

UN ENFOQUE DE CONTROL DE MOVIMIENTO PARA UN SISTEMA DE TRASLACIÓN DE ROBOTS USADO EN SISTEMAS DE MANUFACTURA FLEXIBLE

Francisco Beltran-Carbajal,
Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de
Energía
México D.F., México
e-mail: fbeltran@correo.azc.uam.mx

Antonio Valderrabano-Gonzalez, Julio Cesar Rosas-Caro
Universidad Panamericana, Campus Guadalajara, Facultad de Ingenierías
Zapopan, Jalisco, México
{avalder,crosas}@up.edu.mx

Irvin Lopez-García, Zeferino Damian-Noriega, Gilberto Alvarez-Miranda
Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, Departamento de
Energía
México D.F., México
e-mail: {ilg,zdn,gdam}@correo.azc.uam.mx

RESUMEN

En este artículo se describe un enfoque de control de movimiento planificado para sistemas de traslación para manipuladores robóticos utilizados en celdas de manufactura flexible. Se aplican las metodologías de control basado en planitud diferencial y rechazo activo de perturbaciones en la síntesis del controlador. El movimiento del sistema electromecánico se regula mediante un motor eléctrico de corriente directa controlado por voltaje de manera eficiente y robusta. Se utiliza la planificación de las trayectorias de movimiento del sistema para evitar picos de voltaje y de corriente, y como consecuencia, reducir el consumo de energía a un mínimo. Polinomios de interpolación de Bézier son utilizados para especificar el movimiento deseado en lazo cerrado del sistema de traslación. Se considera robustez del controlador por realimentación de la salida con respecto a incertidumbre paramétrica. Las perturbaciones se estiman en línea y compensan mediante la acción del control. Resultados de simulación computacional en Matlab muestran la eficiencia del esquema de control de movimiento.

Palabras clave: Transportador lineal de robots, control de movimiento, sistemas de manufactura flexible.

INTRODUCCIÓN

El problema del control de sistemas mecatrónicos que rinden servicio en enclaves industriales productivos, tales como sistemas de traslación (cintas transportadoras) de robot industriales, está caracterizado por dos elementos de naturaleza opuesta: complejidad y sencillez. Estos sistemas son, por lo general, complejos en su naturaleza propia y en su

interrelación con el medio y por otra parte se requiere de esquemas de control sencillos, confiables y eficientes, que permitan regular adecuadamente su comportamiento y operación productiva.

La teoría y la praxis de los esquemas de control automático de nuestros días demandan, en su

formulación teórica, el acopio de toda la información posible acerca del comportamiento del sistema. Esto implica un esfuerzo importante en el desarrollo y utilización de instrumentación especializada, para la implementación correcta del esquema de control propuesto. Esta inversión significativa no siempre está justificada de acuerdo al rendimiento final del sistema diseñado en su incidencia en el producto terminado, y se requiere, por tanto, de esquemas de control más eficientes.

Así, mientras las ventajas de una correcta automatización redundan contundentemente en un ahorro substancial de tiempo y de energía, simultáneamente, la implantación exitosa de diseños de esquemas de regulación y operación automáticos deben enfrentar serias limitantes inherentes a incertidumbres propias del sistema y de su ambiente de trabajo. Mientras es deseable que los mecanismos de regulación y control sean altamente confiables y de naturaleza sencilla, el sistema a diseñarse debe ser capaz de ser efectivo a pesar de las indefiniciones, o incertidumbres de la planta a regularse. Debe, igualmente, enfrentar condiciones de operación no modeladas, o desconocidas. Por lo anterior, el diseño de sistemas de control efectivos para la cadena productiva debe contemplar la robustez y la sencillez como elementos centrales en la caracterización última del desempeño en línea del sistema.

Desde un punto de vista formal, el diseño de los mecanismos de control se lleva a cabo sobre la base de un modelo matemático del sistema que tan solo recoge la descripción parcial del mismo y que en la realidad física está sujeto a influencias externas desconocidas. El objetivo de control que se define para la operación correcta del sistema debe lograrse, entonces, a pesar de las incertidumbres presentes en el modelo del sistema y a pesar de las influencias externas desconocidas, las cuales aparecen como perturbaciones no modeladas de incidencia

directa en la operación de la planta. El diseño de mecanismos de control eficientes que sean capaces de ofrecer un desempeño adecuado ante tales incertidumbres, ha recibido, a lo largo de la historia, nombres muy diferentes: control estocástico, control robusto, control adaptable, control con rechazo de perturbaciones, control robusto a fallas, entre otros.

Por otro lado, existen contribuciones paradigmáticas recientes que abordan este problema de control robusto bastante retador desde un enfoque de rechazo activo de perturbaciones (Han, 2009, Gao, 2006, Li et.al, 2014). En esta metodología novedosa de control las perturbaciones son estimadas y compensadas en tiempo real por el controlador. La idea central es evitar la dependencia de modelos matemáticos detallados de la planta y de las perturbaciones externas, que en principio, son de naturaleza desconocida, para la síntesis de controladores robustos (Zheng & Gao, 2010, Dong, 2007, Guo & Zhao, 2013). En (Li et.al, 2015, Zheng et.al, 2014) se pueden encontrar aplicaciones recientes de la metodología de control por rechazo activo de perturbaciones.

En este artículo se describe de manera sencilla la aplicación de las metodologías de control basado en planitud diferencial (Fliess et.al, 1993) y rechazo activo de perturbaciones para tareas de seguimiento robusto de trayectorias de referencia de posición en sistemas mecatrónicos de traslación para robots industriales, utilizados comúnmente en celdas de manufactura flexible. El movimiento del sistema electromecánico es regulado mediante un motor eléctrico de corriente directa controlado por voltaje de manera eficiente. No obstante, el enfoque de control se puede extender usando motores eléctricos de inducción. Se utiliza la planificación de las trayectorias de movimiento del sistema para evitar picos de voltaje y de corriente, y como consecuencia, reducir el consumo de energía. Polinomios de

interpolación de Bézier son utilizados para especificar el movimiento deseado en lazo cerrado del sistema de traslación. En el proceso de diseño del controlador se considera un modelo matemático simplificado de la dinámica del sistema de traslación del robot con motor de corriente directa y que solamente se dispone de un sensor para la medición de la posición del robot. Las dinámicas no modeladas del motor eléctrico con reductor de velocidad y del sistema de traslación del robot, así como incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas desconocidas pero acotadas, se agrupan como una señal de perturbación variante en el tiempo, la cual es estimada en línea y compensada mediante la acción del control. La señal de perturbación es aproximada localmente mediante una familia de polinomios de Taylor de segundo orden. Entonces, un observador de estado extendido es utilizado para la estimación aproximada en línea de las señales de perturbación, velocidad y aceleración, que se requieren para la implementación del controlador de movimiento del mecanismo de traslación del robot.

Se incluyen algunos resultados en simulación computacional en Matlab para mostrar el desempeño eficiente del esquema de control propuesto, así como la estimación aceptable de la perturbación. Así, el enfoque de control propuesto es una buena opción, pero no la única, para la síntesis de controladores de movimiento para mecanismos de traslación para robots manipuladores usados comúnmente en celdas de manufactura flexible. Algunas de las características atractivas del esquema de control son: un grado de robustez razonable con respecto a incertidumbre paramétrica y perturbaciones externas, así como el uso de un solo sensor de posición y el conocimiento de un valor aproximado de la ganancia de control del sistema.

SISTEMA DE TRASLACIÓN DE ROBOTS

Modelo matemático del sistema de traslación.

Las Figuras 1 (Guo & Zhao, 2013) y 2 muestran configuraciones que se usan comúnmente para desplazar brazos manipuladores robóticos en celdas de manufactura flexibles. En (Tao et.al, 2007, Tao et.al, 2006) se presenta también un ejemplo de modelado y supresión de vibración en un mecanismo de transmisión de movimiento para un robot montado sobre un riel.



Figura 1. Sistema de traslación para robots en celdas de manufactura.



Figura 2. Sistema de traslación de robots sobre un riel usado en celdas de manufactura didácticas.

El movimiento de traslación del robot sobre el transportador lineal se realiza empleando algún motor eléctrico controlado por voltaje. En este sentido, los motores de corriente directa (CD) se han utilizado ampliamente como actuadores en este tipo de sistemas. En este artículo, se considera que el movimiento rotacional del eje de salida del servomotor de CD se transfiere al sistema de traslación a través de un mecanismo de transmisión por banda, como el que se muestra en la Figura 3. No obstante, el esquema de control que se propone en este estudio se puede adaptar y aplicar para diversos mecanismos de transmisión de movimiento.

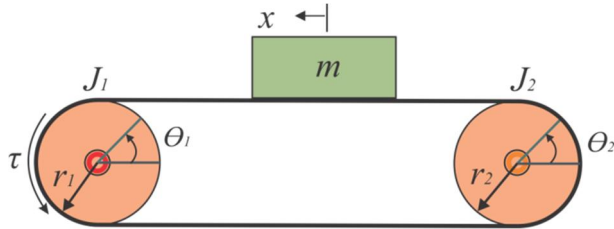


Figura 3. Mecanismo de un sistema de traslación para robots.

El modelo matemático que describe la dinámica del mecanismo del sistema de traslación que se muestra en la Figura 4 está dado por

$$\left[J_1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 J_2 + mr_1^2 \right] \ddot{\theta}_1 + \left[b_1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 b_2 \right] \dot{\theta}_1 = \tau - f \quad (1)$$

donde θ_1 y θ_2 son los desplazamientos angulares de las poleas 1 y 2, respectivamente. $x = r_1\theta_1 = r_2\theta_2$ es el desplazamiento lineal del robot. J_1 , r_1 y b_1 son el momento de inercia,

radio y amortiguamiento viscoso rotacional de la polea 1, respectivamente. J_2 , r_2 y b_2 son el momento de inercia, radio y amortiguamiento viscoso rotacional de la polea 2, respectivamente, y m es la masa del robot. τ representa el torque suministrado por el motor de corriente directa (CD) para regular el movimiento de traslación deseado para el robot. Además, $f(t)$ representa posibles perturbaciones de par externas.

Motor de CD con reductor de velocidad.

El modelo matemático de un motor de corriente directa (CD) con reductor de velocidad, el cual se utiliza como actuador del sistema de traslación, está dado por

$$L \frac{d}{dt} i = -Ri - k_e n \dot{\theta}_0 + u$$

$$(J_0 + n^2 J_m) \ddot{\theta}_0 = -(b_0 + n^2 b_m) \dot{\theta}_0 + nk_m i - \tau \quad (2)$$

donde i denota la corriente del circuito de armadura, θ_0 representa el desplazamiento angular del eje del reductor de velocidad y n es la relación de reducción de velocidad del reductor. L es la inductancia del circuito de armadura, J_m y J_0 son los momentos de inercia de los eje del motor y reductor de velocidad, respectivamente, u es el voltaje aplicado al circuito de armadura, el cual se utiliza como variable de control. El parámetro k_e es la constante de fuerza contra electromotriz y k_m es la constante de par del motor. R es la resistencia del circuito de armadura, b_m y b_0

son los coeficientes de amortiguamiento viscoso de los ejes del motor y del reductor de velocidad, respectivamente. Aquí, τ representa el par de carga debido a la dinámica del sistema de traslación del robot.

Sistema de traslación con motor de CD.

A partir de las ecuaciones (1) y (2), obtenemos el siguiente modelo matemático que describe la dinámica del sistema de traslación de un robot industrial actuado por un motor de CD:

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} i &= -Ri - k_e n \dot{\theta}_0 + u \\ J_{eq} \ddot{\theta}_0 &= -b_{eq} \dot{\theta}_0 + nk_m i - f \end{aligned} \quad (3)$$

con

$$\begin{aligned} J_{eq} &= (J_0 + n^2 J_m) + J_1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 J_2 + mr_1^2 \\ b_{eq} &= (b_0 + n^2 b_m) + b_1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 b_2 \end{aligned}$$

donde J_{eq} y b_{eq} son el momento de inercia y el coeficiente de amortiguamiento rotacional viscoso equivalentes del sistema, referidos al eje de salida del reductor de velocidad.

El modelo matemático (3) se puede expresar en términos del desplazamiento lineal x del robot como

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} i &= -Ri - \frac{k_e n}{r_1} \dot{x} + u \\ \frac{J_{eq}}{r_1} \ddot{x} &= -\frac{b_{eq}}{r_1} \dot{x} + nk_m i - f \end{aligned} \quad (4)$$

Definiendo como variables de estado al desplazamiento, la velocidad y a la corriente eléctrica como

$$x_1 = x, \quad x_2 = \dot{x}, \quad x_3 = i$$

obtenemos el siguiente modelo matemático del sistema lineal de tercer orden descrito en el espacio de estados:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} x_2 + \frac{r_1 nk_m}{J_{eq}} x_3 - \frac{r_1}{J_{eq}} f \\ \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L} x_3 - \frac{k_e n}{r_1 L} x_2 + \frac{1}{L} u \end{aligned} \quad (5)$$

CONTROL BASADO EN PLANITUD DIFERENCIAL

El sistema de traslación con motor de CD (5) exhibe la propiedad de planitud diferencial, con la salida plana dada por el desplazamiento del robot, $y = x_1$. Entonces, todas las variables de estado y la entrada de control se pueden expresar en términos de la salida plana y de un número finito de sus derivadas (Fliess et.al, 1993). Para esto, calculamos las derivadas con respecto del tiempo hasta de tercer orden de la salida plana $y = x_1$:

$$\begin{aligned} y &= x \\ \dot{y} &= x_2 \\ \ddot{y} &= -\frac{b_{eq}}{J_{eq}} x_2 + \frac{r_1 nk_m}{J_{eq}} x_3 - \frac{r_1}{J_{eq}} f \\ y^{(3)} &= -\left(\frac{b_{eq} r_1 nk_m}{J_{eq}^2} + \frac{r_1 nk_m R}{J_{eq} L} \right) x_3 + \left(\frac{b_{eq}^2}{J_{eq}^2} - \frac{r_1 k_e k_m n^2}{J_{eq} r_1 L} \right) x_2 \\ &\quad + \frac{r_1 nk_m}{J_{eq} L} u - \frac{r_1}{J_{eq}} \dot{f} + \frac{b_{eq} r_1}{J_{eq}^2} f \end{aligned} \quad (6)$$

Entonces, la parametrización diferencial del sistema resulta en

$$\begin{aligned}
 x_1 &= y \\
 x_2 &= \dot{y} \\
 x_3 &= \frac{J_{eq}}{nr_1k_m} \ddot{y} + \frac{b_{eq}}{r_1nk_m} \dot{y} + \frac{1}{nk_m} f \\
 u &= \frac{J_{eq}L}{r_1nk_m} y^{(3)} + \frac{b_{eq}L + J_{eq}R}{nr_1k_m} \ddot{y} + \frac{b_{eq}R + k_e k_m n^2}{nr_1k_m} \dot{y} \\
 &\quad + \frac{R}{nk_m} f + \frac{L}{nk_m} \dot{f}
 \end{aligned} \tag{7}$$

Por consiguiente, la salida plana y satisface la siguiente ecuación diferencial entrada-salida perturbada:

$$y^{(3)} = -\gamma_2 \ddot{y} - \gamma_1 \dot{y} + \gamma u - \frac{r_1 R}{J_{eq} L} f - \frac{r_1}{J_{eq}} \dot{f} \tag{8}$$

con

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \frac{r_1 nk_m}{J_{eq} L} \\
 \gamma_1 &= \frac{n^2 k_m k_e + R b_{eq}}{J_{eq} L} \\
 \gamma_2 &= \frac{b_{eq}}{J_{eq}} + \frac{R}{L}
 \end{aligned}$$

En el diseño del esquema de control suponemos que no se conocen los valores de las constantes γ_1 y γ_2 , y que posiblemente se tiene incertidumbre en el valor exacto de la ganancia de control γ . Así, consideramos la siguiente ecuación diferencial perturbada para describir la dinámica para el sistema de traslación del robot:

$$y^{(3)} = \gamma u + \phi \tag{9}$$

con

$$\phi = -\gamma_2 \ddot{y} - \gamma_1 \dot{y} - \frac{r_1 R}{J_{eq} L} f - \frac{r_1}{J_{eq}} \dot{f}$$

En nuestro análisis, consideramos a la función ϕ como una señal de perturbación acotada, la cual agrupa posibles incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas.

Entonces, a partir de la ecuación diferencial (9), se puede obtener el siguiente controlador basado en planitud diferencial, para tareas de seguimiento de trayectorias de referencia deseada para la posición del robot $y^*(t)$:

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{1}{\gamma} [y^{(3)*} - \alpha_2 (\ddot{y} - \ddot{y}^*) - \alpha_1 (\dot{y} - \dot{y}^*) - \\
 &\quad \alpha_0 (y - y^*) - \phi]
 \end{aligned} \tag{10}$$

El uso de este controlador en (9) conduce a la siguiente dinámica en lazo cerrado para el error de seguimiento $e = y - y^*(t)$:

$$e^{(3)} + \alpha_2 \ddot{e} + \alpha_1 \dot{e} + \alpha_0 e = 0 \tag{11}$$

Entonces, seleccionado las ganancias positivas del controlador α_0 , α_1 y α_2 para que el polinomio característico asociado a (11) sea Hurwitz, garantizamos que la dinámica del error de seguimiento sea asintóticamente estable. No obstante, el controlador (10) requiere información de las señales de velocidad, aceleración y perturbación. Así, en la siguiente sección proponemos un esquema de estimación de esas señales no disponibles basado en el uso de un observador de estado extendido. La síntesis del observador se basa en la metodología de diseño de observadores descrita en (Sira-Ramirez et.al, 2008).

Observador de estado extendido

En el proceso de diseño del observador, la señal de perturbación ϕ se aproxima localmente mediante una familia de polinomios de Taylor de segundo grado (Beltran-Carbajal et.al, 2015, Beltran-Carbajal et.al, 2014, Beltran-Carbajal et.al, 2015):

$$\phi = a_0 + a_1(t-t_0) + a_2(t-t_0)^2$$

donde los coeficientes a_0 , a_1 y a_2 se consideran no conocidos. Note que una familia de polinomios de Taylor permite una mejor aproximación de la señal de perturbación en una vecindad de t_0 .

Entonces, la señal de perturbación ϕ se puede aproximar localmente mediante el siguiente modelo matemático:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 &= \xi_3 \\ \dot{\xi}_3 &= \delta \end{aligned} \tag{12}$$

donde $\xi_1 = \phi$, $\xi_2 = \dot{\phi}$, $\xi_3 = \ddot{\phi}$, y δ representa el error de aproximación de la señal de perturbación, debido al truncamiento de la expansión polinomial de Taylor. Por consiguiente, un modelo matemático que describe localmente y de manera aproximada la dinámica perturbada de la salida plana está dado por el modelo de estado extendido

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_3 &= \gamma u + \xi_1 \\ \dot{\xi}_1 &= \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 &= \xi_3 \\ \dot{\xi}_3 &= \delta \\ y &= z_1 \end{aligned} \tag{13}$$

A partir de este modelo proponemos el siguiente observador para estimar las señales no disponibles:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= \hat{z}_2 + \lambda_5(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_2 &= \hat{z}_3 + \lambda_4(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{z}}_3 &= \gamma u + \hat{\xi}_1 + \lambda_3(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{\xi}}_1 &= \hat{\xi}_2 + \lambda_2(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{\xi}}_2 &= \hat{\xi}_3 + \lambda_1(z_1 - \hat{z}_1) \\ \dot{\hat{\xi}}_3 &= \lambda_0(z_1 - \hat{z}_1) \end{aligned} \tag{14}$$

La dinámica del error de observación se obtiene restando (14) a (13) resultando en

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\lambda_5 e_1 \\ \dot{e}_2 &= -\lambda_4 e_2 \\ \dot{e}_3 &= -\lambda_3 e_3 \\ \dot{e}_4 &= -\lambda_2 e_4 \\ \dot{e}_5 &= -\lambda_1 e_5 \\ \dot{e}_6 &= -\lambda_0 e_6 + \delta \end{aligned} \tag{15}$$

con $e_1 = z_1 - \hat{z}_1$, $e_2 = z_2 - \hat{z}_2$, $e_3 = z_3 - \hat{z}_3$, $e_4 = \xi_1 - \hat{\xi}_1$, $e_5 = \xi_2 - \hat{\xi}_2$ y $e_6 = \xi_3 - \hat{\xi}_3$. Entonces, seleccionando las ganancias del observador para que el polinomio característico asociado con (15):

$$p_o(s) = s^6 + \lambda_5 s^5 + \lambda_4 s^4 + \lambda_3 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \tag{16}$$

sea Hurwitz (estable), se pueden obtener estimados para las señales de velocidad, aceleración y de perturbación.

RESULTADOS EN SIMULACIÓN

Con la finalidad de evaluar el desempeño eficiente del esquema de control de movimiento, algunas simulaciones numéricas fueron realizadas para un sistema de traslación caracterizado por el conjunto de parámetros de la Tabla 1. El actuador eléctrico es un motor de CD con reductor de velocidad de engranes

planetarios de la marca maxon motor.

Tabla 1: Parámetros del sistema de traslación con motor de CD.

$R = 1.43 \Omega$	$J_0 = 14.6 \times 10^{-5} \text{ kg m}^2$
$L = 0.643 \text{ H}$	$J_m = 1.65 \times 10^{-5} \text{ kg m}^2$
$k_m = 0.233 \text{ N m/A}$	$k_e = 0.109 \text{ rad/V}$
$b_0 = 1 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$	$b_m = 1 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$
$n = 3.7$	$m = 50 \text{ kg}$
$r_1 = 0.025 \text{ m}$	$b_1 = 1 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$
$r_2 = 0.025 \text{ m}$	$b_2 = 1 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$
$J_1 = 3.125 \times 10^{-5} \text{ kg m}^2$	$J_2 = 3.125 \times 10^{-5} \text{ kg m}^2/\text{s}$

La Figura 4 muestra un diagrama esquemático del controlador (10) usando el observador de estado extendido (14). Entonces, el esquema de movimiento está dado por

$$u = \frac{1}{\gamma} [y^{(3)*} - \alpha_2 (\hat{z}_3 - \dot{y}^*) - \alpha_1 (\hat{z}_2 - \dot{y}^*) - \alpha_0 (y - y^*) - \hat{\xi}_1] \quad (17)$$

donde \hat{z}_2 , \hat{z}_3 y $\hat{\xi}_1$ son aproximaciones de las señales de velocidad, aceleración y perturbación, respectivamente.

Los parámetros de diseño del controlador fueron seleccionados para tener el siguiente polinomio característico de tercer grado para la dinámica del error de seguimiento en lazo cerrado (11):

$$p_c(s) = (s + p_c)(s^2 + 2\zeta_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2) \quad (18)$$

con $p_c = \omega_{nc} = 12 \text{ rad/s}$ y $\zeta_c = 0.7071$.

Las ganancias del observador fueron seleccionadas para que la dinámica del error de estimación tenga el siguiente polinomio característico de sexto grado:

$$p_o(s) = (s^2 + 2\zeta_o \omega_{no} s + \omega_{no}^2)^3 \quad (19)$$

con $\omega_{no} = 300 \text{ rad/s}$ y $\zeta_o = 5$.

En la Figura 5 se muestra el desempeño robusto del controlador, para el seguimiento de una trayectoria de referencia que permite trasladar el

robot de la posición de equilibrio \bar{y}_1 , para $t \leq T_1$, y posteriormente transferir de manera suave el robot a la posición de equilibrio \bar{y}_2 , para $t \geq T_2$. El perfil del movimiento deseado para el sistema está descrito por la siguiente trayectoria de referencia:

$$y^*(t) = \begin{cases} \bar{y}_1 & \text{para } 0 \leq t < T_1 \\ \bar{y}_1 + (\bar{y}_2 - \bar{y}_1)\psi(t, T_1, T_2) & \text{para } T_1 \leq t \leq T_2 \\ \bar{y}_2 & \text{para } t > T_2 \end{cases} \quad (20)$$

donde $\bar{y}_1 = 0 \text{ m}$, $\bar{y}_2 = 1 \text{ m}$, $T_1 = 0 \text{ s}$, $T_2 = 3 \text{ s}$ y $\psi(t, T_1, T_2)$ es un polinomio de interpolación de Bézier, con $\psi(T_1, T_1, T_2) = 0$ y $\psi(T_2, T_1, T_2) = 1$, dado por

$$\psi(t) = \left(\frac{t - T_1}{T_2 - T_1} \right)^5 \left[r_1 - r_2 \left(\frac{t - T_1}{T_2 - T_1} \right) + r_3 \left(\frac{t - T_1}{T_2 - T_1} \right)^2 - \dots - r_6 \left(\frac{t - T_1}{T_2 - T_1} \right)^5 \right] \quad (21)$$

$$\text{con } \begin{matrix} r_1 = 252, r_2 = 1050, r_3 = 1800, \\ r_4 = 1575, r_5 = 700, r_6 = 126. \end{matrix}$$

Así, en la Figura 6 se puede observar que la planificación del movimiento del sistema permite evadir picos de voltaje y de corriente en la ejecución de la tarea de seguimiento de la trayectoria.

Por otro lado, la Figura 6 describe la efectividad de la estimación de la señal de perturbación ϕ , usando el observador de estado extendido (14). Se puede apreciar la reconstrucción aceptable de la señal de perturbación $\hat{\phi}$ usando una familia de polinomios de Taylor de segundo grado.

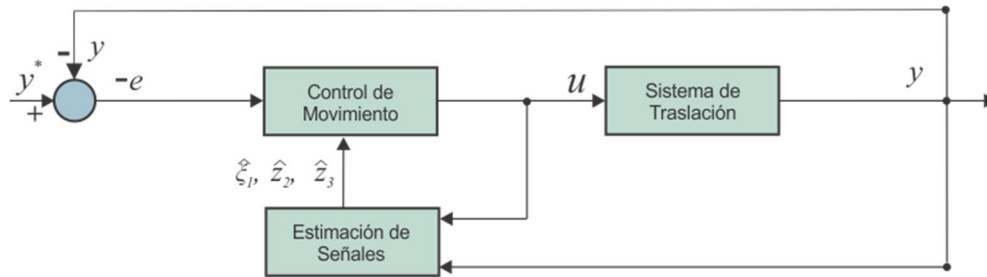


Figura 4. Arquitectura del esquema de control de movimiento.

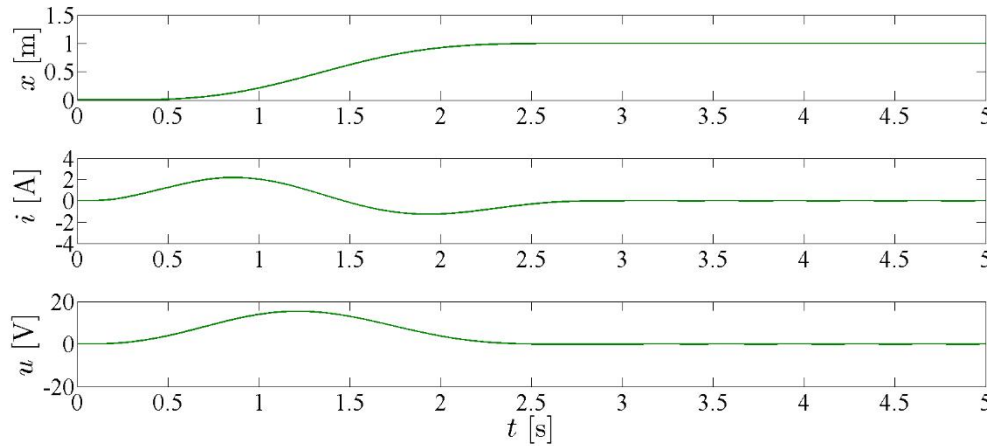


Figura 5. Respuestas del sistema de traslación en lazo cerrado.

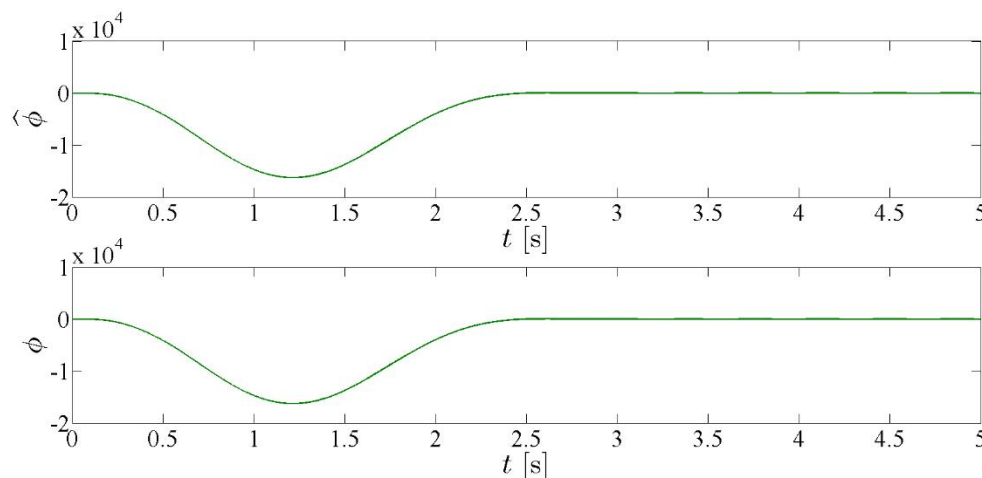


Figura 6. Estimación de la señal de perturbación.

CONCLUSIONES

En este artículo se ha propuesto un esquema de control robusto para tareas de seguimiento de trayectorias de referencia de posición en sistemas de traslación para robots industriales. El esquema de control está basado en la estimación en línea de las señales de perturbación y en el

uso de modelos matemáticos simplificados. La propiedad de la planitud diferencial que exhibe el sistema fue utilizada en el diseño del controlador y de un observador de estado extendido, el cual permite estimar perturbaciones y derivadas temporales hasta de segundo orden de la salida de posición. La idea principal de nuestra propuesta se centró en agrupar las

dinámicas no modeladas, incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas en una señal de perturbación que afecta la dinámica de la salida. Esta señal es estimada en línea y compensada directamente mediante la acción del control. Una familia de polinomios de Taylor de segundo orden fue utilizada para aproximar localmente la señal de perturbación. Los resultados en simulación computacional muestran el desempeño robusto y eficiente del esquema de control propuesto, así como la estimación aceptable de la señal de perturbación. Así, podemos concluir que el enfoque de control presentado representa una buena opción para la síntesis de controladores de movimiento para mecanismos de traslación para robots manipuladores usados comúnmente en celdas de manufactura flexible. Futuros trabajos estarán orientados a evaluar el desempeño del esquema de control de movimiento con otros algoritmos de control clásico tradicionales.

REFERENCIAS

J. Han, From PID to Active Disturbance Rejection Control, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56 (2009) 900-906.

Z. Gao, Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design, in: *American Control Conference, 2006*, pp. 2399-2405.

S. Li, J. Yang, W. Chen and X. Chen, *Disturbance Observer-Based Control*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2014.

Q. Zheng, Z. Gao, On practical applications of active disturbance rejection control, in: *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese, 2010*, pp. 6095-6100.

S. Dong, Comments on Active Disturbance Rejection Control, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54 (2007) 3428-3429.

B.-Z. Guo, Z.-L. Zhao, On convergence of the nonlinear active disturbance rejection control for MIMO systems, *SIAM Journal on Control and*

Optimization, 51 (2013) 1727-1757.

D. Li, C. Li, Z. Gao and J. Jin, On active disturbance rejection in temperature regulation of the proton exchange membrane fuel cells, *Journal of Power Sources*, Vol. 283, 2015, 452-463.

Q. Zheng, H. Richter and Z. Gao, Active disturbance rejection control for piezoelectric beam, *Asian Journal of Control*, Vol. 16, No. 6, 2014, pp. 1612-1622.

Celda de manufactura del ITESM Campus Ciudad de México, Departamento de Mecatrónica. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=zKfie6vS8V>
E. Fecha de consulta: 14 de mayo 2015.

W. Tao, M. Zhang, O. Ma and X. Yu, Industrial robot track modeling and vibration suppression, *Industrial Robot: An International Journal*, Vol. 34, No. 4, 2012, pp. 317-325.

M. Fliess, J. Lévine, P. Martin and P. Rouchon, Flatness and defect of nonlinear systems: Introductory theory and examples, *International Journal of Control*, Vol. 61(6), pp. 1327-1361, 1993.

W. Tao, M. Zhang and O. Ma, Modeling and Vibration Suppression for Industrial Track Robots, 2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 1072-1077, Orlando, Florida, USA, May 2006.

H. Sira-Ramirez, V. Feliu-Batlle, F. Beltran-Carbajal and A. Blanco-Ortega, Sigma-Delta modulation sliding mode observers for linear systems subject to locally unstable inputs, 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, pp. 344-349, Ajaccio, France, June 25-27, 2008.

F. Beltran-Carbajal, A. Valderrabano-Gonzalez, J.C. Rosas-Caro, A. Favela-Contreras, An asymptotic differentiation approach of signals in velocity tracking control of DC motors, *Electric Power Systems Research*, Vol. 122, 2015, pp. 218-223.

F. Beltran-Carbajal, A. Favela-Contreras, A. Valderrabano-Gonzalez, J. Rosas-Caro, Output feedback control for robust tracking of position trajectories for DC electric motors, *Electric Power Systems Research*, Vol. 107, 2014, pp. 183-189.

F. Beltran-Carbajal, A. Valderrabano-Gonzalez, A. Favela-Contreras and J. Rosas-Caro, Active Disturbance Rejection Control of a Magnetic Suspension System, *Asian Journal of Control*, Vol. 17, No. 3, 2015, pp. 842-854

