich, K. A. Lippa, T. Pandya, and J. Willis, "Certification approaches for weigh-in-motion systems in law enforcement applications," NIST Special Publication 2200-05, National Institute of Standards and Technology, 2024, doi: 10.6028/NIST.SP.2200-05.

[6] OIML, "Automatic instruments for weighing road vehicles in motion and measuring axle loads. Part 1: Metrological and technical requirements – Tests," OIML R 134-1, ed. 2006 (E). [Online]. Available: https://www.oiml.org/en/files/pdf_r/r134-1-e06.pdf

[7] EURAMET, "Guidelines on the determination of uncertainty in gravimetric volume calibration," Calibration Guide No. 19, version 3.0, Sept. 2018. [Online]. Available: https://www.euramet.org/publications-media-centre/calibration-guidelines

[8] ISO, "Piston-operated volumetric apparatus - Part 6: Gravimetric reference measurement procedure for the determination of volume," ISO 8655-6:2022, 2nd ed., 2022. [Online]. Available: https://www.iso.org/es/contents/data/standard/07/52/75211.html?browse=tc

[9] C. Kroner, H. Warnecke, O. Büker, K. Stolt, P. Wennergren, G. Hagemann, et al., "Metrology for reliable fuel consumption measurements in the maritime sector," Measurement, vol. 226, Art. no. 114161, 2024, doi: 10.1016/j.measurement.2024.114161.

[10] H. Weis, F. Hilbrunner, T. Fröhlich, and G. Jäger, "System simulation for electromagnetic force compensated load-cells with Matlab/Simulink and ANSYS," in ANSYS Conference and 31th

CADFEM Users' Meeting, Mannheim, Germany, 2013. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/280632417_System_simulation_for_electromagnetic_force_compensated_load-cells_with_Matlab_Simulink_and_ANSYS

[11] V. Cherkasova, "Traceable force calibration of micro-electro-mechanical systems," Ph.D. dissertation, Fakultät für Maschinenbau, Technische Universität Ilmenau, 2023, URN: nbn:de:gbv:ilm1-2023000459, doi: 10.22032/dbt.59791.

[12] M. Serna Gómez, H. Paz Penagos, and J. A. Puerto Acosta, "Control methods for weighing instruments based on electromagnetic force compensation: A state-of-the-art review," IEEE Latin America Transactions, vol. 24, no. 2, pp. 197–214, Feb. 2026, doi: 10.1109/TLA.2026.11369469.

[13] P. Bhandari and P. Z. Csurcsia, "Digital implementation of the PID controller," Software Impacts, vol. 13, Art. no. 100306, 2022, doi: 10.1016/j.simpa.2022.100306.

[14] S. Zacher, Closed Loop Control and Management: Introduction to Feedback Control Theory with Data Stream Managers. Cham, Switzerland: Springer Nature Switzerland AG, 2022, doi: 10.1007/978-3-031-13483-8.

[15] A. Shekhar and A. Sharma, "Review of model reference adaptive control," in Proc. 2018 International Conference on Information, Communication, Engineering and Technology (ICICET), Pune, India, 2018, pp. 1–5, doi: 10.1109/ICICET.2018.8533713.

[16] I. R. Petersen and R. Tempo, "Robust control of uncertain systems: Classical results and recent developments," Automatica, vol. 50, pp. 1315–1335, 2014, doi: 10.1016/j.automatica.2014.02.042.

[17] N. Touati and I. Saidi, "Internal model control for underactuated systems based on novel virtual inputs method," Przegląd Elektrotechniczny, vol. 97, no. 9, pp. 95–99, Sep. 2021, doi: 10.15199/48.2021.09.20.

[18] V. Cherkasova, "Modeling and development of a load cell control system with electromagnetic force compensation," in 2019 III International Conference on Control in Technical Systems (CTS), Oct. 2019, pp. 121–125, doi: 10.1109/CTS48763.2019.8973268.

[19] K.-T. Yoon, S.-R. Park, and Y.-M. Choi, "Electromagnetic force compensation weighing cell with magnetic springs and air bearings," Meas. Sci. Technol., vol. 32, no. 1, Art. no. 015905, 2021, doi: 10.1088/1361-6501/abae8e.

[20] M. Pabst, M. Darnieder, R. Theska, and T. Fröhlich, "Adjustment concept for compensating for stiffness and tilt sensitivity of a novel monolithic electromagnetic force compensation (EMFC) weighing cell," J. Sens. Sens. Syst., vol. 11, pp. 109–116, 2022, doi: 10.5194/jsss-11-109-2022.

[21] M. Darnieder, "Design and adjustment of weighing cells for vacuum mass comparators," Dissertation, Fakultät für Maschinenbau, Technische Universität Ilmenau, 2024, doi: 10.22032/dbt.59666.

[22] C. Schott, "Adaptive Regelung einer Wägezelle," Bachelorarbeit, Fakultät für Informatik und Automatisierung, Technische Universität Ilmenau, 2021. [Online]. Available: https://bibliographie.tu-ilmenau.de/servlets/DozBibEntryServlet?mode=show&id=ilm_mods_00007284

[23] H. Weis, F. Hilbrunner, T. Fröhlich, and G. Jäger, "Mechatronic FEM model of an electromagnetic-force-compensated load cell," Meas. Sci. Technol., vol. 23, no. 7, Art. no. 074018, Jun. 2012, doi: 10.1088/0957-0233/23/7/074018.

[24] Y. Yamakawa and T. Yamazaki, "Modeling and control for checkweigher on floor vibration," in Proc. XXI IMEKO World Congress: Measurement in Research and Industry, Prague, Czech Republic, Aug. 30 – Sep. 4, 2015. [Online]. Available: https://www.imeko.info/publications/wc-2015/IMEKO-WC-2015-TC3-093.pdf

[25] N. Rogge, H. Weiß, I. Kaiser, A. Amthor, F. Hilbrunner, and T. Fröhlich, "Design of digital controllers for electromagnetic force compensated balances focused on the disturbance transfer function," in Proc. 2016 NCSLI Int. Workshop Symp., 2016, doi: 10.51843/wsproceedings.2016.24.

[26] H. Weis, I. Gushchina, A. Amthor, F. Hilbrunner, C. Diethold, and T. Fröhlich, "Investigation on digital control concepts for dynamic applications of electromagnetic force compensated balances," in Proc. 2013 NCSLI Int. Workshop Symp., 2013, doi: 10.51843/wsproceedings.2013.20.

[27] F. Hilbrunner, H. Weis, and T. Fröhlich, "Parameterization and optimisation of EMC balances based on the frequency response of the impedance," Measurement, vol. 51, pp. 349-355, 2014, doi: 10.1016/j.measurement.2014.01.032.

[28] H. S. Baumgartl, "Optimierung dynamischer Waagen nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation mittels numerischer Modelle zur Systemsimulation," Dr.-Ing. dissertation, Fakultät für Maschinenbau, Technische Universität Ilmenau, 2015. URN: nbn:de:gbv:ilm1-2015000362.

[29] I. Kaiser, "Zertifizierbarer Entwicklungsprozess für komplexe Informationsverarbeitungssysteme in der Wägetechnik," Dr.-Ing. dissertation, Fakultät für Informatik und Automatisierung, Technische Universität Ilmenau, 2015. URN: nbn:de:gbv:ilm1-2015000588

[30] SIM, "Guidelines on the calibration of non-automatic weighing instruments," SIM MWG7/cg-01/v.00, 2009. [Online]. Available: https://sim-metrologia.org/wp-content/uploads/2019/10/SIM-Guidelines-on-the-calibration-of-non-automatic-weighing-instruments-2009.pdf

[31] SIM, "Guidelines on the calibration of non-automatic weighing instruments with resolution less than 0.010 mg," SIM MWG7/cg-04/v.00, 2025. [Online]. Available: https://sim-metrologia.org/wp-content/uploads/2025/03/GUIA-MICROBALANZAS-2025-03-11_Ingles.pdf

[32] EURAMET, "Guidelines on the calibration of non-automatic weighing instruments," Calibration Guide No. 18, version 4.0, Nov. 2015. [Online]. Available: https://www.euramet.org/publications-media-centre/calibration-guidelines

[33] R. R. Marangoni, I. Rahneberg, F. Hilbrunner, R. Theska, and T. Fröhlich, "Analysis of weighing cells based on the principle of electromagnetic force compensation," Measurement Science and Technology, vol. 28, no. 7, Art. no. 075101, 2017, doi: 10.1088/1361-6501/aa6bcd.

[34] G. Krapf, F. Schwesinger, and T. Fröhlich, "High-precision analog interfaces for low-latency PC-in-the-loop controller," in Proc. 58th Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Sep. 2014. URN: nbn:de:gbv:ilm1-2014iwk-094:2

[35] Y. Yamakawa and T. Yamazaki, "Simplified dynamic model for high-speed checkweigher," Measurement of Mass, Force and Torque (APMF 2013), International Journal of Modern Physics: Conference Series, vol. 24, Art. no. 1360036 (8 pages), 2013, doi: 10.1142/S2010194513600367.

[36] Y. Yamakawa, H. Tozuka, and T. Yamazaki, "Mathematical model in dynamic mass measurement with consideration of position variation of fulcrum point," Measurement: Sensors, vol. 18, Art. no. 100164, 2021, doi: 10.1016/j.measen.2021.100164.

[37] H. Weis, F. Hilbrunner, T. Fröhlich, and G. Jäger, "Parametric mechatronic model of a load cell with electromagnetic force compensation," in IMEKO TC3, TC5 and TC22 Conferences on Metrology in Modern Context, Pattaya, Chonburi, Thailand, Nov. 2010, pp. 29–32. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/267690745

[38] A. Amthor, I. Kaiser, N. Rogge, and H. Weiß, "Analysis, physically motivated modeling and system identification of

electromagnetic force compensated balances (EMFC)," in 58th Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, Sept. 2014. URN: nbn:de:gbv:ilm1-2014iwk-124:2. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/271827557

[39] C. Diethold, T. Fröhlich, F. Hilbrunner, and G. Jäger, "High precision optical position sensor for electromagnetic force compensated balances," in IMEKO TC3, TC5 and TC22 Conferences - Metrology in Modern Context, Pattaya, Thailand, Nov. 22–25, 2010, pp. 91–94. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/259575035

[40] N. Rogge, J. Schleichert, and C. Rothleitner, "Investigations on motion deviations of an EMFC balance," in 59th Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, Sept. 11–15, 2017. [Online]. Available: http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:gbv:ilm1-2017iwk-068:4

[41] V. Cherkasova and T. Fröhlich, "Implementation options of control systems for a cantilever calibration device," in Proc. 2021 4th Int. Conf. Control Tech. Syst. (CTS), 2021, pp. 3–6, doi: 10.1109/CTS53513.2021.9562880.

[42] N. Rogge, "Statische und dynamische Charakterisierung einer Planck-Waage," Dissertation (Dr.-Ing.), Fakultät für Maschinenbau, Technische Universität Ilmenau, 2022, doi: 10.22032/dbt.55687.

[43] J. Y. An, J. S. Choi, G. S. Lee, J. H. Ahn, and H. Y. Kim, "Influence of spring constant and electromagnetic damping coefficient on measurement performance in a checkweigher with force balance system using Voice Coil Actuator," in Proc. IEEE Asia-Pacific Conference on Computer Science and Data Engineering (CSDE), Melbourne, VIC, Australia, Dec. 9–11, 2019, doi: 10.1109/CSDE48274.2019.9162415.

[44] Abdullah, J.-H. Ahn, and H.-Y. Kim, "Effect of electromagnetic damping on system performance of voice-coil actuator applied to balancing-type scale," Actuators, vol. 9, no. 1, Art. no. 8, 2020, doi: 10.3390/act9010008.

[45] G. Pillonetto, T. Chen, A. Chiuso, G. De Nicolao, and L. Ljung, Regularized System Identification: Learning Dynamic Models from Data, ser. Communications and Control Engineering. Cham, Switzerland: Springer, 2022, doi: 10.1007/978-3-030-95860-2.

[46] V. V. Zamaruiev, "The use of Kotelnikov-Nyquist-Shannon sampling theorem for designing of digital control system for a power converter," in Proc. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 522-527, doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100305.

[47] R. Pintelon and J. Schoukens, System Identification: A Frequency Domain Approach, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2012, ISBN: 978-0-470-64037-1.

[48] N. Rogge, O. Dannberg, M. Kühnel, and T. Fröhlich, "A novel EMFC tiltmeter with extended measurement range," in IMEKO 24th TC3, 14th TC5, 6th TC16 and 5th TC22 Int. Conf., Cavtat-Dubrovnik, Croatia, Oct. 11–13, 2022, pp. 1–6, doi: 10.21014/tc3-2022.123.

[49] K. Ogata, Modern Control Engineering, 5th ed. Madrid, Spain: Pearson (Prentice Hall), 2010 (in Spanish). ISBN: 978-84-8322-660-5.



Mauricio Serna Gómez received the B.Sc. degree in Electronic Engineering from Universidad ECCI, Colombia, and a specialization degree in Bioengineering from Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Colombia. He is currently pursuing the M.Sc. degree in Electronic Engineering in Automation and Control at Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, Colombia. Since 2012, he has served as Director of the Metrology Laboratory at AMEK S.A.S. His research interests include electromagnetic force compensation systems, ISO/IEC 17025 laboratory accreditation, instrumentation, metrological calibration (temperature, mass, weighing instruments, pressure, relative humidity, and electrical quantities), and the application of artificial intelligence in measurement systems.



Jorge Andrés Puerto Acosta received the B.Sc. degree in Electronic Control and Instrumentation Engineering from Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Colombia, and the M.Sc. degree in Mechanical Engineering and the Ph.D. degree in Electrical Engineering from Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Brazil. He is currently an Assistant Professor with Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Colombia, where he teaches Industrial Automation, Systems Control, Electric Power, and Signal Processing. His research interests include control theory, optimal control, and computational modeling of dynamic systems. He is a member of the ARMOS research group.



Hernán Paz Penagos received the B.Sc. degree in Electronic Engineering and the M.Sc. degree from Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Colombia, and the Ph.D. degree from Universidad Pedagógica Nacional, Colombia, in 2012. He is currently with Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito**,** Colombia. His research interests include digital communications, antennas, wireless and mobile communications, satellite and terrestrial telecommunications, and measurement, propagation, and radiation aspects of communication systems. He has led several research projects and has published more than thirty scientific papers and five research books on communication systems. He has also worked on teaching methods and pedagogical theory.