



SINTONIZACIÓN DE UN CONTROLADOR PARA UN POSICIONADOR LINEAL USANDO LA DINÁMICA DE ALTA FRECUENCIA DEL SISTEMA

AGUSTÍN CASQUERO, ROGELIO HECKER, DIEGO VICENTE, GUSTAVO FLORES

Universidad Nacional de la Pampa
CONICET – Facultad de Ingeniería
Calle 110 y 9, (6360) General Pico, La Pampa, Argentina

(Recibido 10 de agosto de 2011, para publicación 15 de noviembre de 2011)

Resumen – Las máquinas herramientas modernas requieren de sistemas de posicionamiento capaces de seguir, con errores reducidos, trayectorias con valores elevados de velocidad y aceleración. Para ello, estos sistemas deben ser diseñados y controlados para obtener un ancho de banda adecuado y buena robustez a las perturbaciones externas y a las dinámicas no compensadas. Este trabajo presenta la dinámica de alta frecuencia y un modelo reducido de un dispositivo de posicionamiento lineal compuesto por: un motor eléctrico, un sistema tornillo-tuerca de bolas recirculantes y un carro que se desliza sobre guías lineales, también de bolas recirculantes. Además, se incluyen los parámetros estimados del modelo reducido y de la fricción de Coulomb. Luego se presenta un esquema de control compuesto por: ubicación de polos de lazo cerrado mediante la técnica de variables de estado, más un prefiltro que tiene en cuenta la dinámica del sistema (*Zero Phase Error Tracking Controller*, ZPETC) y adicionalmente un compensador para la fricción dinámica. La dinámica deseada de lazo cerrado se selecciona mediante un análisis de estabilidad utilizando el modelo de alta frecuencia del sistema. Finalmente, se muestran resultados experimentales donde se constatan valores de error reducidos en seguimiento de trayectorias exigentes. Para trayectorias a velocidad constante entre dos posiciones determinadas, incluyendo arranque y parada, se detecta un error medio menor a 41 μm y para trayectorias sinusoidales se observa un error medio menor a 38 μm , siendo estos valores apropiados para máquinas herramientas modernas.

Palabras clave – Posicionador lineal, control, seguimiento de trayectorias, maquinado.

1. INTRODUCCIÓN

La tendencia actual, especialmente en el maquinado de piezas voluminosas de aluminio, es la de aumentar las velocidades de corte para disminuir los tiempos de mecanizado y aumentar la producción de piezas [1], lo que se conoce como maquinado de alta velocidad. Esto trae aparejado un aumento en cuanto a las velocidades y aceleraciones a las que está sometido el sistema, por lo que sus lazos de control deben tener un ancho de banda adecuado para seguir estas referencias manteniendo un error bajo. Sin embargo, los cambios bruscos en las aceleraciones pueden excitar la dinámica de alta frecuencia del sistema mecánico. De esta manera los diseñadores requieren cada vez más del conocimiento del comportamiento del sistema a altas frecuencias y su interacción con la acción del controlador.

Existen diversas técnicas de control que se pueden emplear con éxito en los posicionadores lineales. En el caso de contar con un modelo adecuado del sistema, junto con sus parámetros representativos, se pueden utilizar las técnicas de control clásicas por función transferencia [2] o las técnicas de variable de estado. Además, para disminuir los errores de seguimiento se deben compensar las perturbaciones externas [1], como ser las fuerzas de maquinado y las fuerzas de roce, implementando algún algoritmo de compensación, como los presentados en [3] y [4]. También se puede agregar un prefiltro que tenga en cuenta la dinámica del sistema a lazo cerrado, con el fin de aumentar el ancho de banda para el seguimiento de referencias, como ser el prefiltro ZPETC que se explica en [5].

En el presente trabajo se analiza un sistema de posicionamiento lineal compuesto por un motor rotacional y un sistema de transmisión tipo tornillo-tuerca. Este sistema fue diseñado teniendo en cuenta

los requerimientos de esfuerzos, velocidades y aceleraciones para el maquinado de alta velocidad. Con el objetivo de realizar el seguimiento de referencias típicas del maquinado, se diseñó e implementó un esquema de control basado en un modelo rígido del sistema, el cual se ensayó experimentalmente para medir su desempeño.

En la sección 2 se hace una descripción detallada del sistema en estudio, se presentan las características de la dinámica completa del sistema, se plantea un modelo reducido de dicha dinámica y se presentan los parámetros identificados de este modelo. Luego, en la sección 3, se describe el esquema de control utilizado en los experimentos para el seguimiento de trayectorias junto con el análisis de estabilidad utilizando la dinámica completa del sistema. En la sección 4, se presentan los resultados experimentales obtenidos con el sistema para el seguimiento de trayectorias típicas en maquinado, como son las trayectorias sinusoidal y los movimientos a velocidad constante. Por último, en la sección 5, se presentan las conclusiones.

2. SISTEMA FÍSICO

2.1. Descripción del sistema

El sistema en estudio es un eje lineal de posicionamiento, el cual está compuesto por un servo-motor, un tornillo de bolas recirculantes, guías lineales con patines de bolas y un carro, como se muestra en la Fig. 1.

El servomotor tiene una velocidad máxima de 3600 rpm, un par nominal de 3,53 Nm y un par máximo de 12,2 Nm. Este motor está unido a un tornillo de bolas recirculantes con un paso de 10 mm/rev, el cual está fijado a la base del sistema por medio de dos rodamientos, uno rígido en un extremo (el más cercano al motor) y uno flotante en el otro extremo. La tuerca del tornillo de bolas está pretensada, para reducir al mínimo el juego mecánico, y se encuentra unida rígidamente al carro por medio del soporte de tuerca. El carro se desliza sobre dos guías lineales de bolas recirculantes, las cuales soportan las cargas verticales y laterales.

El motor posee un encoder rotacional de 1024 pulsos de salida que se convierten en 4096 cuentas debido al decodificado que realiza la placa adquisidora (TTLx4) y que combinado con el paso del tornillo resulta en una resolución lineal de 2,5 μm . El sistema mecánico se encuentra conectado a un sistema de control en tiempo real que está montado en una PC, y que sirve de interfase entre el usuario y el sistema. El sistema de control se conecta con el sistema físico por medio de una señal analógica que comanda el par motor y una señal de realimentación que consiste en la posición del motor.

2.2. Dinámica del sistema

En esta sección se presentan las principales características de la dinámica del sistema obtenidas a partir de un modelo general [6] y que luego el mismo será usado en el estudio de la estabilidad del lazo cerrado. La Fig. 2 muestra dos esquemas de este sistema, donde se consideran los parámetros y componentes asociados a deformaciones lineales por un lado, y a deformaciones rotacionales por otro lado. El tornillo es considerado un sistema continuo, y el resto de los componentes son considerados como elementos concentrados. La deformación del subsistema continuo (el tornillo), puede ser representada a través de un

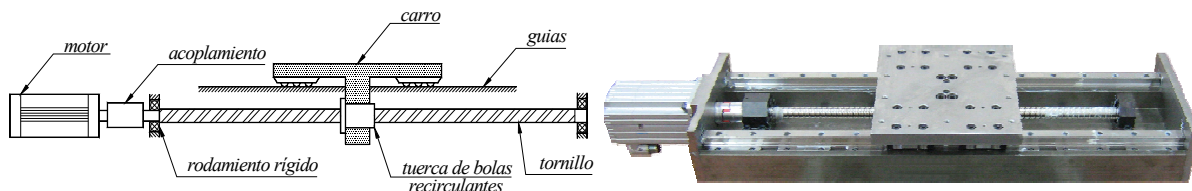


Fig. 1. Esquema general y foto del posicionador lineal.

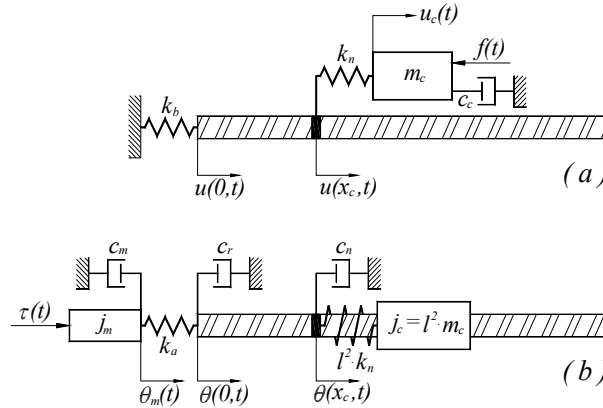


Fig. 2. Esquema de: a) desplazamiento axial y b) desplazamiento rotacional.

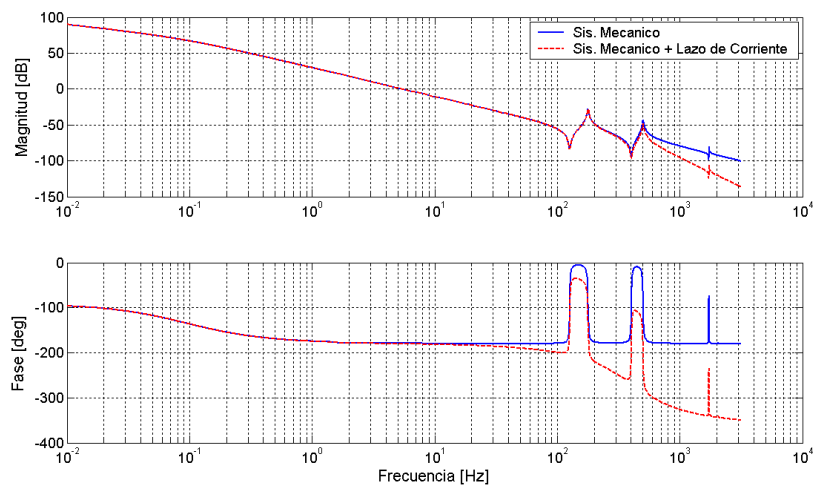


Fig. 3. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto.

campo de deformación axial, usando la función $u(x,t)$ y a través de un desplazamiento angular usando $\theta(x,t)$.

El subsistema continuo está caracterizado por la densidad de masa ρ , una sección transversal A , momento de inercia J_t , longitud L , modulo de Young E , modulo de Poisson G , y una relación de transmisión l . Los elementos considerados en forma concentrada son: el rotor del motor eléctrico, con momento de inercia J_m ; el acoplamiento flexible, con momento de inercia J_a y coeficiente de rigidez k_a ; el rodamiento rígido, cuya rigidez es k_b ; y el carro, cuya masa es m_c .

Como se puede ver en la Fig. 2, además de las funciones desplazamiento $u(x,t)$ y $\theta(x,t)$ hay dos coordenadas generalizadas adicionales. Una para describir la posición del carro $u_c(t)$ y otra para describir la posición angular del rotor $\theta_m(t)$.

A partir de las funciones de campo de desplazamiento y las coordenadas generalizadas adicionales se formularon las ecuaciones de energía para obtener la dinámica del sistema usando la formulación de Lagrange. Luego los campos de deformación continuos se aproximaron mediante series de Ritz para obtener un modelo finito y por lo tanto predecir los primeros modos de interés [6].

En base a este modelo, la Fig. 3 muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia entre el par motor y la posición angular del rotor del motor, donde el valor de los parámetros físicos utilizados se encuentra en la Tabla 1.

Tabla 1. Parámetros físicos del posicionador con tornillo de bolas recirculantes.

Diámetro medio del tornillo D	0,0232 [m]
Inercia del tornillo J_t	$2,8 \times 10^{-8}$ [m ⁴]
Longitud del tornillo L	0,94 [m]
Relación de transmisión r	10 [mm/rev]
Inercia del acoplamiento J_a	3×10^{-5} [kg m ²]
Inercia del motor J_m	$2,6 \times 10^{-4}$ [kg m ²]
Masa del carro m_c	133 [kg]
Rigidez de la tuerca k_n	$4,3 \times 10^8$ [N/m]
Rigidez del rodamiento rígido k_b	$4,5 \times 10^8$ [N/m]
Rigidez del acoplamiento k_a	1200 [Nm/rad]

Como se puede ver en la figura, en el rango de frecuencias que llega hasta 1 kHz el sistema posee dos modos resonantes. El primero, ubicado a una frecuencia aproximada de 150 Hz, corresponde a un modo en el que prevalece la deformación axial sobre el tornillo, la tuerca y el rodamiento rígido [6]. El segundo, ubicado a una frecuencia de 500 Hz aproximadamente, corresponde a un modo con predominancia torsional, esto es la deformación angular del tornillo y del acoplamiento flexible es la que prevalece [6].

Como se puede ver en la Fig. 3 para el sistema mecánico solamente, la fase nunca cae por debajo de -180° debido a que cada resonancia está precedida por una antirresonancia. En teoría, esto permite diseñar un controlador capaz de alcanzar un alto ancho de banda en el lazo de posición. Sin embargo, en la práctica esto está limitado por la dinámica del lazo de corriente del motor que introduce un retardo de fase, haciendo que la fase caiga por debajo de los -180° a altas frecuencias. La Fig. 3 muestra también la respuesta en frecuencia del sistema incluyendo la dinámica del lazo de corriente del motor, representada a través de una función de transferencia de segundo orden con una frecuencia natural $\omega_i = 2500$ rad/seg y un amortiguamiento $\zeta_i = 0,707$.

Los modos de vibración del sistema, especialmente el primero, son difíciles de compensar utilizando técnicas lineales de control, ya que su posición en frecuencia cambia considerablemente con las diferentes condiciones de operación, ya sean diferentes masas y/o posiciones del carro [6]. Por lo tanto, en la próxima sección se presenta un modelo reducido del sistema para el diseño del controlador. Sin embargo, se utiliza la dinámica completa para el estudio de la estabilidad del lazo, específicamente, para determinar el ancho de banda del sistema a lazo cerrado.

2.3. Modelo simplificado del sistema

En este caso, se planteó un modelo rígido del sistema que tiene en cuenta la fricción viscosa. Planteando la ecuación de movimiento del sistema se obtiene:

$$J\ddot{\theta} = T_m - B\dot{\theta} - T_r \quad (1)$$

donde θ es la coordenada rotacional; J y B son el momento de inercia y el coeficiente de viscosidad equivalentes del sistema, referidos al eje de rotación; T_m y T_r son el par motor y el par resistente respectivamente.

Considerando que la posición lineal x y angular θ se relacionan a través de relación de transmisión r ($x=r\theta$), la descripción en variables de estado de la ecuación de movimiento del sistema resulta en:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ r/J \end{bmatrix} \cdot T_m + \begin{bmatrix} 0 \\ -r/J \end{bmatrix} \cdot T_r \\ y &= [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

Una vez conocidos los parámetros B y J , esta descripción se puede discretizar para utilizarla en el diseño de control del sistema.

2.4. Identificación de parámetros

Se realizó una identificación utilizando mínimos cuadrados, junto con un modelo de fricción que tiene en cuenta la parte dinámica de la fricción de Coulomb, como se explica en [7]. Este modelo de fricción se utilizó principalmente para disminuir la desviación entre los valores identificados de B y J , y su valor real como se explica en [8]. Al mismo tiempo esto permite obtener un valor aproximado de la fricción de Coulomb en ambas direcciones, T_{din} .

Luego de probar varias combinaciones de señales de excitación, se encontró que los mejores resultados de estimación se obtienen usando una señal con escalones, de frecuencia constante, con la amplitud modulada por una senoide cuya amplitud es la máxima posible sin que la velocidad del motor sature.

De esta manera, se encontraron los siguientes parámetros del sistema

$$\hat{J} = 8,885 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2 \quad \hat{B} = 6,061 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2 \quad \hat{T}_{din}^+ = 0,605 \text{ Nm} \quad \hat{T}_{din}^- = 0,620 \text{ Nm} \quad (3)$$

También se verificó experimentalmente la ubicación del primer modo de vibración para validar el modelo completo presentado en la sección 2.2. Los detalles de esta estimación también pueden ser vistos en [7].

3. ESQUEMA DE CONTROL

Una vez obtenido un modelo rígido del sistema, válido dentro de la región de frecuencia de interés, se debe aplicar una técnica de control que permita el seguimiento de trayectorias y que mantengan acotado el error. Tal como muestra la Fig. 4, se planteó un esquema de control con realimentación de estado, junto con una compensación de la fricción de Coulomb y un prefiltro (ZPETC) que permite compensar el retardo de fase del lazo de cerrado. El diseño del controlador se realizó en forma conjunta e iterativa con un análisis de la estabilidad del sistema, con el propósito de obtener un buen compromiso entre ancho de banda y margen de estabilidad.

Cabe aclarar que la posición angular utilizada como señal de realimentación se obtiene directamente de la medición del transductor angular, mientras que la velocidad se calcula mediante derivación discreta por medio de una función provista por la placa adquisidora, por lo que no se utilizaron estimadores.

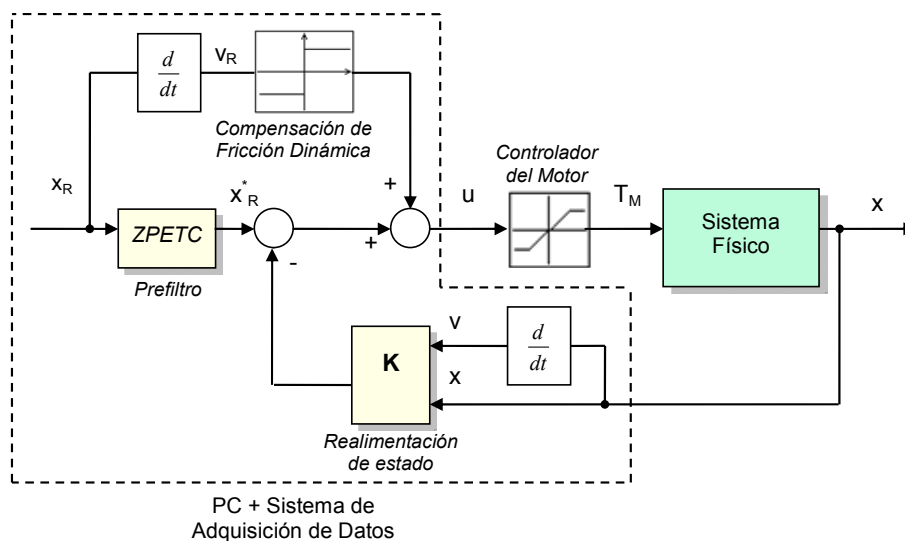


Fig. 4. Esquema de control con realimentación de estado, prefiltro dinámico y compensación de la fricción dinámica.

3.1. Diseño del controlador

El vector de ganancias \mathbf{K} del controlador de estado se calculó teniendo en cuenta la planta representada en (2) y discretizada con un período de muestreo de $T = 1$ ms. La ubicación deseada de los polos dominantes de lazo cerrado se determinó en función de los parámetros f_n y ζ_n que corresponden a la frecuencia natural y al coeficiente de amortiguamiento de la función de transferencia de lazo cerrado. De esta manera, el valor de estos parámetros se elige de modo de obtener el máximo ancho de banda que garantice la estabilidad del sistema completo, tal como se explica en la sección siguiente.

Para realizar la compensación de la fricción se calcula de antemano el signo de la velocidad de referencia, y luego se suma a la señal de control un valor de par de fricción cuyo signo depende del signo de la velocidad. Para obtener el valor del par de compensación se usaron los datos obtenidos de la identificación, (3), y debido a que la fricción es similar en ambos sentidos de movimiento se utilizó una sola constante, lo cual facilita la implementación final del controlador. El valor de par de compensación utilizado, T_{cf} , es de 0,52 Nm, el cual es un poco menor que los valores identificados, para evitar que el sistema quede oscilando alrededor de la posición de equilibrio.

Para disminuir el error de seguimiento, se utiliza un prefiltro del tipo ZPETC [5]. Este filtro se diseña invirtiendo la ecuación del sistema a lazo cerrado, con lo que se obtiene una ganancia unitaria y una fase cero para el rango de frecuencias donde resulta válida la descripción a través del modelo rígido utilizado. Hay que destacar que, si bien este prefiltro aumenta el ancho de banda del sistema respecto a la señal de referencia, no sucede lo mismo con las perturbaciones, las cuales serán rechazadas en mayor o menor medida por la realimentación del sistema, dependiendo del diseño del lazo de cerrado.

Para diseñar este prefiltro, se debe conocer la ecuación de la planta a lazo cerrado expresada como:

$$G_{cl}(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B^-(z^{-1}) B^+(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (4)$$

donde $A(z^{-1})$ son los polos de lazo cerrado del sistema, d representa un retardo puro, $B^+(z^{-1})$ son los ceros cancelables del sistema y $B^-(z^{-1})$ contiene los ceros no cancelables o pobremente amortiguados. Luego, el filtro está representado de la siguiente manera:

$$G_{ZPETC}(z^{-1}) = \frac{z^d A(z^{-1}) B^-(z)}{[B^-(1)]^2 B^+(z^{-1})} \quad (5)$$

donde $B^-(z)$ se obtiene de reemplazar cada z^{-1} por z en la función $B^-(z^{-1})$ y $B^-(1)$ es un escalar que se obtiene tomando $z=1$ y se utiliza para compensar la ganancia en bajas frecuencias. Esta función de transferencia cancela los polos del sistema y los ceros cancelables, y compensa la fase de los ceros no cancelables, con lo que se obtiene una función de transferencia total con ganancia unitaria y fase cero para un rango amplio de frecuencias. Como desventaja, el filtro agrega un retardo temporal, debido a que la función transferencia del filtro tiene más ceros que polos. Este retardo se puede eliminar si se conoce de antemano la trayectoria a seguir, que es el caso de las máquinas herramientas programables.

3.2. Análisis de estabilidad y sintonización del controlador

Definida la arquitectura del esquema de control, la sintonización de las ganancias de estado se realizó sobre la base de un análisis de estabilidad, en el que se utilizó el modelo de la sección 2.2 incluyendo la dinámica del lazo de corriente del motor. El procedimiento utilizado consiste básicamente en elegir la ubicación deseada de los polos dominantes de la dinámica de lazo cerrado, para calcular las ganancias de estado y luego analizar la estabilidad del conjunto. Este procedimiento se repitió hasta encontrar una relación adecuada entre ancho de banda y margen de estabilidad.

Puesto que el comportamiento del sistema a altas frecuencias es sumamente dependiente de parámetros, tales como la rigidez equivalente del tornillo y la masa transportada, los que a su vez dependen de las condiciones de operación [6], el análisis de estabilidad se realizó para diferentes posiciones del carro y diferentes masas transportadas. En este sentido se definió como condición nominal de operación a la que corresponde a una posición media del carro ($x_c = 0,5L$) y sin carga extra ($m_c = 133$ kg).

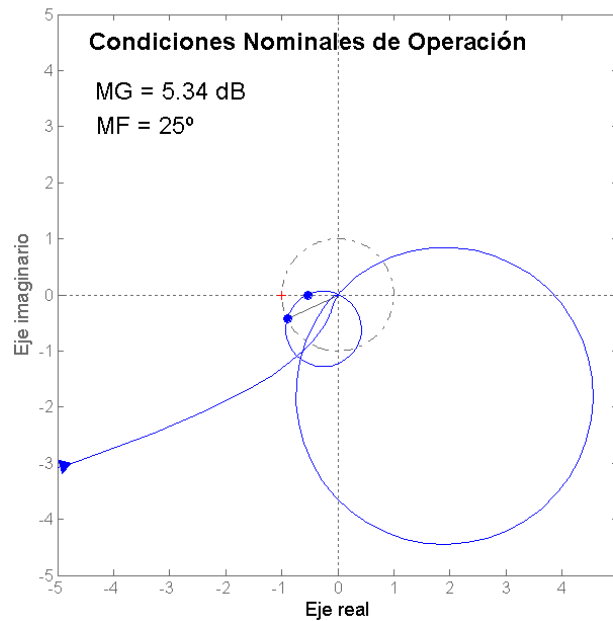


Fig. 5. Diagrama de Nyquist del lazo de control.

De esta manera el desempeño del lazo de control se evaluó para diferentes frecuencias de corte f_n en diferentes condiciones de operación; encontrándose que una $f_n = 15$ Hz con un $\zeta_n = 0,707$ proveen un aceptable compromiso entre estabilidad y ancho de banda. Esto luego fue verificado experimentalmente. Como se muestra en el diagrama de Nyquist de la Fig. 5, en condiciones nominales de operación el margen de ganancia resulta en $MG = 5,34$ dB mientras que el margen de fase es de $MF = 25^\circ$. No obstante estos márgenes se reducen considerablemente, aunque el lazo de control permanece estable, para la condición de operación extrema que resulta de la combinación desfavorable de una posición del carro alejada del motor ($x_c = 0,85L$) y una carga de 100 kg ($m_c = 233$ kg), dando como resultado un $MG = 2,73$ dB y un $MF = 10^\circ$.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez implementado el esquema de control propuesto, se realizaron experimentos para analizar su desempeño. Para esto se utilizaron trayectorias típicas para maquinado, como son referencias sinusoidales y movimientos a velocidad constante. Este tipo de trayectorias son comunes cuando se tienen dos ejes perpendiculares formando una mesa XY y se quiere maquinar un círculo o una forma de diamante. Hay que destacar que se utilizan trayectorias con limitación de choque, que se generan a partir de un perfil trapezoidal de velocidad, como se puede ver en [9]. Este tipo de trayectorias tienen la ventaja de contar con referencias de posición, velocidad y aceleración continuas, con lo que se evitan componentes de alta frecuencia en el par motor que podrían excitar los modos de vibración del sistema mecánico [9].

Para los dos tipos de trayectorias se limitó la velocidad máxima a 170 mm/s, y también se limitaron la aceleración y el choque, a 2.000 mm/s² y 50.000 mm/s³, respectivamente. Para la trayectoria sinusoidal se tomó una amplitud máxima de 35 mm (radio del círculo), mientras que para el movimiento a velocidad constante se tomó una distancia de 35 mm. Estos valores de referencia se tomaron de [10].

Luego, se corrieron varias veces los mismos experimentos para poder hacer un análisis estadístico de los resultados. Con los datos obtenidos, se calculó el valor medio y el desvío estándar para los valores máximos de error de seguimiento en cada experimento. Se obtuvo un error medio de 40,4 μm con un

desvío estándar de 7,0 μm para la trayectoria sinusoidal, y un error medio de 37,0 μm y un desvío estándar de 11,0 μm para la trayectoria a velocidad constante.

En la Fig. 6 se muestra la trayectoria de referencia, el par motor y el error de seguimiento para una trayectoria con limitación de choque, utilizando el esquema de control propuesto. Como se puede apreciar, el error de seguimiento máximo está próximo a los 40 μm , mientras que el par motor está por debajo de su valor nominal (3,53 Nm).

También se utilizó una señal de referencia sinusoidal, como se mencionó anteriormente. En la Fig. 7 se muestran los valores obtenidos para el error de seguimiento y el par motor, junto con la señal de referencia. Como se puede apreciar, el error máximo de seguimiento es de 38 μm aproximadamente, mientras que el par motor no supera los 2 Nm.

5. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se presentó el diseño e implementación de un esquema de control para sistemas de posicionamiento lineal. La estrategia de diseño combina un controlador simple, diseñado sobre la base de un modelo rígido del sistema mecánico, junto con un proceso de sintonización que considera la influencia de la dinámica de alta frecuencia del sistema mecánico y la dinámica del lazo de corriente del motor.

El ancho de banda que se puede alcanzar en el lazo cerrado de posición resultó limitado por las resonancias del sistema. No obstante, se obtuvieron buenos resultados experimentales, donde los errores medios de posicionamiento para trayectorias tanto senoidales como a velocidad constante no superan los 41 μm , el cual es un valor apropiado para máquinas herramientas modernas.

6. REFERENCIAS

- [1] Hecker, R., Flores, G., Xie, Q., Haran, R., "Servocontrol of Machine-Tools: A Review", *Latin American Applied Research – An International Journal*, **38**(1), 85-94 (2008)
- [2] Koren, Y., "Control of Machine Tool", *Journal of Manufacturing Science and Engineering*, **119**, 749-755 (1997)
- [3] Yao, B., Al-Majed, M., Tomizuka, M., "High Performance Robust Motion Control of Machine Tools: An Adaptive Robust Control Approach and Comparative Experiments", *Proceeding of the American Control Conference*, Albuquerque, New Mexico, 2754-2758 (1997)
- [4] Tung, E.D., Anwar, G., Tomizuka, M., "Low velocity Friction Compensation and Feedforward Solution Based on Repetitive Control", *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, **115**, 279-284 (1993)
- [5] Tomizuka, M., "Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control", *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, **109**, 65-68 (1987)
- [6] Vicente, D., Hecker, R., Villegas, F., Flores, G., "Modeling and vibration mode analysis of a ball screw drive", *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, (DOI) 10.1007/s00170-011-3375-6 (2011)
- [7] Casquero, A., Hecker, R., Vicente, D., Flores, G., "Parameter Identification of a Feed Drive for High Speed Machine Tools", COBEM 09, Gramado, Brasil (2009)
- [8] Erkorkmaz, K., Altintas, Y., "High speed CNC system design. Part II: Modeling and identification of feed drives", *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, **41**, 1487-1509 (2001)
- [9] Altintas, Y., *Manufacturing Automation*, Cambridge University Press, Cambridge, UK (2000)
- [10] Erkorkmaz, K., Altintas, Y., "High speed CNC system design. Part III: high speed tracking and contouring control of feed drives", *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, **41**, 1637-1658 (2001)

CONTROLLER TUNING FOR A LINEAR FEED DRIVE USING THE HIGH FREQUENCY SYSTEM DYNAMICS

Abstract – Modern machine tools require positioning systems with the ability to follow, with reduced errors, trajectories with high velocities and accelerations. Therefore, the controllers must achieve an appropriate bandwidth and robustness to reject external perturbations and the effects of non-modeled dynamics. This work presents the high frequency dynamics and a reduced model of a system composed by an electric motor, a ball screw, and linear bearing guides. Furthermore, the estimated parameters for the reduced model and the Coulomb friction are presented. Following, a control strategy is presented given by a state space controller, a Zero Phase Error Tracking Controller and a compensation for the Coulomb friction. The desired closed loop dynamics was selected by studying the stability of the system using the high frequency model. Finally, experimental results with low tracking error are shown. For point to point positioning at constant velocity it shows an average error of 41 μm , and 38 μm for a sine type trajectory. Both values are suitable for modern machine tools.

Keywords – Lineal positioning, Trajectory control, Machining.