

# Discrete implementation of an extended state observer for a Laser Beam System (LBS): simulations and experimental results<sup>\*</sup>

R. I. Vásquez-Cruz,<sup>\*</sup> J. F. Guerrero-Castellanos,<sup>\*</sup>  
E. Castellanos-Velasco.<sup>\*</sup>

*<sup>\*</sup> Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP),  
Facultad de Ciencias de la Electrónica, Puebla, México  
(e-mail: vc223470452@alm.buap.mx).*

---

## Abstract:

This paper explores the discrete implementation of an Extended State Observer (ESO) for a Laser Beam Stabilization (LBS) system, presenting both simulation and experimental results. The study compares a conventionally discretized ESO with a predictor-corrector ESO within a PD control scheme, aiming to reject disturbances and improve real-time performance. The predictor-corrector ESO demonstrates superior disturbance estimation and compensation capabilities, significantly enhancing the precision of laser beam positioning. This implementation lays the groundwork for integrating Active Disturbance Rejection Control (ADRC) with Model Predictive Control (MPC) in a modular approach for advanced optomechatronic systems.

*Keywords:* LBS system, Extended State Observer (ESO), Active Disturbance Rejection Control (ADRC), real-time performance, opto mechatronics.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

El láser es un dispositivo óptico que genera un haz coherente y altamente dirigido mediante la emisión estimulada de radiación, donde átomos o moléculas producen fotones con la misma fase y dirección de propagación (Kannatey-Asibu, 2023). En la actualidad, en diversos campos y aplicaciones que requieren láseres de alta precisión y estabilidad, como comunicaciones ópticas, energía dirigida, cirugía, procesos industriales, astronomía, entre otros, los sistemas de control dedicados a la estabilización y posicionamiento del haz láser (Laser Beam Stabilization, LBS) son altamente relevantes (Quanser, 2010; Alizadegan et al., 2018; Deng et al., 2020). Estos sistemas son imprescindibles para garantizar el funcionamiento óptimo y la eficiencia de una amplia gama de dispositivos y procesos que dependen de la manipulación precisa de sistemas ópticos adaptativos (Kim et al., 2004).

En sistemas donde es crucial regular y seguir con precisión la posición y dirección del haz láser, surge un desafío considerable. Esta tarea implica manejar la trayectoria del haz en tiempo real de manera efectiva, ajustándola según las exigencias específicas del sistema. Frecuentemente, las perturbaciones generadas por factores externos, como el movimiento o la vibración de la plataforma donde está instalado el sistema (producidas por ventiladores, bombas de agua, pasos, entre otros ejemp-

los), introducen señales de baja frecuencia en las mediciones. Asimismo, la temperatura puede afectar dispositivos críticos como los amplificadores de potencia, cuyos errores tienden a variar más lentamente debido a su sensibilidad térmica (Quanser, 2010; Deng et al., 2020). Estas perturbaciones dinámicas modifican el comportamiento del sistema, afectando negativamente la precisión de la posición del haz láser (Kim et al., 2004). Además, en aplicaciones de alta precisión el acoplamiento entre componentes mecánicos, las variaciones en la alimentación del actuador y la incertidumbre en los parámetros influyen en la capacidad para lograr un control robusto de la posición y velocidad del sistema servo actuado (Tran and Hwang, 2020).

En las últimas décadas, la investigación ha profundizado en el diseño y evaluación de esquemas de control para servosistemas, como el propuesto en este trabajo. Ejemplos de ello incluyen el control adaptativo (Kim et al., 2004; Pérez Arancibia, 2006), el método de ponderación de frecuencias (Perez-Arancibia et al., 2009), el controlador basado en PID (Landolsi et al., 2011), el control PID de orden fraccionario (Al-Alwan et al., 2017), enfoques  $H_\infty$  (Martinez et al., 2009; Alizadegan et al., 2018), el control de resonancia integral (Yue and Song, 2015), el control no lineal basado en contracción (Gonzalez-Romeo et al., 2020), el control por rechazo activo de perturbaciones (Guerrero-Castellanos and González-Romeo, 2021), y métodos similares.

---

<sup>\*</sup> El primer autor agradece la beca de maestría otorgada por el CONAHCyT, México.

El ADRC, o Control por Rechazo Activo de Perturbaciones, es una técnica bien establecida en el control de sistemas. Su objetivo principal consiste en estimar con precisión la parte desconocida de la dinámica del sistema y luego neutralizar sus efectos mediante una ley de control con un esfuerzo de cancelación adecuado (Feng and Guo, 2017). El Observador de Estado Extendido (ESO), elemento principal en el ADRC, suele diseñarse con un enfoque continuo para posteriormente discretizarse mediante métodos como la aproximación de Euler (Li et al., 2018). El presente trabajo propone la implementación experimental, sobre una plataforma de estabilización de haz láser, de un ESO diseñado en tiempo discreto con un esquema predictor-corrector, conocido en la literatura como *observador actual* (Herbst, 2013; Miklosovic et al., 2006).

De aquí en adelante, el artículo se organiza como: En la Sección 2 se describe la teoría elemental del ADRC y su discretización e implementación convencional, así como la propuesta. En la Sección 3 se propone el esquema de control y se expone el modelo matemático del sistema LBS. En la Sección 4 se describe brevemente las simulaciones realizadas. En la Sección 5 se muestran los resultados experimentales. Y en la Sección 6 se determinan las conclusiones de los resultados experimentales.

## 2. PRELIMINARES

### 2.1 Observador Proporcional Integral Generalizado

Definiendo:  $y_1 = y$ ,  $y_2 = \dot{y}$ ,  $\dots$ ,  $y_n = y^{(n-1)}$ , se obtiene el siguiente modelo (en variables de estado) del ultramodelo global de un sistema no lineal incierto (Sira-Ramírez et al., 2017),

$$\begin{aligned} \dot{y}_j &= y_{j+1}, \quad j = 1, \dots, n-1 \\ \dot{y}_n &= \beta(t, y_1)u + \xi(t). \end{aligned} \quad (1)$$

Se propone el siguiente observador Generalizado Proporcional Integral (GPI) para las variables de fase  $\{y_1, y_2, \dots, y_n\}$  asociadas con la salida  $y$ . Este observador está caracterizado por los estados estimados  $\hat{y}_1, \dots, \hat{y}_n$ , y se complementa con inyecciones de integrales iteradas del error de estimación de salida, representadas por las variables  $z_1$ . Se tiene

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}}_1 &= \hat{y}_2 + \lambda_{n+m-1}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{\hat{y}}_j &= \hat{y}_{j+1} + \lambda_{n+m-j}(y_j - \hat{y}_j), \quad j = 2, \dots, n-1 \\ \dot{\hat{y}}_n &= \beta(t, y_1)u + z_1 + \lambda_m(y_n - \hat{y}_n) \\ \dot{z}_1 &= z_2 + \lambda_{m-1}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{z}_i &= z_{i+1} + \lambda_{m-i}(y_i - \hat{y}_i), \quad i = 2, \dots, m-1 \\ \dot{z}_m &= \lambda_0(y_1 - \hat{y}_1) \end{aligned} \quad (2)$$

Haciendo el error de estimación de salida,  $e_y$ , como  $e_y = e_1 = y_1 - \hat{y}_1 = y - \hat{y}_1$  con  $e_2 = y_2 - \hat{y}_2$ , etc.,

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 - \lambda_{n+m-1}e_1 \\ \dot{e}_j &= e_{j+1} - \lambda_{n+m-j}e_j, \quad j = 2, \dots, n-1 \\ \dot{e}_n &= \xi(t) - z_1 - \lambda_m e_1 \\ \dot{z}_1 &= z_2 + \lambda_{m-1}e_1 \\ \dot{z}_i &= z_{i+1} + \lambda_{m-i}e_1, \quad i = 2, \dots, m-1 \\ \dot{z}_m &= \lambda_0 e_1 \end{aligned} \quad (3)$$

El error de estimación,  $e_y = e_1$ , satisface, después de eliminar todas las variables  $z$ , la siguiente ecuación diferencial lineal perturbada de orden  $n + m$ ,

$$e_y^{(n+m)} + \lambda_{n+m-1}e_y^{(n+m-1)} + \dots + \lambda_1 \dot{e}_y + \lambda_0 e_y = \xi^{(m)}(t) \quad (4)$$

*Theorem 1.* Supóngase que todas las hipótesis anteriores son válidas. Escogiendo los coeficientes  $\lambda_j$ ,  $j = 0, 1, \dots, n + m - 1$ , del polinomio característico en la variable compleja  $s$

$$p_o(s) = s^{n+m} + \lambda_{n+m-1}s^{n+m-1} + \dots + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (5)$$

de tal forma que, para un número real suficientemente grande  $N > 0$ , el polinomio  $p_o(s)$  exhibe todas sus raíces a la izquierda de la línea  $\{s \in \mathbb{C} | \Re(s) \leq -N\}$ , en el plano complejo  $\mathbb{C}$ . Entonces, las trayectorias del error de estimación,  $e_y(t)$ , y de sus derivadas temporales,  $e_y^{(j)}(t)$ ,  $j = 1, \dots, n + m - 1$ , convergen globalmente hacia una esfera,  $S(0, \rho)$ , centrada en el origen del espacio de fase  $\{e_y, \dot{e}_y, \dots, e_y^{(n+m-1)}\}$ , de radio  $\rho$  tan pequeño como sea necesario, donde permanecen definitivamente acotadas. A mayores valores de  $N$ , más pequeño el radio de la esfera  $S(0, \rho)$ . En forma similar, la variable  $z_1$  y sus derivadas temporales,  $z_j$ ,  $j = 1, \dots, m$ , siguen arbitrariamente de cerca la función desconocida del tiempo,  $\xi(t)$ , y sus derivadas temporales  $\xi^{(j)}(t)$ ,  $j = 1, \dots, m$ .

### 2.2 Observador GPI para sistemas de segundo orden

Se considera una planta general de segundo orden donde  $u$  e  $y$  son la entrada y la salida, respectivamente, y  $b$  es una constante, de la siguiente manera:

$$\ddot{y}(t) = \phi(y, \dot{y}, t) + d(t) + bu(t). \quad (6)$$

Al integrar la dinámica interna  $\phi(y, \dot{y}, d, t)$  con una perturbación externa  $d$  para crear una perturbación generalizada  $\xi(y, \dot{y}, d, t)$ , el sistema puede reescribirse en la forma

$$\ddot{y}(t) = \xi(y, \dot{y}, d, t) + bu(t). \quad (7)$$

La expresión (7) se conoce comúnmente como el *ultramodelo global* de (6) (Sira-Ramírez et al., 2017).

Reescribiendo la ecuación diferencial (7) en su representación matricial en el espacio de estados, tal que

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + b \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \xi(\cdot), \quad (8)$$

donde  $\mathbf{x}(t) = (x_1 \ x_2)^\top$  con  $x_1 = y$  y  $x_2 = \dot{y}$ , es posible proponer un observador de estado extendido que permita la estimación de estados no medidos, como  $x_2$  en este caso, y la perturbación, escribiéndolo como

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}}(t) + b \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}} u(t) + \underbrace{\begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{pmatrix}}_{\mathbf{L}} (y(t) - \hat{x}_1(t)), \quad (9)$$

donde  $\hat{\mathbf{x}}(t) = (\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \hat{\xi})^\top$ .

La selección del conjunto de parámetros de diseño del observador propuesto  $\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$  puede establecerse según el polinomio característico con una dinámica de error de observación inyectada deseada, que sea no perturbada y estable asintóticamente de manera exponencial. Para los

parámetros estrictamente positivos adecuados  $\zeta_o$ ,  $\omega_o$  y  $p_o$ , este polinomio puede expresarse en la forma

$$\det(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})) = \left(s^2 + 2\zeta_o \left(\frac{\omega_o}{\varepsilon}\right) s + \left(\frac{\omega_o}{\varepsilon}\right)^2\right) \left(s + \frac{p_o}{\varepsilon}\right), \quad (10)$$

donde  $\varepsilon$  es un parámetro pequeño que confiere un carácter de alta ganancia al diseño del Observador de Estado Extendido (ESO) (Sira-Ramírez et al., 2017). De este modo, se tiene que las ganancias del observador están dadas por

$$\lambda_1 = \frac{2\zeta_o\omega_o + p_o}{\varepsilon}, \quad \lambda_2 = \frac{2\zeta_o\omega_o p_o + \omega_o^2}{\varepsilon^2}, \quad \lambda_3 = \frac{\omega_o^2 p_o}{\varepsilon^3}. \quad (11)$$

### 2.3 Control Discreto por Rechazo Activo de Perturbaciones

Se espera que las aplicaciones típicas del mundo real de un controlador integrado con un observador de estado, como el propuesto por el enfoque ADRC, operen en tiempo discreto, por ejemplo, utilizando un microcontrolador. Por ello es necesario abordar la herramienta desarrollada desde el dominio discreto.

Es posible discretizar el observador (9) a través de un retenedor de orden cero (ZOH) con un tiempo de muestreo  $T_s$ , para obtener el par de matrices

$$\Phi = e^{\mathbf{A}T_s}, \quad \Gamma = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\theta} d\theta \mathbf{B}. \quad (12)$$

El método convencional para un observador en tiempo discreto implica utilizar la medición de la salida actual para calcular el estado futuro, de la forma

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \Phi \hat{\mathbf{x}}_k + \Gamma u_k + \mathbf{L}_p (y_k - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}_k). \quad (13)$$

A este observador se le denomina *observador predictor*. Desde otra perspectiva, se calcula la salida del controlador alimentado por una estimación obtenida de la salida medida en el anterior tiempo de muestreo (Miklosovic et al., 2006). Esto implica que el valor actual del control no depende del valor más reciente de la observación y, por lo tanto, podría no ser tan preciso como debería. En muchos sistemas, sin embargo, el tiempo de cálculo requerido para evaluar la ecuación (13) es bastante corto en comparación con el período de muestreo, y el retraso de casi un ciclo entre la medición y el momento adecuado para aplicar el cálculo de control resultante representa un desperdicio innecesario. Así que es beneficioso desarrollar una formulación diferente para el estimador que ofrezca una estimación actual  $\hat{\mathbf{x}}_k$  utilizando la medición presente  $y_k$ . Es posible proponer un observador de estado extendido discreto de la forma (14), considerando una parte de predicción y corrección para mitigar retrasos inherentes a la implementación (Franklin et al., 2022). El observador propuesto está dado por la expresión

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\Phi - \mathbf{L}_c \mathbf{C} \Phi) \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + (\Gamma - \mathbf{L}_c \mathbf{C} \Gamma) u_{k-1} + \mathbf{L}_c y_k, \quad (14)$$

donde la relación que existe entre  $\mathbf{L}_p$  y  $\mathbf{L}_c$  está dada por

$$\mathbf{L}_p = \Phi \mathbf{L}_c. \quad (15)$$

Para simplificar, el vector de ganancia del estimador actual  $\mathbf{L}_c$  se determina colocando los polos de la ecuación

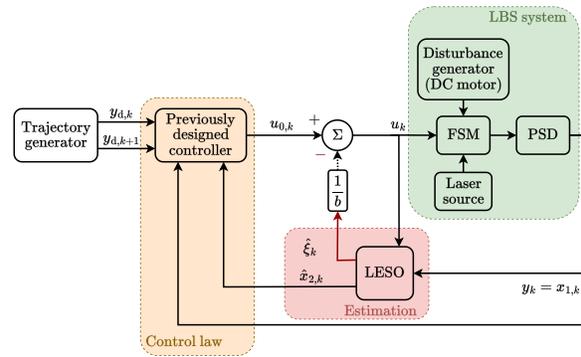


Fig. 1. Esquema general de un ADRC para sistemas de segundo orden: Un controlador genérico alimentado por la salida medida y la estimación de la velocidad del ESO discreto, que también compensa la perturbación

característica discreta en una única ubicación corroborando que se encuentren dentro del círculo unitario del plano  $z$ ,

$$\det(z\mathbf{I} - (\Phi - \mathbf{L}_c \mathbf{C} \Phi)) = (z - z_d)^3. \quad (16)$$

A su vez, la relación entre los polos del estimador discreto y los polos del observador continuo se expresa como

$$z_d = \exp(-\omega_o T_s / \varepsilon). \quad (17)$$

Entonces, para la ecuación (14), las matrices se definen como

$$\Phi = \begin{pmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (18)$$

$$\Gamma = b \begin{pmatrix} T_s^2/2 \\ T_s \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (19)$$

$$\mathbf{C} = (1 \ 0 \ 0), \quad (20)$$

y

$$\mathbf{L}_c = \begin{pmatrix} 1 - z_d^3 \\ \frac{3}{2T_s} (1 - z_d)^2 (1 + z_d) \\ \frac{1}{T_s^2} (1 - z_d)^3 \end{pmatrix}. \quad (21)$$

### 3. ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

Se propone el esquema de control mostrado en la Fig. 1. El bloque del observador es el diferenciador: por un lado se probará al esquema con un observador de estado extendido (ESO) diseñado en tiempo continuo y discretizado para implementarse de la forma (13), y por el otro, se probará el ESO actual expresado en (14).

El controlador es descrito como

$$u_0 = \frac{1}{b} (K_p (y_{\text{ref}} - x_1) + K_d (\dot{y}_{\text{ref}} - \hat{x}_2) + \ddot{y}_{\text{ref}}) \quad (22)$$

y es sintonizado como propone Sira-Ramírez et al. (2017) y Herbst (2013). Se omite el término  $\ddot{y}_{\text{ref}}$  en la implementación del ESO predictor-corrector.

### 3.1 Modelo matemático del Estabilizador de Haz Láser (LBS)

El LBS consiste en un sistema optomecánico acoplado a un espejo de dirección rápida (FSM, por las siglas de Fast Steering Mirror), al cual se aplica un voltaje de corriente continua, provocando un cambio en la posición angular del espejo. Es posible describir la dinámica de un espejo de direccionamiento rápido actuado por una bobina de voz con el sistema de ecuaciones (23) (Isermann, 2003).

$$\Sigma_{\text{FSM}} : \begin{cases} u = Ri(t) + \frac{d}{dt}\Psi(i, \theta), \\ \Psi = L(i, \theta)i, \\ \Gamma_m = c_\gamma i(t), \\ \Gamma_m(i, \theta) = J\ddot{\theta} + F_v\dot{\theta} + F_o \text{sign}(\dot{\theta}) \end{cases} \quad (23)$$

Dado que la respuesta eléctrica es significativamente más rápida que la respuesta mecánica, se pueden omitir las dinámicas de la corriente eléctrica, haciendo que el par de salida del solenoide (la bobina de voz) sea proporcional a la entrada de voltaje  $u(t)$ . Manipulando las ecuaciones del sistema (23) se puede describir una ecuación en función del desplazamiento angular del FSM de la forma

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{c_\gamma}{RJ}u(t) - \frac{F_v}{J}\dot{\theta}(t) - \frac{F_o}{J}\text{sign}(\dot{\theta}(t)) + w(t), \quad (24)$$

donde  $w$  representa las perturbaciones externas variantes en el tiempo a las que se puede someter el sistema.

### 3.2 Ultramodelo

Sea  $y = \theta(t)$  la salida medible del sistema FSM, es posible reescribir la ecuación (24) como

$$\ddot{y}(t) = \frac{c_\gamma}{RJ}u(t) - \frac{F_v}{J}\dot{y}(t) - \frac{F_o}{J}\text{sign}(\dot{y}(t)) + w(t). \quad (25)$$

Con (25) se muestra que es posible representar el modelo del sistema (23) en función de su salida.

Con el objetivo de simplificar el diseño de control, se propone una nueva variable variante en el tiempo que contenga la no linealidad del modelo, un término que no se desea contemplar, y la perturbación externa, de la forma  $\xi(t, \dot{y}) = -a\dot{y}(t) - \frac{F_o}{J}\text{sign}(\dot{y}(t)) + w(t)$ , donde  $a = \frac{F_v}{J}$ . Por otro lado, se propone el cambio de variable  $x_1(t) = y(t)$ , y  $x_2(t) = \dot{y}(t)$  para obtener la representación en espacio de estados de la ecuación diferencial (25) considerando la simplificación propuesta, tal que

$$\Sigma_{\text{um}} : \begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = bu(t) + \xi(t) \end{cases} \quad (26)$$

Sea  $\mathbf{x} = (x_1 \ x_2)^\top$  se puede expresar (26) como

$$\Sigma_{\text{uss}} : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + b \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \xi(t), \\ y(t) = (1 \ 0) \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (27)$$

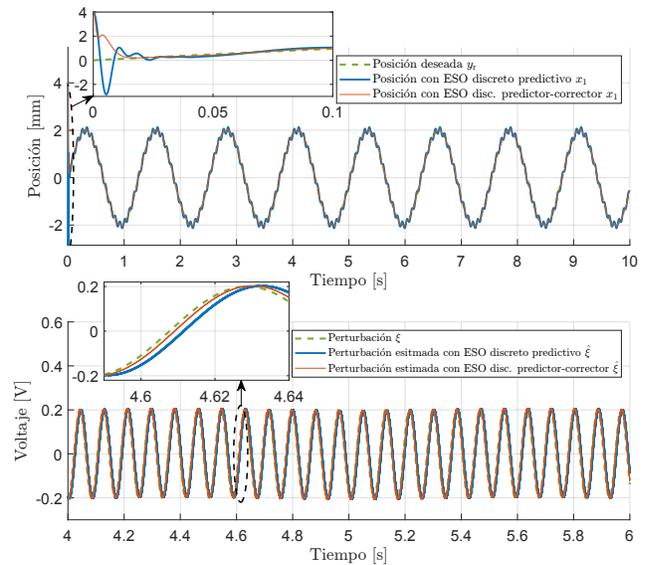


Fig. 2. Resultados numéricos del seguimiento de trayectoria de un controlador PD con un observador de estado extendido disc. predictivo y disc. predictor-corrector

### 3.3 Observador de Estado Extendido

Dado el sistema (27) se propone extender el estado original como  $\mathbf{x} = (x_1 \ x_2 \ \xi)^\top$ , el cual genera el nuevo sistema extendido dado por

$$\Sigma_{\text{ess}} : \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + b \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \dot{\xi}(t), \\ y(t) = (1 \ 0 \ 0) \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (28)$$

del cual se puede proponer un ESO de la forma (9).

## 4. SIMULACIONES

El esquema propuesto se simuló en MATLAB/Simulink. Se consideró una  $b = K/\tau$ , con  $K = 2200 \text{ mmVs}$  y  $\tau = 0.005 \text{ s}$ , y un tiempo de muestreo de  $T_s = 0.1 \text{ ms}$  (Quanser, 2010, 2021), y  $\varepsilon = 0.001$ , con  $\omega_o = 1.5 \text{ rad/s}$  y  $\zeta_o = 1$  para los observadores. Para la comparación, se diseñó un controlador PD ( $K_p = 270 \cdot 10^3$ ,  $K_d = 1 \cdot 10^3$ ). Como señal de referencia se utilizó una senoide con una amplitud de 2 mm y una frecuencia de 5 rad/s. La perturbación se representó como un voltaje de entrada con una amplitud de 0.2 V y una frecuencia de 75 rad/s.

Se ejecutaron 20 segundos de simulación, y se calcularon los índices de desempeño (ISE) de ambos esquemas, como se muestra en la tabla 1. A su vez, se graficaron las posiciones del haz láser y sus estimaciones de la perturbación en la Fig. 2.

Controlador con ESO predictor	0.415056
Controlador con ESO predictor-corrector	0.207453

Table 1. Comparación de índice de desempeño ISE para el seguimiento de trayectoria con perturbación en simulación



Fig. 3. Sistema LBS: Fotografía de vista superior del sistema estabilizador de haz láser (LBS) de Quanser

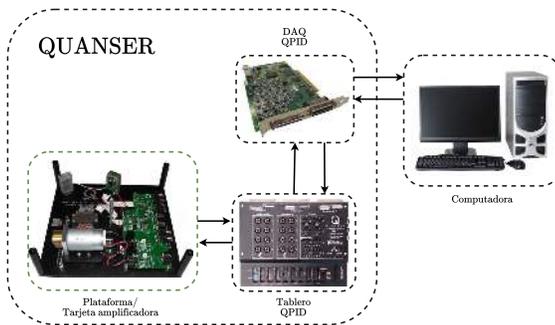


Fig. 4. Esquema de plataforma experimental LBS Quanser

## 5. IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL

Este trabajo utiliza un sistema experimental de Quanser (2010), donde un espejo de dirección rápida (FSM) está montado en una plataforma móvil lineal con un motor de corriente continua y una carga asimétrica para generar vibraciones. La plataforma, conectada a un resorte, se mueve linealmente debido a las vibraciones inducidas por la carga y la fuerza del resorte (ver Figura 3). Estas vibraciones afectan la posición del FSM y emulan perturbaciones externas típicas en sistemas de estabilización de haz láser (LBS) montados en plataformas móviles. El desafío de control es regular la posición del haz láser o seguir una trayectoria definida, pese a las perturbaciones externas de media y baja frecuencia que afectan la precisión del posicionamiento.

### 5.1 Plataforma de implementación

En la implementación, la posición del haz láser se mide en milímetros usando MATLAB/Simulink y QUARC, que conectan una computadora con el sistema LBS mediante una tarjeta QPIDe (Quanser, 2021). La tarjeta recibe la posición del haz y envía una señal de voltaje para controlar el solenoide, ajustando la posición angular del FSM y la desviación del haz en el PSD. La Figura 4 muestra el diagrama de bloques del sistema LBS y sus interacciones.

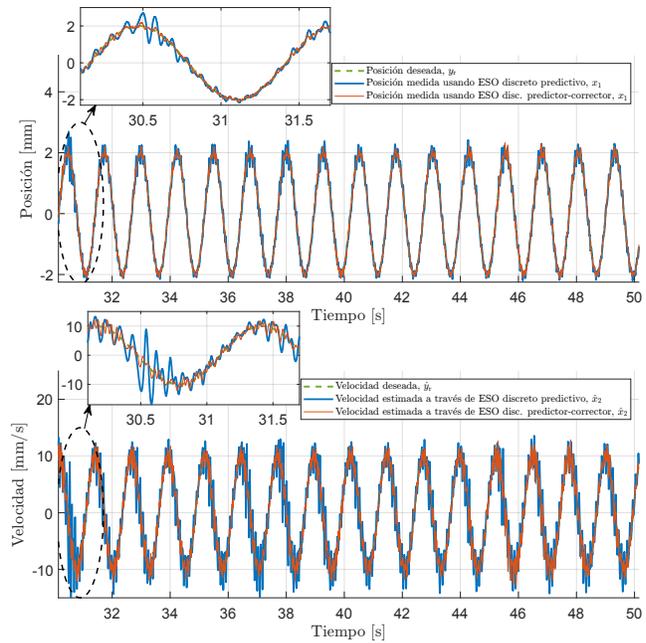


Fig. 5. Resultados experimentales del seguimiento de trayectoria del controlador PD utilizando un observador de estado extendido disc. predictor y disc. predictor-corrector (voltaje del motor generador de perturbación a 1.8 V)

### 5.2 Resultados experimentales

La implementación en tiempo real del esquema del controlador PD y de los observadores de estado extendido (13) y (14) se llevaron a cabo para demostrar las capacidades de estimación y compensación de los observadores en línea en un entorno físico. Además, se implementó un control PID sintonizado como lo marcan Gonzalez-Romeo et al. (2020) y Quanser (2010) para compararlo con los enfoques anteriormente mencionados. Se empleó un tiempo de muestreo de  $T_s = 0.1$  ms, con una señal de referencia sinusoidal  $y_r$  de amplitud 2 mm y frecuencia de 5 rad/s. El motor que induce perturbaciones se accionó con una entrada de 1.8 V.

En la figura 5 se puede observar el comportamiento de la posición y la velocidad del LBS con los observadores propuestos (intervalo 30-50 segundos). A su vez, se puede ver en la tabla 2 cómo el error integral cuadrático (ISE) del esquema con el ESO predictor-corrector es una tercera parte del obtenido con el esquema con el ESO predictivo, y una quinta parte del controlador PID (intervalo 0-50 segundos). El error de los enfoques ADRC se puede visualizar en la figura 6.

Controlador PID	1.571196
Controlador con ESO predictivo	0.942139
Controlador con ESO predictor-corrector	0.317621

Table 2. Comparación de índice de desempeño ISE para el seguimiento de trayectoria con perturbación en tiempo real

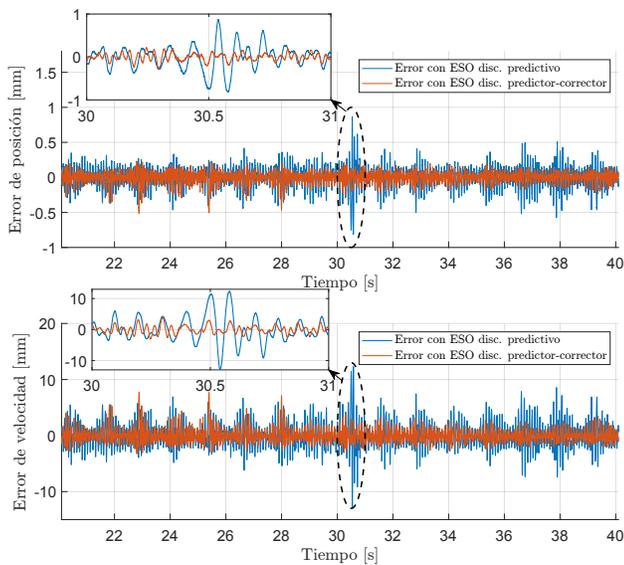


Fig. 6. Resultados experimentales del seguimiento de trayectoria del controlador PD con un ESO disc. predictor y disc. predictor-corrector

## 6. CONCLUSIONES

La implementación discreta del Observador de Estado Extendido (ESO) predictor-corrector mejora significativamente la estimación y compensación de perturbaciones en el sistema de estabilización de haz láser (LBS), superando al ESO discreto convencional, con una diferencia de coste computacional mínima. Sentar una buena base en la implementación de observadores discretos permitirá en trabajos futuros integrar el Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC) con controladores como el predictivo (MPC) en sistemas optomecatrónicos avanzados en tiempo real.

## ACKNOWLEDGEMENTS

A mis mentores por el apoyo y tiempo invertido en la revisión de la redacción, simulación e implementación de los experimentos que se han reportado.

## REFERENCES

Al-Alwan, A., Guo, X., N'Doye, I., and Laleg-Kirati, T.M. (2017). Laser beam pointing and stabilization by fractional-order pid control: Tuning rule and experiments. In *2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*. IEEE.

Alizadegan, A., Zhao, P., Nagamune, R., and Chiao, M. (2018). Robust  $H_\infty$  control of miniaturized optical image stabilizers against product variabilities. *Control Engineering Practice*, 80, 70–82.

Deng, J., Xue, W., Zhou, X., and Mao, Y. (2020). On disturbance rejection control for inertial stabilization of long-distance laser positioning with movable platform. *Measurement and Control*, 53(7–8), 1203–1217.

Feng, H. and Guo, B.Z. (2017). Active disturbance rejection control: Old and new results. *Annual Reviews in Control*, 44, 238–248.

Franklin, G., Powell, J., and Workman, M. (2022). *Digital Control of Dynamic Systems-Third Edition*. Ellis-Kagle Press.

Gonzalez-Romeo, L.L., Reyes-Baez, R., Guerrero-Castellanos, J.F., Jayawardhana, B., Cid-Monjaraz, J.J., and Felix-Beltran, O.G. (2020). Contraction-based nonlinear controller for a laser beam stabilization system using a variable gain. *IEEE Control Systems Letters*, 5(3), 761–766.

Guerrero-Castellanos, J.F. and González-Romeo, L.L. (2021). Sistema de control de posición mediante rechazo activo de perturbaciones para sistemas ópticos láser. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 19(1), 61–73.

Herbst, G. (2013). A simulative study on active disturbance rejection control (adrc) as a control tool for practitioners. *Electronics*, 2(3), 246–279.

Isermann, R. (2003). *Mechatronic Systems*. Springer, London, England.

Kannatey-Asibu, E. (2023). *Principles of Laser Materials Processing: Developments and Applications*. Wiley.

Kim, B.S., Gibson, S., and Tsao, T.C. (2004). Adaptive control of a tilt mirror for laser beam steering. In *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. IEEE.

Landolsi, T., Dhaouadi, R., and Aldabbas, O. (2011). Beam-stabilized optical switch using a voice-coil motor actuator. *Journal of the Franklin Institute*, 348(1), 1–11.

Li, J., Xia, Y., Qi, X., and Wan, H. (2018). On convergence of the discrete-time nonlinear extended state observer. *Journal of the Franklin Institute*, 355(1), 501–519.

Martinez, J.J., Sename, O., and Voda, A. (2009). Modeling and robust control of blu-ray disc servo-mechanisms. *Mechatronics*, 19(5), 715–725.

Miklošovic, R., Radke, A., and Gao, Z. (2006). Discrete implementation and generalization of the extended state observer. In *2006 American Control Conference*. IEEE.

Perez-Arancibia, N., Gibson, J., and Tsao, T.C. (2009). Frequency-weighted minimum-variance adaptive control of laser beam jitter. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 14(3), 337–348.

Pérez Arancibia, N.O. (2006). Variable-order adaptive control of a microelectromechanical steering mirror for suppression of laser beam jitter. *Optical Engineering*, 45(10), 104206.

Quanser (2010). *Laser beam stabilization instructor manual*. Quanser. Quanser Speciality Experiment Series: LBS Laboratory Workbook.

Quanser (2021). *Qpide data acquisition device*.

Sira-Ramírez, H., Luviano-Juárez, A., Ramírez-Neria, M., and Zurita-Bustamante, E. (2017). *Active Disturbance Rejection Control of Dynamic Systems: A Flatness Based Approach*. Elsevier Inc., Estados Unidos. Publisher Copyright: © 2017 Elsevier Inc. All rights reserved.

Tran, M.S. and Hwang, S.J. (2020). Design and simulation of electromagnetic linear actuators for jet dispensers. *Applied Sciences*, 10(5), 1653.

Yue, Y. and Song, Z. (2015). An integral resonant control scheme for a laser beam stabilization system. In *2015 IEEE International Conference on Information and Automation*. IEEE.