

Design and control of a high-precision single-axis translational mechatronic system

Dunea L. Aguilar-Bravo * Rodolfo Reyes-Báez **
Alejandro Rodriguez-Angeles *

* *Sección de Mecatrónica, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional (Cinvestav), Ciudad de México, México (e-mail: dunea.aguilar@cinvestav.mx), (e-mail: aangeles@cinvestav.mx).*

** *Department of Mechatronics and Measurement Systems, ASML, Veldhoven, The Netherlands, (e-mail: r.reyes-baez@ieee.org)*

Abstract: This paper presents the design and control of a single-axis positioning system for 3D printing applications. The system must achieve high-precision motion in a robust manner while meeting the demand for high production rates. To this end, precision engineering concepts of long-stroke and short-stroke motion are combined: the former enables positioning with millimeter-level accuracy, while the latter achieves micrometer-level precision. The system dynamics is modeled using modal decoupling and the Finite Element (FE) method. A servo-control scheme based on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) is proposed, and its performance is evaluated through both time-domain simulations and frequency-domain analysis. The proposed controller is compared with the traditional Loop-Shaping approach in simulation.

Keywords: Servo-control, motion control, ADRC, loop-shaping, mechatronics

1. INTRODUCCIÓN

La impresión en 3D ha experimentado evolución tanto en sus aplicaciones como en los componentes que la conforman, uno de ellos son los motores para el recorrido de los ejes X, Y y Z. En las primeras generaciones de impresoras 3D predominaban los motores paso a paso (stepper motor) [1], estos permitieron un movimiento razonablemente preciso aunque con limitaciones, como puede ser la generación de vibraciones mecánicas debido al movimiento por pasos que pueden afectar la calidad de impresión, además a altas velocidades, el par del motor disminuye, lo que puede influir en el rendimiento de impresión cuando se necesite rapidez de movimiento. Con el paso del tiempo surgió la necesidad de incrementar la precisión, la velocidad y la fiabilidad de los sistemas de movimiento por lo que los motores lineales han ganado relevancia por su capacidad de generar movimientos suaves, precisos y respuestas rápidas a altas frecuencias, sin mecanismos intermedios como tornillos o correas, lo cual se traduce en mayor rigidez mecánica, útil en aplicaciones como manufactura avanzada, microscopía, grabado láser, sistemas de inspección e impresoras de alta velocidad. [2].

Este trabajo propone el diseño de un eje para una impresora 3D con la configuración de dos motores lineales, utilizada cuando se requiere combinar gran desplazamiento con alta precisión. El motor de carrera larga (long-stroke) se encarga del desplazamiento de magnitud grande, mientras que el de carrera corta (short-stroke) afina el posicionamiento, permitiendo compensar errores o perturba-

ciones. Sin embargo, surgen desafíos como el acoplamiento dinámico, vibraciones estructurales, la necesidad de operar con anchos de banda elevados, sin excitar modos propios de la estructura. Estos sistemas mecatrónicos requieren de un control preciso y robusto para garantizar que se sigan fielmente los comandos del controlador, incluso en presencia de perturbaciones o incertidumbres del modelo, por lo que conocer e identificar correctamente las frecuencias naturales del sistema resulta crucial, ya que estas delimitan el rango de frecuencia útil para el diseño de estos controladores.

El estudio e implementación de estrategias de control efectivas es esencial para explotar completamente el potencial en aplicaciones mecatrónicas de alto desempeño, para ello se implementan dos controles, Loop-Shaping, basado en la técnica de moldeo del lazo de control, que permite diseñar un controlador en el dominio de la frecuencia y otro mediante ADRC, el cual busca compensar perturbaciones. Ambos controladores son evaluados y comparados en función de su ancho de banda, estabilidad, rechazo a perturbaciones y error de seguimiento en el dominio del tiempo.

2. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

El trabajo se enfoca en la identificación dinámica de un eje para una impresora 3D, estructurado por dos motores lineales, con el fin de diseñar y comparar 2 estrategias de control que garanticen el posicionamiento del eje con un error de precisión en el orden de los micrones, compensando:

- La interacción dinámica entre ambos motores.
- Las perturbaciones externas (como vibraciones del entorno).
- Se requiere un margen de tiempo reducido para trayectorias, por lo que se exigen altas aceleraciones.

Los controladores deben diseñarse considerando las frecuencias naturales del sistema obtenidas mediante análisis estructural, para que sus anchos de banda no exciten los modos flexibles, además de que el sistema sea estable.

2.1 Modelado

El sistema consiste en un eje traslacional, accionado por dos motores lineales: uno para carrera larga/gruesa (M_{cl}) y otro para movimiento de carrera corta/fina (M_{cc}) (Fig. 1). El M_{cl} es montado sobre una base rígida (mesa de granito con soporte metálico), este motor se encarga de los des-plazamientos de mayor amplitud; sobre su carro móvil se encuentra el M_{cc} para realizar movimientos finos, por lo que ofrece una capacidad de respuesta rápida sobre un rango de desplazamiento mucho menor.

Este montaje permite combinar lo mejor de ambos motores para mejorar la precisión, reducir los errores de seguimiento y rechazar perturbaciones (como vibraciones o errores mecánicos). Se modela el sistema considerando las siguientes características:

- La estructura presenta modos de vibración que deben ser considerados.
- El sistema se modela en el dominio de la frecuencia como la superposición de los modos: una parte rígida (aceleración pura) y varios componentes flexibles (sistemas masa-resorte-amortiguador).
- La identificación se realiza mediante funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia, lo cual permite estimar la frecuencia natural de cada modo.

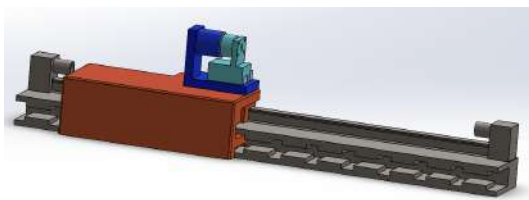


Fig. 1. Ensamble del eje con dos motores lineales

3. PROPUESTA

Los motores lineales son sistemas de movimiento mecánico con actuadores cuya función principal es posicionar una carga. Los sistemas de movimiento están estrechamente relacionados con los sistemas de aislamiento de vibraciones activas, pero estos últimos regulan el movimiento a cero. En ambos, es fundamental contar con modelos dinámicos precisos que capturen el comportamiento del sistema. Dado que estos sistemas se caracterizan por su estructura mecánica dominante, su dinámica puede representarse mediante modelos lineales que se describen típicamente en el dominio de Laplace como una suma de modos rígidos y flexibles, ver la ecuación (1).

$$G(s) = \underbrace{\sum_{i=1}^{n_{RB}} \frac{c_i b_i^T}{s^2}}_{\text{Cuerpo Rígido}} + \underbrace{\sum_{i=n_{RB}+1}^{n_s} \frac{c_i b_i^T}{s^2 + 2\zeta\omega_i s + \omega_i^2}}_{\text{Modos Flexibles}} \quad (1)$$

Donde n_{RB} es el número de modos de cuerpos rígidos, c_i y b_i se asocian a la cantidad de salidas (y) y entradas (u), respectivamente, ζ es un número real relacionado al coeficiente de amortiguamiento y ω_i es la frecuencia natural para cada modo flexible de los n_s modos considerados. La ecuación permite descomponer al sistema en dos partes, la primera suma, representa los modos de cuerpo rígido, caracterizados por un comportamiento puramente inercial, es decir, movimientos sin restauración elástica. La segunda suma corresponde a los modos flexibles, modelados como osciladores de segundo orden con amortiguamiento. Estos modos flexibles aparecen cuando existe una fuerte amplificación del movimiento a una frecuencia específica, llamada frecuencia natural y son independientes, es decir, se puede excitar uno, sin que afecte a los otros. [7], [8], [10], [13]

3.1 Identificación del sistema

Las frecuencias naturales o modos flexibles del sistema son fundamentales para el diseño de controladores de alta precisión, ya que delimitan el ancho de banda operativo seguro para evitar la excitación de resonancias. Existen diferentes métodos para determinar estas frecuencias, uno de ellos es el análisis por elementos finitos (EF), que permiten estimar las frecuencias propias de vibración de la estructura con alto nivel de detalle físico y geométrico. Mediante herramienta computacional se simula la geometría de los motores lineales, primeramente, para M_{cl} (Fig. 2).



Fig. 2. Motor de carrera larga (Real y en CAD)

Se realiza el análisis de EF, el cual arroja frecuencias de resonancia para 5 modos, en la Tabla 1 se pueden apreciar las frecuencias de los modos obtenidos.

Tabla 1. Lista de modos M_{cl}

Modo nº.	Frecuencia (rad/s)	Frecuencia (Hertz)
1	6021.9	958.41
2	10165	1617.7
3	13270	2111.9
4	15425	2454.9
5	15521	2470.2

Por otro lado si se realiza la simulación para el M_{cc} (Fig. 3), se obtienen las frecuencias de sus respectivos modos (Tabla 2).

Para el análisis de las frecuencias naturales del eje completo (Fig. 4), las frecuencias naturales de cada forma modal se observan en la Tabla 3.

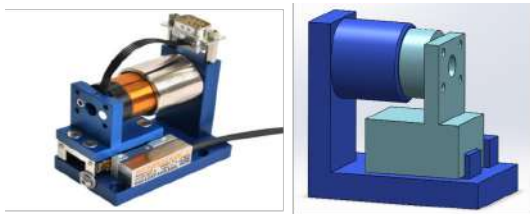


Fig. 3. Motor de carrera corta (Real y en CAD)

Tabla 2. Lista de modos de M_{cc}

Modo nº.	Frecuencia (rad/s)	Frecuencia (Hertz)
1	4332.5	689.54
2	11084	1764.1
3	17743	2823.8
4	23542	3746.9
5	47333	7533.2

Tabla 3. Lista de modos del eje completo

Modo nº.	Frecuencia (rad/s)	Frecuencia (Hertz)
1	4197.9	668.12
2	6220.9	990.09
3	10479	1667.8
4	10953	1743.2
5	13453	2141.1

Alternativamente, cuando se cuenta con datos experimentales, se puede representar la dinámica del sistema mediante modelos no paramétricos obtenidos a partir de funciones de transferencia en frecuencia [3]. En este enfoque, herramientas como la función `tfestimate` de *Matlab*^R, permiten estimar las funciones de transferencia entre las señales de entrada u y salida del sistema y .

3.2 Control por ADRC

El control ADRC es una estrategia robusta que no requiere un modelo preciso del sistema. Utiliza un Observador de Estado Extendido de Orden Reducido (ROESO por sus siglas en inglés), que estima perturbaciones y las compensa en tiempo real, cuando se supone que existe una medición confiable de la salida, esto estima directamente el error, sin reconstruir todos los estados. Este controlador impone una dinámica deseada en lazo cerrado y es particularmente útil cuando se desconocen o varían las dinámicas internas del sistema [4].

Para estos controles se debe conocer las salidas planas del sistema, en este caso, la posición del motor de carrera larga, el cual es un sistema de segundo orden que se puede representar en espacio de estados como (2) [5], de igual forma con el sistema que se obtiene mediante la salida plana (posición) del motor de carrera corta:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \beta u + \xi \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (2)$$

Donde β es una ganancia conocida que puede depender de la salida del sistema y posiblemente de sus derivadas y ξ representa la perturbación total. El control C (Fig. 5), definido para el error de seguimiento, se compone por un polinomio del observador $P_o(s)$ (3) y el polinomio del controlador $P_c(s)$ dado por (4):

$$P_o(s) = (s^2 + 2\zeta_o\omega_o + \omega_o^2) = s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (3)$$

$$P_c(s) = (s^2 + 2\zeta_n\omega_c + \omega_c^2) = s^2 + \gamma_1 s + \gamma_0 \quad (4)$$

Donde ω_c es la frecuencia del polinomio del controlador expresada en radianes rad/s y ω_o la frecuencia del observador, $\omega_o = \omega_c/\epsilon$, $\omega_c > 0$, ϵ entre 0 y 1, ζ_c y ζ_o coeficientes de amortiguamiento del controlador y del observador respectivamente. El polinomio característico de sistema a lazo cerrado $P(s)$ se observa en la ecuación (5):

$$P(s) = P_o(s)P_c(s) = s^4 + K_3s^3 + K_2s^2 + K_1s + K_0 \quad (5)$$

Por lo que el control ADRC definido para el error de seguimiento $e = y^* - y$, es (6):

$$C(s) = u^* - \frac{1}{\beta} \left[\frac{K_2s^2 + K_1s + K_0}{s(s + K_3)} \right] e \quad (6)$$

Los parámetros del polinomio del controlador $P(s)$ son K_0 , K_1 , K_2 y K_3 . El término $u^* = s^2y^*/\beta$, es conocido como el control nominal o control por precompensación (feedforward), el cual conduce al sistema no perturbado a la trayectoria deseada y^* .

Partiendo del diagrama de bloque de un sistema a lazo cerrado (Fig. 5) se tiene que r es la referencia, e el error de seguimiento, C el controlador, G la planta, $d = \xi$ señal de perturbación, u entrada a la planta, y salida del sistema y η señal de ruido. El análisis de desempeño del servo-control en el dominio de la frecuencia proporciona una visión profunda sobre su comportamiento ante diferentes frecuencias de referencia y perturbaciones. Una de las herramientas para ese análisis es el lazo abierto $L(s) = C(s)G(s)$ (Fig. 6), que permite estudiar las propiedades fundamentales del sistema, como la precisión de seguimiento, la capacidad de rechazo de perturbaciones, y la robustez del sistema. Mediante el diagrama de Bode (Fig. 6) se busca que a bajas frecuencias (ancho de banda (zona azul)), el lazo posea alta ganancia para asegurar precisión en el seguimiento y un rechazo efectivo de perturbaciones d ; mientras que en la zona naranja (después de la frecuencia de corte (ω_c)), se necesita bajas ganancias para rechazar ruido (η). Se busca que la dinámica flexible de los sistemas se encuentre por encima de la frecuencia de ancho de banda. Esto quiere decir que solo el cuerpo rígido se puede controlar, mientras que los modos flexibles se encuentran a lazo abierto, evitando así las resonancias mecánicas del sistema para no comprometer la estabilidad del sistema.

3.3 Control de Alta Precisión por Loop-Shaping

La estrategia de moldeo del lazo de control es un proceso iterativo donde se busca que $L(s)$ se comporte como lo anteriormente expresado. La estructura del control es un PID con un filtro pasa baja de segundo orden (PID + LP), descrito en la ecuación (7) [9].

$$C(s) = K_p \left(\frac{s + \omega_I}{s} \right) \left(\frac{s}{\omega_d} + 1 \right) \left(\frac{\omega_{lp}^2}{s^2 + 2z_{lp}\omega_{lp} + \omega_{lp}^2} \right) \quad (7)$$

Donde:

- $K_p = m(2\pi f_c)^2/\alpha$: Ganancia Proporcional.
- $\alpha = 3$: Relación entre las frecuencias del PID.
- f_c : Frecuencia de corte del lazo abierto en Hz.
- $\omega_I = 2\pi(f_c/\alpha^2)$: Frecuencia de acción integral en rad/s.
- $\omega_d = 2\pi(f_c/\alpha)$: Frecuencia de acción derivativa en rad/s.

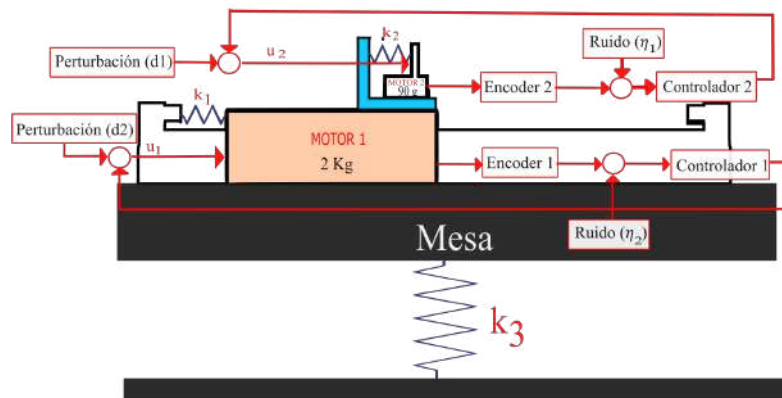


Fig. 4. Montaje del eje completo

$\omega_{lp} = \alpha f_c$: Frecuencia de filtro pasa baja en rad/s.
 $z_{lp} = 0.7$: Coeficiente de amortiguamiento del LP.

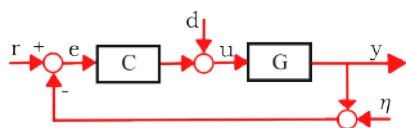


Fig. 5. Diagrama de Bloque de Lazo Cerrado



Fig. 6. Control tradicional [10]

4. EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO

Se toma la frecuencia natural más pequeña de cada motor y del eje completo, obtenida mediante el análisis de EF (Tablas 1, 2 y 3). El ancho de banda a lazo abierto debe ser 8 veces menor que la menor frecuencia natural, por lo que, el M_{cl} trabajaría en un ancho de 100 Hz, mientras que el M_{cc} su rango de ancho de banda es de 140 Hz, este ancho de banda debe ser mayor que el de M_{cl} dado que necesita tener mayor precisión.

Calculado el control mediante ADRC (6) y por Loop-Shaping (7), se observa a lazo abierto L_1 para M_{cl} y L_2 para M_{cc} (Fig. 7), las frecuencias de corte, azul para el control por Loop-Shaping y rojo para el control ADRC.

La estabilidad del sistema se evalúa mediante el diagrama de Nyquist. El criterio de estabilidad de Nyquist, es un principio fundamental en teoría de control para analizar la estabilidad de sistemas en lazo cerrado a partir de la respuesta en frecuencia del lazo abierto. Es decir, la curva de Nyquist no debe encerrar el punto $(-1,0)$ [6].

En la Fig. 8 se muestra el diagrama de Nyquist del lazo

abierto del control por ADRC (naranja), y para el control mediante Loop-Shaping (azul).

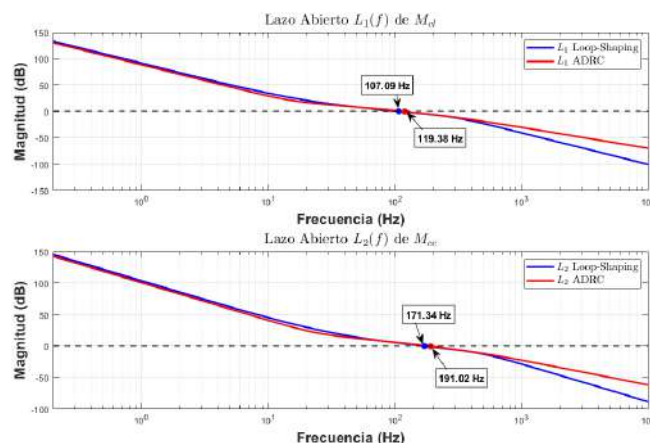


Fig. 7. Diagrama de Bode de Lazo Abierto

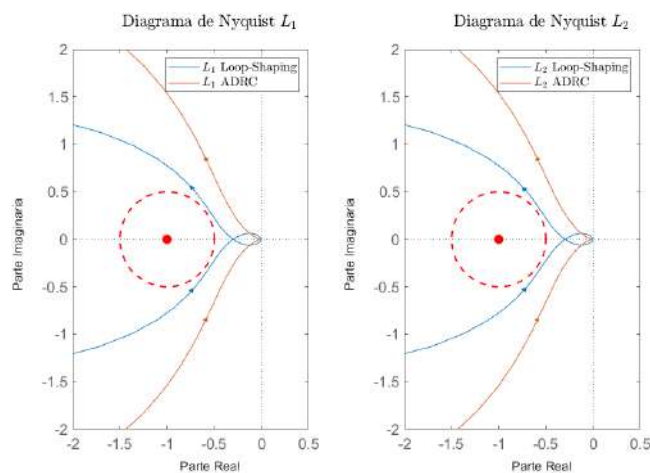


Fig. 8. Diagrama Nyquist de Lazo Abierto

El margen de fase en un diagrama de Nyquist es el ángulo que se forma entre el origen al punto $(-1,0)$, mientras más grande, mayor margen de fase, lo que se traduce en un sistema más estable. En cuanto a margen de ganancia; cuanto más lejos esté ese cruce del punto crítico, mayor

será este margen, lo que conlleva a más robustez frente a cambios de ganancia. Los márgenes del sistema controlado por ADRC y por Loop-Shaping se observan en la [Tabla 4](#).

Tabla 4. Margen de Fase y Ganancia Motores Carrera Larga y Corta

	Loop-Shaping	ADRC
Margen de Fase ($^{\circ}$)	19.6 $^{\circ}$	20.9 $^{\circ}$
Margen de Ganancia (dB)	37.2	54.9

El rechazo a perturbaciones y ruido se puede apreciar mediante los diagramas de Bode de las funciones de Sensibilidad S (8) y Sensibilidad Complementaria T (9).

$$S(f) = \frac{1}{1 + C(f)G(f)} \quad (8)$$

$$T(s) = \frac{CG}{1 + CG} = 1 - S(s) \quad (9)$$

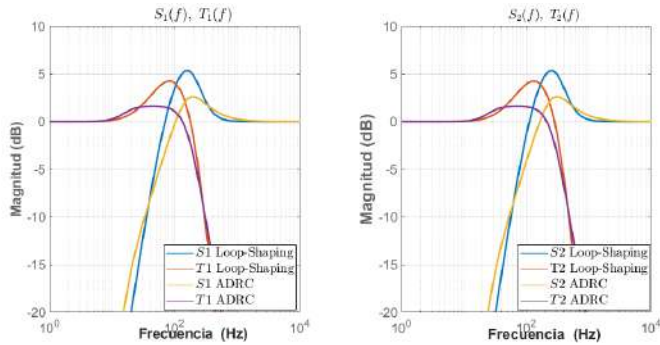


Fig. 9. Diagrama de Bode de S y T

Se debe de tener presente el efecto de cama de agua que se manifiesta entre estas dos funciones, dado que para diseñar un buen controlador se debe encontrar un compromiso entre ellas. Valores bajos de S antes de ω_c indican buen rechazo de perturbaciones. Por otra parte, a altas frecuencias $T \ll 1$ implica rechazo de ruido (Fig. 9). En esta figura también se puede apreciar la robustez del sistema. Para diseños de control robusto se busca que se satisfaga (10):

$$\|S\|_{\infty} = \max_{\omega} |S(j\omega)| < 2 \quad (10)$$

Esto equivale en el diagrama de bode de S , que si hay un pico mayor de 6 dB existe baja robustez. En la [Tabla 5](#) se muestra la robustez de los dos controladores.

Tabla 5. Robustez mediante $\|S\|_{\infty}$

$\ S\ _{\infty}$	ADRC	Loop - Shaping
S_1 de Motor Carrera Larga	1.35	1.86
S_2 de Motor Carrera	1.35	1.85

Se realizan simulaciones en el dominio del tiempo basado en el diagrama de bloque de lazo cerrado (Fig. 5), aplicando una concatenación de puntos de polinomios de Bézier de un intervalo por puntos de 0.7 s y un recorrido por intervalo de 90 mm para el M_{rl} y 4mm para el M_{rc} de referencia (r), el recorrido para el motor de carrera

larga (y_1) tiene una amplitud máxima de 275mm y para la carrera corta (y_2) de 12mm, mientras que en d se inyectan perturbaciones como ruido y los efectos de cables de los motores, además de implementar un control por precompensación (C_{fw}), el inverso de la planta ($C_{fw} = ms^2r$), este no afecta la estabilidad del sistema pero ayuda a la precisión del seguimiento de la referencia. Se comprueba el seguimiento de las trayectorias deseadas y_{1d} y y_{2d} (Fig. 10) y se verifica si los errores de seguimiento (e_1 carrera larga y e_2 carrera corta) (Fig. 11) se encuentran en el orden de los micrómetros (μm).

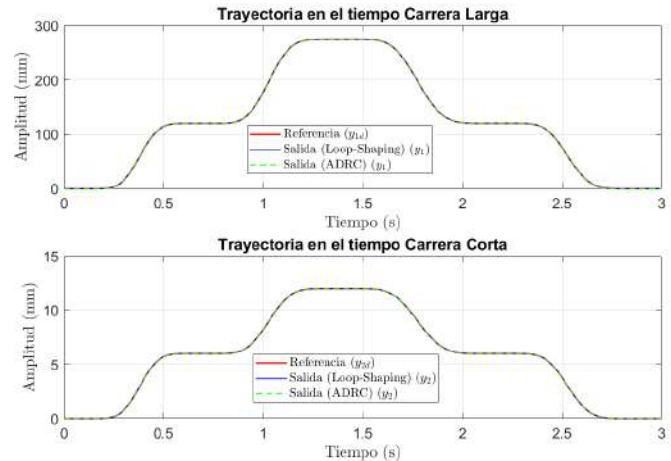


Fig. 10. Seguimiento de trayectoria

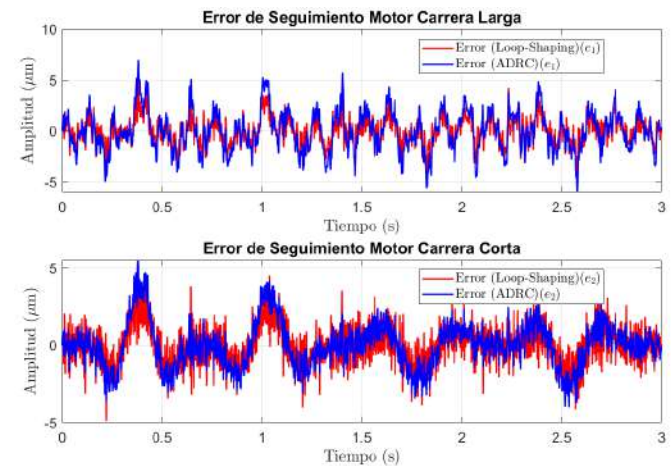


Fig. 11. Error de trayectoria

Para el análisis de criterio de desempeño se halla la norma L_2 para el error que se acumula a lo largo del tiempo (11) y el Error Cuadrático Medio (MSE por sus siglas en inglés) que cuantifica la diferencia entre la referencia y la trayectoria (12). Los resultados para criterio de desempeño tanto para el control por ADRC como por Loop-Shaping se muestran en la [Tabla 6](#).

$$\|e\|_2 = \sqrt{\sum_{k=1}^N \|e_k\|_2^2 \cdot \Delta t} \quad (11)$$

$$MSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n e^2} \quad (12)$$

Tabla 6. Error en Estado Estacionario y Transitorio

	ADRC		Loop-Shaping	
	Norma L_2	MSE	Norma L_2	MSE
M_{cl}	2.96×10^{-6}	3.68×10^{-12}	2.88×10^{-6}	1.95×10^{-12}
M_{cc}	3.59×10^{-6}	2.14×10^{-12}	3.37×10^{-6}	1.72×10^{-12}

5. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta una metodología integral para la identificación y control de motores lineales. A partir del análisis por EF se identificaron las frecuencias naturales relevantes del sistema, información necesaria para fijar el límite de ancho de banda en el diseño de los controladores y evitar así la excitación de los modos flexibles.

A partir de esta caracterización, se diseña un control ADRC, que permite una estimación activa de perturbaciones sin requerir un modelo exacto del sistema. Se ha comparado el desempeño de este control respecto a un control por Loop-Shaping aplicados a sistemas de alta precisión, evaluando su capacidad para mantener estabilidad, precisión, robustez y rechazo a perturbaciones externas. El análisis comparativo entre los controladores diseñados permite establecer las siguientes conclusiones técnicas:

- En cuanto al ancho de banda (Fig. 8), en el caso de ADRC es un poco mayor, lo que implica una respuesta más rápida en cuanto a presencia de perturbaciones.
- Los dos sistemas son estables (Fig. 9), pero para el control ADRC el margen de fase y ganancia es mayor respecto a un control por Loop-Shaping, lo cual le confiere mayor estabilidad y robustez ante perturbaciones externas.
- El análisis de las funciones de S y T evidencia el clásico efecto de cama de agua (waterbed effect): al mejorar el rechazo de perturbaciones en ciertas frecuencias (reducción de S), se afecta la función T , lo cual se manifiesta de manera distinta en cada estrategia de control, en cuanto al caso de control ADRC es más robusto (Tabla 5), debido a que el pico máximo de S es menor respecto al de control Loop-Shaping (Fig. 9), lo que conlleva a un mayor rechazo de perturbaciones apreciado en el error de seguimiento (Fig. 11).
- Ambos controladores ofrecen un rendimiento muy parecido en cuanto a error en estado estacionario y su error de seguimiento se encuentra en el orden de los micrómetros (Tabla 6).

En particular, el control ADRC presenta un desempeño más robusto frente a incertidumbres y perturbaciones externas, mientras que Loop-Shaping ofrece una solución más fácil de sintonizar con buenas prestaciones y un menor error de seguimiento.

Como trabajo a futuro se propone la implementación de hardware en tiempo real, comparar la técnica de identificación mediante EF con otras técnicas de modelos

no paramétricos de identificación por datos en forma de función de transferencia en frecuencia y evaluar el comportamiento del sistema a altas aceleraciones.

REFERENCES

- [1] S. Kiranlal, V. M. Brathikan, B. Anandh, *et al.*, *A Review on Electrical and Electronics Part of 3D Printer*, IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, vol. 1246, no. 1, p. 012033, 2022. doi: [10.1088/1757-899X/1246/1/012033](https://doi.org/10.1088/1757-899X/1246/1/012033)
- [2] N. G. Dagalakis and D. Tsai, *High Precision Linear Positioning Using Dual Stage Actuation*, Precision Engineering, vol. 32, no. 3, pp. 195–206, 2008. doi: [10.1016/j.precisioneng.2007.07.003](https://doi.org/10.1016/j.precisioneng.2007.07.003)
- [3] Gert Witvoet, *Frequency Response Measurements*, Lecture Slides, University of Technology Eindhoven, September 2020. https://pure.tue.nl/ws/portalfiles/portal/169411053/Slides4_Frequency_Response_Measurements.pdf
- [4] H. Sira-Ramírez, B. Gomez-León, M. A. Aguilar-Orduña, and E. W. Zurita-Bustamante, “Equivalence between Reduced Order Extended State Observer based Active Disturbance Rejection Control and Disturbance Observers Based control schemes,” in *Proc. IEEE Conf. on Control Technology and Applications (CCTA)*, San Diego, CA, USA, Aug. 2021, doi: [10.1109/CCTA48906.2021.9658779](https://doi.org/10.1109/CCTA48906.2021.9658779).
- [5] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, “From flatness, GPI observers, GPI control and flat filters to observer-based ADRC,” *European Journal of Control**, vol. 16, pp. 249–260, 2018. Published online: Nov. 9, 2018.
- [6] Katsuhiko Ogata, *Ingeniería de Control Moderno*, 3ª edición, Prentice Hall, México, 1998.
- [7] T. Oomen, *Learning for Advanced Motion Control*. Eindhoven University of Technology, 2020.
- [8] T. Oomen and M. Steinbuch, “Model-based control for high-tech mechatronic systems,” in M. Indri and R. Oboe (Eds.), *Mechatronics and Robotics: New Trends and Challenges*, CRC Press, 2020, pp. 1–30.
- [9] H. Butler, “Position Control in Lithographic Equipment – An Enabler for Current-Day Chip Manufacturing,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 31, no. 5, pp. 28–47, Oct. 2011.
- [10] T. Oomen, “Advanced Motion Control for Precision Mechatronics: Control, Identification, and Learning of Complex Systems,” *IEEE Journal of Industry Applications**, vol. 7, no. 2, pp. 127–140, 2018. doi: [10.1541/ieejia.7.127](https://doi.org/10.1541/ieejia.7.127).
- [11] Rob Munnig Schmidt, Georg Schitter, and Jan van Eijk. *The Design of High Performance Mechatronics*. Delft University Press, Delft, The Netherlands, 2011.
- [12] Andrew J. Fleming and Kam K. Leang. *Design, Modeling and Control of Nanopositioning Systems*. Springer, 2014.
- [13] Wodek K. Gawronski. *Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures*. Springer, New York, NY, USA, 2004.