

SLIDING MODE CONTROL CON ESTIMACION DE PERTURBACIONES Y SUPERFICIE DESLIZANTE PID PARA CONTROL DE ACTUADOR PIEZOELÉCTRICO

Ander Chouza¹, Oscar Barambones¹, Isidro Calvo¹, Javier Velasco^{1,2}, Jesús Sánchez³, Idurre Sáez de Ocariz².

¹Depto. de Ingeniería de Sistemas y Automática, ³Depto. de Tecnología Electrónica, Escuela de Ingeniería de Vitoria-Gasteiz, Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU), Nieves Cano 12, 01006 Vitoria-Gasteiz.

²Fundación Centro de Tecnologías Aeronáuticas (CTA), Juan de la Cierva 1, 01510 Miñano. {ander.chouza, oscar.barambones, isidro.calvo, jesus.sanchez}@ehu.eus; {javier.velasco, idurre.saezdeocariz}@ctaero.com

Resumen

En este artículo se propone un control deslizante mejorado con estimación de perturbación (Sliding Mode Control with Perturbation Estimation, SMCPE) y una superficie deslizante tipo PID para el control de posición de un actuador piezoeléctrico. Se utiliza un modelo dinámico del sistema con histéresis Bouc-Wen y un observador para estimar los estados del sistema a partir de la única variable medible, la posición. Las simulaciones realizadas prueban que el rendimiento del controlador propuesto es mejor que el de un PID o de un SMCPE convencional.

Palabras clave: control deslizante (SMC), actuador piezoeléctrico (PEA), control preciso de posición, histéresis

1 INTRODUCCIÓN

Los actuadores piezoeléctricos (PEAs) y los sistemas de posicionamiento implementados con PEA han sido ampliamente usados en el campo del micro- y nanoposicionamiento [1] debido a su alta resolución de desplazamiento (por debajo del nanómetro), gran fuerza de actuación (típicamente varios cientos de N), alta velocidad de respuesta y alta rigidez. También se han utilizado en aplicaciones como microscopios de sonda de barrido (SPM) o sistemas servo de doble etapa para HDDs [2]. Aun así, el mayor problema de los PEA viene de las no-linealidades debidas a los efectos de histéresis, creep y vibraciones, que han demostrado ser capaces de degradar significativamente el rendimiento del sistema e incluso poner en peligro su estabilidad. Para mitigar estos problemas es importante que al modelarlos se incluyan estos efectos en el modelo de forma que sea posible diseñar e implementar controladores de trayectoria para alcanzar los requisitos de posicionamiento deseados.

La histéresis representa la relación no-lineal entre la tensión aplicada y el desplazamiento de salida del PEA. Induce un severo error de posición en bucle abierto de hasta el 10-15% del rango de desplazamiento. Por ello, la histéresis debería ser eliminada para poder utilizar este tipo de actuadores en aplicaciones de alta precisión.

La exitosa compensación de la histéresis depende del diseño de una estrategia de control adecuada. Típicamente, la histéresis se compensa con técnicas de control feedforward que utilizan la inversa de algún modelo de histéresis como, por ejemplo, el modelo Preisach, el modelo Duhem, el modelo Maxwell, el modelo Bouc-Wen [3], o el modelo Prandtl-Ishlinskii [4]. Considerando que la mayoría de los modelos de histéresis sólo son válidos para ciertas frecuencias de señal de entrada, se suele utilizar un control feedforward combinado con control feedback, para conseguir un seguimiento más preciso del desplazamiento [5].

Además, teniendo en cuenta que modelar la histéresis es un procedimiento complejo, frecuentemente se utilizan planteamientos basados en la identificación del modelo de la planta sin considerar la histéresis. Se suelen aplicar diferentes técnicas de control tales como control PID [6], control robusto H_∞ [7], técnica basada en inversión [8], controladores basados en modelos de red neuronal dinámicos linealizados [9], o basados en redes neuronales *fuzzy* Pi-sigma [10]. Un enfoque alternativo en plataformas movidas por actuadores piezoeléctricos es considerar la histéresis como una perturbación y utilizar técnicas de control deslizante (sliding mode control, SMC) [3], [11]. Este enfoque se basa en el hecho de que el SMC permite tratar de forma simple y efectiva las imperfecciones en el modelo del actuador piezoeléctrico y además se adapta a las incertidumbres de los sistemas no-lineales.

El SMC es un enfoque de control no-lineal que lleva la trayectoria de estados del sistema a una superficie

deslizante específica y la mantiene en dicha superficie de forma permanente. Sin embargo, en el diseño de un SMC convencional, es necesario conocer cuáles son los límites de las incertezas del sistema. Como resultado, el controlador basado en dichos límites tiende a ser muy conservador, lo que puede inducir mal rendimiento de seguimiento así como oscilaciones indeseadas en la señal de control. Para superar estos inconvenientes, se propone sliding mode control con estimación de la perturbación (SMCPE) en [12] como una versión mejorada del SMC convencional. Se ha demostrado que la necesidad de conocer los límites de las incertidumbres desaparece en el SMCPE y se sustituye con una estrategia de estimación online de las perturbaciones.

Habitualmente, se utiliza una superficie deslizante PD, que produce una velocidad de respuesta lenta. Por ello, se ha introducido un término integral en la variable deslizante, comprobándose que un SMC convencional con una superficie deslizante PID ofrece una respuesta transitoria más rápida y con menor error en estado estacionario. En este artículo, se introduce una superficie deslizante tipo PID en un SMCPE convencional para lograr un nuevo controlador SMCPE-PID con una respuesta transitoria más rápida.

En el resto del artículo, en la Sección 2 se describe en mayor detalle el problema. En la Sección 3 se identifica un modelo dinámico del sistema con histéresis Bouc-Wen. En la Sección 4 se describe el diseño de un controlador SMCPE convencional y se compara con un controlador PID. En la Sección 5 se presenta el diseño del controlador SMCPE mejorado y se compara con el SMCPE convencional. En la Sección 6 se observan los resultados obtenidos en las simulaciones planteadas en las dos secciones anteriores. Por último, en la Sección 7, se extraen conclusiones y se plantean las posibles líneas de trabajo futuro, incluyendo la implementación del controlador sobre un PEA y la utilización de comunicaciones inalámbricas para su control.

2 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

El objetivo de este trabajo es la implementación de un actuador piezoeléctrico en serie con un motor lineal para accionamientos de elevada precisión y rango. Se ha decidido utilizar este diseño por las siguientes razones: se quiere lograr un accionamiento flexible, que sea capaz de trabajar con piezas de diferentes tamaños, pero que a la vez mantenga una muy alta precisión y repetitividad para cumplir con los altos estándares de calidad necesarios. El motor lineal aporta un mayor rango de trabajo (pero sin demasiada resolución) y el actuador piezoeléctrico una muy alta precisión, que puede ser incluso de nanómetros (pero

con un rango de desplazamiento muy limitado, de varias decenas de micrómetros).

De esta forma, se pueden lograr a la vez un posicionamiento muy preciso y en un amplio rango, dos características que no se podrían obtener juntas utilizando solamente uno de los dos actuadores previamente citados. Así, el motor lineal realiza un movimiento que puede ser de varios centímetros o incluso metros, pero sin demasiada resolución de posicionamiento (; y es el PEA el que ajusta con mucha precisión la posición deseada.

3 MODELADO DINÁMICO

Aunque se puede diseñar un controlador SMC sin considerar la histéresis del PEA, se introducirá un modelo con la intención de reducir la incertidumbre del sistema. En concreto, se utilizará el modelo Bouc-Wen por su sencillez (no tiene muchos parámetros) y facilidad de integración en el modelo.

El modelo dinámico del actuador piezoeléctrico con histéresis no-lineal se puede describir como:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = k(du - h) + p \quad (1)$$

$$\dot{h} = \alpha d\dot{u} - \beta|\dot{u}h|h|^{n-1} - \gamma\dot{u}|h|^n \quad (2)$$

Donde m , b , k y x representan la masa, coeficiente de amortiguamiento, rigidez y desplazamiento de manipulador, respectivamente; d es el coeficiente piezoeléctrico, u es la tensión de entrada, y h es el modelo de la histéresis en términos de desplazamiento. Su magnitud y forma vienen dados por los parámetros α , β , γ y el orden n , donde n gobierna la suavidad de la transición de la respuesta elástica a la plástica. Para la estructura elástica y material, se asigna $n=1$ en (2). Además, p denota la perturbación generada por incertidumbres de parámetros del modelo, dinámicas sin modelar y otros términos desconocidos.

Estos parámetros deberán ser identificados para el PEA con algún procedimiento adecuado. En este caso, se utilizarán unos parámetros que se han identificado en [3] mediante optimización de nube de partículas (PSO). Los parámetros identificados en el modelo se muestran en la Tabla 1.

Modelando el sistema en Matlab/Simulink (Fig. 1) con los parámetros que se han obtenido, se logra la curva de histéresis de la Fig. 2.

Tabla 1: Parámetros del modelo dinámico del actuador con histéresis Bouc-Wen.

Parámetro	Valor	Unidad
n	1	—
m	0,1283	kg
b	$1,5800 \times 10^3$	N s/m
k	$1,9567 \times 10^5$	N/m
d	$1,7339 \times 10^{-6}$	m/V
α	0,3575	—
β	0,0364	—
γ	0,0272	—

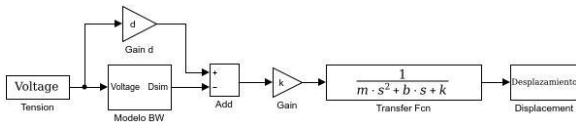


Fig. 1a: Modelo dinámico completo

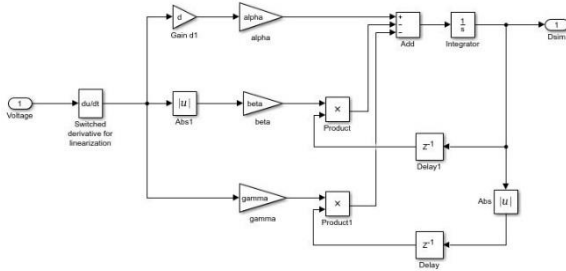


Fig. 1b: Modelo Bouc-Wen para calcular la histéresis

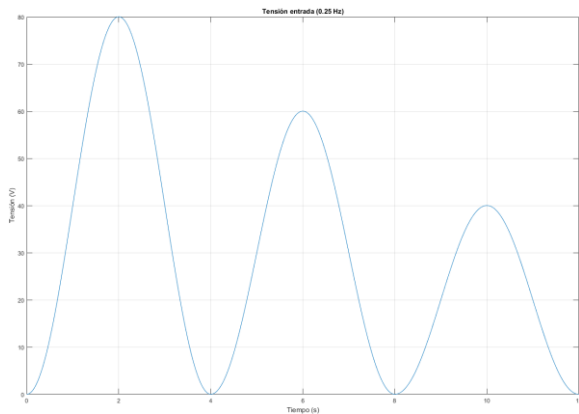


Fig. 2a: Señal sinusoidal de amplitud descendente y 0.25 Hz aplicada al PEA

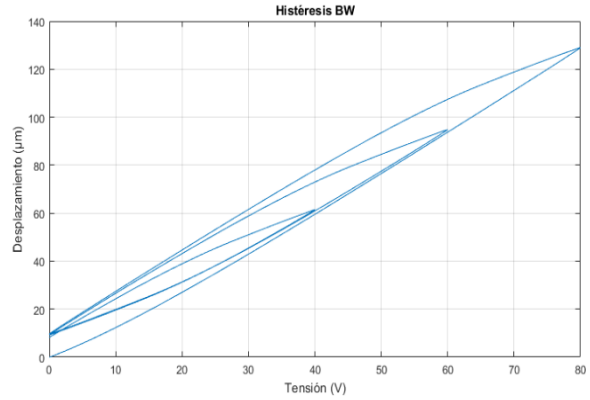


Fig. 2b: Curva de histéresis simulada

Para compensar los errores del modelo y otras incertidumbres, se considera un control deslizante ya que ofrece robustez ante la presencia de imperfecciones en el modelo. En la siguiente sección se diseña una estrategia SCMPE convencional para controlar el sistema.

4 DISEÑO CONVENCIONAL SMCPE

4.1 TÉCNICA DE ESTIMACIÓN DE PERTURBACIONES

A continuación, se describe brevemente la estrategia de estimación de perturbaciones online del modelo. Se puede encontrar más detalle en la literatura [12].

Sea un sistema no-lineal general definido por

$$\begin{aligned} \dot{x}^{(n)} &= f(X) + \Delta f(X) \\ &+ [B(X) + \Delta B(X)]u(t) + d(t) \end{aligned} \quad (3)$$

donde el vector $x^{(n)} = [x_1^{(n_1)}, x_2^{(n_2)}, \dots, x_m^{(n_m)}]^T \in \mathbb{R}^m$ con $x_i^{(n_i)} \in \mathbb{R}$, el vector de estado global $X = [X_1^T, \dots, X_m^T]^T \in \mathbb{R}^r$ ($r = \sum_{i=1}^m n_i$) con el subvector de estado $X_i = [x_i, \dot{x}_i, \dots, x_i^{(n_i-1)}]^T \in \mathbb{R}^{n_i}$ y x_i ($i = 1, \dots, m$) siendo m coordenadas independientes. Además, $x_i^{(n_i)}$ se refiere a la derivada en el tiempo número n_i de x_i .

La perturbación acotada en el sistema (3) puede ser combinada para formar un vector de perturbación:

$$\begin{aligned} \Psi(t) &= \Delta f(t) + \Delta B u(t) + d(t) \\ &= x^{(n)} - f - B u(t) \end{aligned} \quad (4)$$

La estimación para la perturbación Ψ se aproxima como

$$\Psi_{est}(t) = x_{cal}^{(n)} - f - B u(t - T) \quad (5)$$

donde $x_{cal}^{(n)}$ denota un vector de estado calculado, ya que no siempre se pueden medir estados de orden superior del sistema (p.e. aceleración); T es el intervalo de tiempo de muestreo; y $u(t-T)$ representa la entrada de control en el instante de tiempo anterior. En la práctica, se elige una frecuencia de muestreo lo suficientemente alta para asegurarse de que $u(t) \approx u(t-T)$.

Tradicionalmente, el vector de estado se computa basado en una ecuación en diferencias hacia atrás

$$x_{cal}^{(n)}(t) = \frac{x_{cal}^{(n-1)}(t) - x_{cal}^{(n-1)}(t-T)}{T} \quad (6)$$

4.2 DISEÑO DE SMCPE CONVENCIONAL

A partir del modelo (1), la perturbación p viene dada por:

$$p(t) = m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) - k[du(t) - h(t)] \quad (7)$$

Basado en la estrategia de estimación de perturbaciones descrita arriba, p se puede estimar de la siguiente forma:

$$p_{est}(t) = m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) - k[du(t-T) - h(t-T)] \quad (8)$$

Entonces, el modelo del sistema (1) pasa a ser

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + kx(t) = k[du(t-T) - h(t-T)] + p_{est}(t) + \tilde{p}(t) \quad (9)$$

Donde $\tilde{p}(t) = p(t) - p_{est}(t)$ representa el error entre la perturbación real del sistema y su estimación.

Para diseñar un controlador SMCPE, se define el error como

$$e(t) = x(t) - x_d(t) \quad (10)$$

donde x_d representa la trayectoria de posición deseada y t denota la variable de tiempo que será omitida en el resto de esta sección para lograr una presentación más concisa.

Teniendo en cuenta que se tiene un sistema lineal de segundo orden, se selecciona una superficie deslizante tipo PD de primer orden:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (11)$$

donde λ ($\lambda > 0$) es un parámetro de diseño.

La ley de control para el sistema (9), con la superficie deslizante (11) y el error de seguimiento e definido por

(10) que satisface $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ es la siguiente, como se demuestra en [3]:

$$u = \frac{m}{kd} \left(\frac{b}{m} - \lambda \right) \dot{x} + \frac{1}{d} (x + h) - \frac{1}{kd} p_{est} + \frac{m}{kd} (\ddot{x}_d + \lambda \dot{x}_d) - n \operatorname{sgn}(s) \quad (12)$$

donde $\operatorname{sgn}(\cdot)$ representa la función signo y n es una ganancia de conmutación positiva.

Debido a la discontinuidad de la función signo, puede producirse chattering en la entrada de control. Para reducir este fenómeno, se utiliza la técnica de capa límite, reemplazando la función signo en (12) por la función de saturación

$$\operatorname{sat}(s) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(s), & \text{para } |s| > \delta \\ s/\delta, & \text{para } |s| \leq \delta \end{cases} \quad (13)$$

donde la constante positiva δ representa el grosor de la capa límite, que se asegura de que s esté siempre limitada por δ .

Se implementarán un control PID, un control SMCPE y un control SMCPE con anti-chattering, usando la función de saturación en (13). Los valores que se calculan en [3] para dichos controles son los de la Tabla 2, que se usarán para simular la respuesta del PEA ante diferentes controles y comparar los resultados de todos ellos.

Tabla 2: Parámetros de los controladores PID y SMCPE.

Controlador	Parámetro	Valor
PID	K_p	0,08
	K_i	0,265
	K_d	0,055
SMCPE	λ	4000
	n	1,0
	δ	0,01

Primero, se implementa un controlador PID. Este controlador se usará como referencia con que comparar los esquemas de control más avanzados. Se utilizarán los parámetros de la Tabla 2. A continuación, se implementa el control SMCPE, también con los parámetros de la Tabla 2. En la Fig. 3 se pueden ver los diagramas de dichos controles.

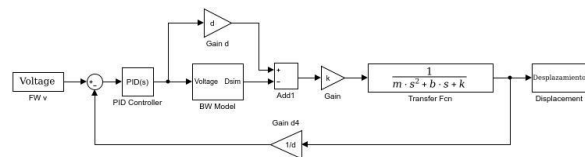


Fig. 3a: Diagrama de bloques del control PID

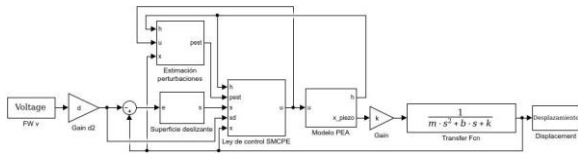


Fig. 3b: Diagrama de bloques del control SMCPE

Se implementa el control SMCPE utilizando la expresión (13) en vez de la función signo, para reducir los problemas de chattering. En la Fig. 4a se puede ver el esquema del controlador correspondiente a la expresión (12) y en la Fig. 4b la parte que se cambia para adaptar la expresión para reducir el chattering.

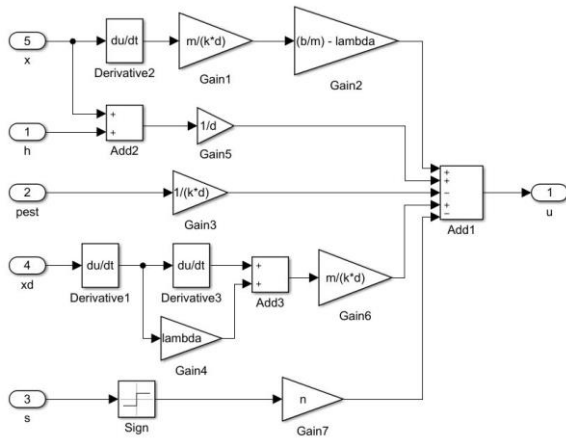


Fig. 4a: Controlador SMCPE

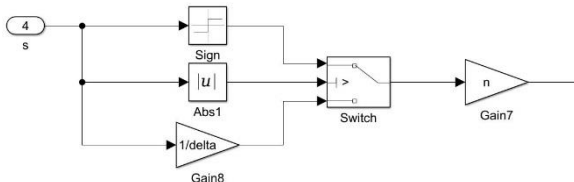


Fig. 4b: Implementación de la expresión (13) en el controlador

5 DISEÑO SMCPE CON SUPERFICIE DESLIZANTE PID

En esta sección se presenta el esquema del controlador SMCPE con superficie deslizante tipo PID.

Para diseñar el controlador SMCPE mejorado, se define la superficie deslizante tipo PID:

$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (14)$$

donde el error viene descrito por (10), y λ_1 y λ_2 son parámetros de diseño que deben ser positivos. Para seleccionar estos parámetros λ_1 y λ_2 , las ganancias deberían ser elegidas de forma que el polinomio

característico $s^2 + \lambda_1 s + \lambda_2 = 0$ sea estable, esto es, que tenga las raíces en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Se demuestra en [3] que la ley de control para el sistema (9), con la superficie deslizante (14) y el error de seguimiento e definido por (10) que satisface $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ es la siguiente:

$$u = \frac{m}{kd} \left(\frac{b}{m} - \lambda_1 \right) \dot{x} + \frac{m}{kd} \left(\frac{k}{m} - \lambda_2 \right) x + \frac{1}{d} h - \frac{1}{kd} p_{est} + \frac{m}{kd} (\ddot{x}_d + \lambda_1 \dot{x}_d + \lambda_2 x_d) - n \operatorname{sgn}(s) \quad (15)$$

donde $\operatorname{sgn}(\cdot)$ representa la función signo y n es una ganancia de conmutación positiva.

A su vez, se reduce el efecto del chattering reemplazando la función signo en (15) con la función de saturación descrita en (13).

Además, sustituyendo (13) y (8) en la ley de control (15), se consigue

$$u(t) = u(t - T) + \frac{1}{d} [h(t) - h(t - T)] - n \operatorname{sat}(s(t)) - \frac{m}{kd} [\ddot{e}(t) + \lambda_1 \dot{e}(t) + \lambda_2 e(t)] \quad (16)$$

Se compara la respuesta del SMCPE convencional con la del SMCPE con superficie deslizante PID. Para ello, se utilizan los valores de la Tabla 3, calculados en [3]. Sin embargo, se hace una ligera modificación sobre los valores: se mantiene para el controlador con superficie PID $\delta = 0,01$ en vez del $\delta = 18$ que se proponía, para reducir al máximo el error de seguimiento a costa de tener algo más de chattering.

Tabla 3: Parámetros de los controladores SMCPE y SMCPE con superficie deslizante PID.

Controlador	Parámetro	Valor
SMCPE	λ	4000
	n	1,0
	δ	0,01
SMCPE c/ superficie PID	λ_1	4500
	λ_2	300 000
	δ	0,01

6 DISCUSIÓN

En esta sección se analizan los resultados obtenidos de las simulaciones de los controles planteados en las anteriores secciones.

Primero, se comparan por un lado el error de posición del controlador PID y el del SMCPE, y por otro el del SMCPE estándar y el del que incluye la expresión de saturación (13) en el control. Se pueden observar los resultados obtenidos en la Fig. 5.

En la Fig. 5a se observa que el error del controlador SMCPE es mucho menor que el del PID, siendo hasta dos órdenes de magnitud menor; por lo que queda demostrado que el SMCPE es claramente superior al PID en lo que a magnitud del error respecta. Sin embargo, el efecto del chattering es muy evidente y su presencia se observa claramente en la Fig. 5b. Como ya se ha visto, se implementa la expresión (13) en el control para eliminarlo, reduciendo el efecto del chattering en su totalidad.

Finalmente, en la Fig. 5c se puede ver la razón por la que se genera el chattering: es la señal de control la que genera ese efecto, debido a la función $sgn(\cdot)$ que incluye la ley de control.

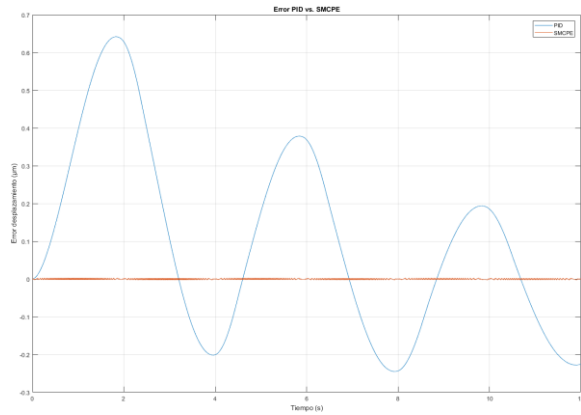


Fig. 5a: Comparación error PID y SMCPE

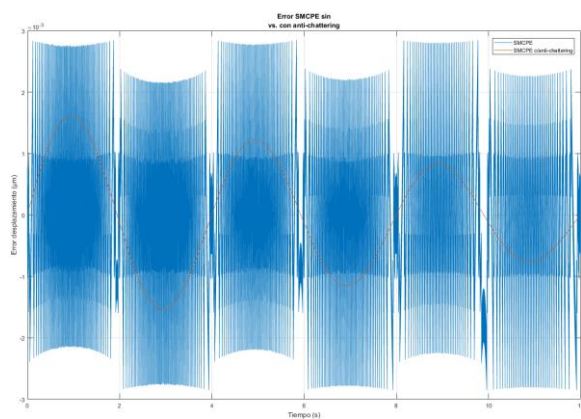


Fig. 5b: Comparación error SMCPE sin y con anti-chattering

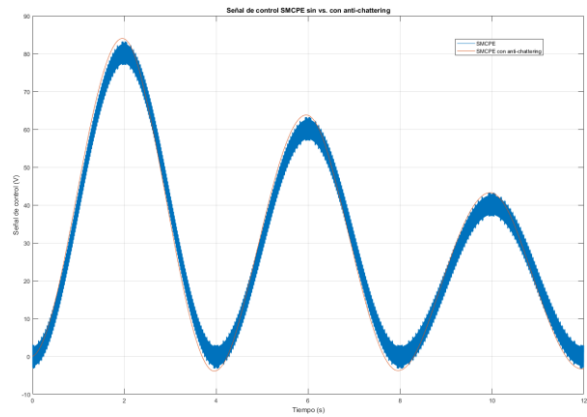


Fig. 5c: Comparación señal de control SMCPE sin y con anti-chattering

También se comparan los resultados del controlador SMCPE convencional y el controlador SMCPE con superficie deslizante PID. Los resultados que se obtienen se pueden ver en la Fig. 6.

Como se puede observar en la Fig. 6a, el error de posición que se logra con el control SMCPE con superficie deslizante es mucho menor que el logrado con un SMCPE convencional, siendo de nuevo alrededor de dos órdenes de magnitud menor. En la Fig. 6b se puede ver el detalle del error generado por el controlador con superficie PID. Al haber escogido un valor de δ pequeño, se presuponía una mayor presencia de chattering a cambio de lograr un menor error de seguimiento. Aun así, en esta simulación no se aprecia el efecto del chattering, por lo que habrá que estudiar si este efecto aparecerá a la hora de implementar este control de forma experimental.

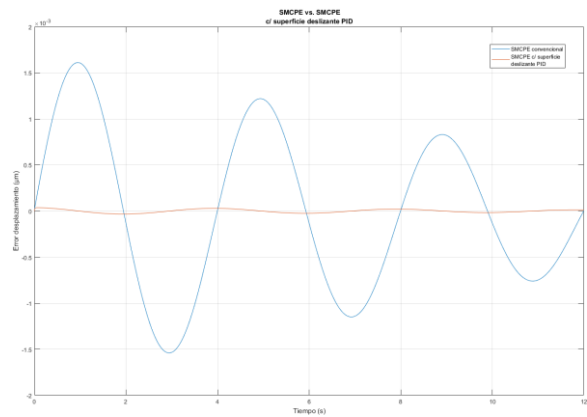


Fig. 6a: Comparación error SMCPE convencional y SMCPE con superficie deslizante PID

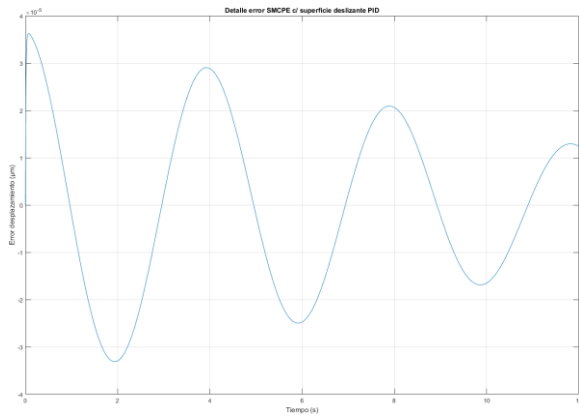


Fig. 6b: Error SMCPE con superficie deslizante PID

Por último, se comparan brevemente en la Fig. 7 las señales de control para el SMCPE convencional y el SMCPE con superficie deslizante PID. En la Fig. 7a se observa que las señales de control son muy parecidas en los dos casos, a pesar de que la diferencia en el error de posición es de alrededor de dos órdenes de magnitud. Esto pone de manifiesto la necesidad de realizar un control muy preciso, ya que la más mínima variación en la señal de control provoca cambios significativos en la salida, al ser los desplazamientos del PEA en un rango tan pequeño. En la Fig. 7b se presenta la diferencia entre las dos señales de control, donde se aprecia mejor la diferencia entre ambas señales.

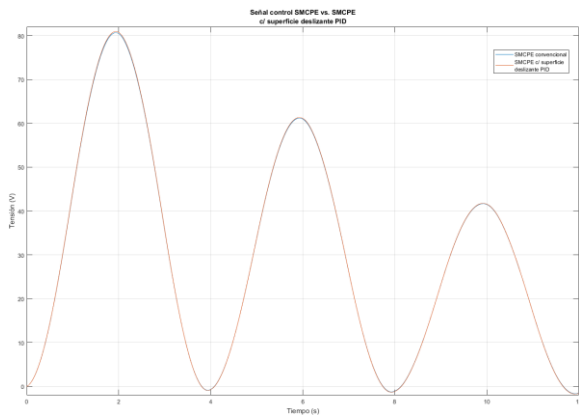


Fig. 7a: Comparación señal de control SMCPE convencional y SMCPE c/ superficie deslizante PID

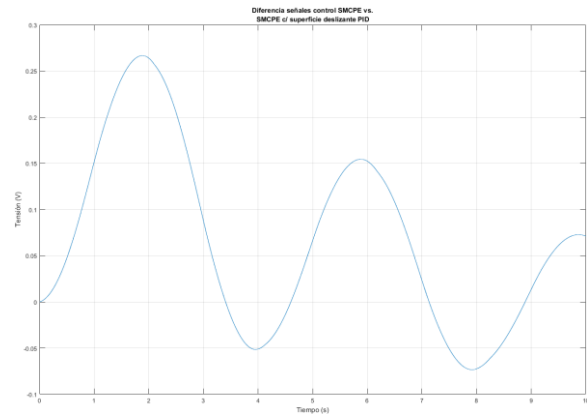


Fig. 7b: Diferencia entre señales de para SMCPE convencional y SMCPE c/ superficie deslizante PID

7 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

A continuación, se recogen las conclusiones extraídas en los diferentes apartados del artículo y se plantean las posibles líneas de trabajo futuro.

Se ha estudiado el modelo de histéresis BW y cómo es necesario un control adecuado que pueda compensar las imperfecciones del modelo. Se ha realizado el diseño del SMCPE, del SMCPE mejorado y se han comparado los errores del sistema controlado por un PID, el SMCPE convencional y el SMCPE-PID. Los resultados obtenidos son mejores para el SMCPE-PID, que cuenta con una respuesta transitoria más rápida que el SMCPE convencional y menor error en estado estacionario además de no haber presencia de chattering (en simulación, al menos), y que será mejor que el PID porque ofrece una robustez ante imperfecciones del modelo que un PID no proporciona.

De cara al futuro, se realizarán sobre un PEA las pruebas realizadas en simulación: se comparará la curva de histéresis real con la simulada y se implementarán los controles propuestos para ver si el SMCPE mejorado es suficientemente robusto para evitar las dinámicas no modeladas o si por el contrario la ganancia constante del control puede amplificar las oscilaciones de la señal de control y excitar dinámicas de alta frecuencia del sistema sin modelar; y que sea necesario implementar un control más complejo, como por ejemplo un controlador SMCPE-PID adaptativo que cambie tanto los valores del PID como las ganancias de control online sin cambiar la superficie deslizante.

Además, se quiere utilizar comunicación inalámbrica entre el controlador y el actuador, para evitar los problemas que pueda generar el tener varios cables

uniendo el controlador (estacionario) con el PEA (en movimiento). El principal requerimiento a comprobar será si tiene las características necesarias para ser utilizado para una aplicación industrial y en el ambiente industrial que ello conlleva: tiempo de transporte rápido, resistencia al ruido e interferencias, sin pérdida de datos. En definitiva, que la comunicación sea fiable y rápida. A partir de ahí, se valorará si compensa la posible pérdida de calidad en la señal frente a la ventaja de no tener que utilizar cableado en un sistema móvil.

Agradecimientos

Los autores están muy agradecidos a la UPV / EHU por su apoyo a través de los proyectos PPGA18/04 y UFI 11/07 y al Gobierno Vasco por su apoyo a través del proyecto ELKARTEK 2017 (expediente KK-2017/00033).

English summary

SLIDING MODE CONTROL WITH PERTURBATION ESTIMATION AND PID SLIDING SURFACE FOR POSITION CONTROL OF PIEZOELECTRIC ACTUATOR

Abstract

In this paper, an improved sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE) with a PID-type sliding surface is proposed for the position control of a piezoelectric actuator. The dynamic model of the system includes the Bouc-Wen hysteresis model. Also, an observer is used to estimate the full state of the system from the only measurable variable, the position. According to the simulation results, the proposed SMCPE-PID controller improves the performance of the system when compared to a PID or conventional SMCPE.

Keywords: sliding mode control (SMC), piezoelectric actuator (PEA), position control, hysteresis.

Referencias

- [1] Gu et al, "Modeling and Control of Piezo-Actuated Nanopositioning Stages: A Survey", IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, vol. 13, no. 1, pp. 313-332, January 2016
- [2] Devasia, E. Eleftheriou and S. O. Reza Moheimani, "A Survey of Control Issues in Nanopositioning," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 15, no. 5, pp. 802-823, Sept. 2007
- [3] Y. Li and Q. Xu, "Adaptive Sliding Mode Control With Perturbation Estimation and PID Sliding Surface for Motion Tracking of a Piezo-Driven Micromanipulator", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 18, no. 4, pp. 798-810, July 2010
- [4] Gu et al, "Modeling and Compensation of Asymmetric Hysteresis Nonlinearity for Piezoceramic Actuators With a Modified Prandtl-Ishlinskii Model", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 3, pp. 1583-1595, March 2014
- [5] C.-J. Lin and S.-R. Yang, "Precise positioning of piezo-actuated stages using hysteresis-observer based control," Mechatronics, vol. 16, no.7, pp. 417-426, Sep. 2006
- [6] H. G. Xu, T. Ono, and M. Esashi, "Precise motion control of a nanopositioning PZT microstage using integrated capacitive displacement sensors," J. Micromech. Microeng., vol. 16, no. 12, pp. 2747-2754, Dec. 2006
- [7] M. Boukhifir and A. Ferreira, "H_∞ loop shaping bilateral controller for a two-fingered tele-micromanipulation system," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 15, no. 5, pp. 891-905, Sep. 2007
- [8] S. S. Aphale, S. Devasia, and S. O. R. Moheimani, "High-bandwidth control of a piezoelectric nanopositioning stage in the presence of plant uncertainties," Nanotechnology, vol. 19, no. 12, pp. 125503-1-125503-9, Mar. 2008
- [9] Liu et al, "An Inversion-Free Predictive Controller for Piezoelectric Actuators Based on a Dynamic Linearized Neural Network Model", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 21, no. 1, February 2016

- [10] R. Xu and M. Zhou, "A self-adaption compensation control for hysteresis nonlinearity in piezo-actuated stages based on Pi-sigma fuzzy neural network", *Smart Materials and Structures*, vol. 27, 13 pp., February 2018
- [11] Q. Xu, "Digital Sliding-Mode Control of Piezoelectric Micropositioning System Based on Input-Output Model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5517-5526, Oct. 2014
- [12] H. Elmali and N. Olgac, "Sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE): A new approach," *Int. J. Control*, vol. 56, pp. 923-941, 1992



© 2018 by the authors.
Submitted for possible open
access publication under the
terms and conditions of the Creative Commons
Attribution CC-BY-NC 3.0 license
(<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>).