

DISEÑO DE UN CONTROLADOR BASADO EN QFT PARA EL AMORTIGUAMIENTO DEL CHATTER EN RECTIFICADORAS SIN CENTROS

I.Egaña, X.Sabalza

Ideko S.Coop.

Arriaga Kalea 2, 20870 Elgoibar, España

e-mail: iegana@ideko.es

Resumen: Con el objetivo de mejorar la estabilidad del proceso de rectificado ante *chatter*, se presenta un sistema de amortiguamiento integrado en la rectificadora sin centros Estarta MDA 327 (www.estarta.com). Un actuador piezoeléctrico compensa las vibraciones, mejorando el rendimiento de la máquina derivado del compromiso existente entre la producción y el acabado superficial. En este artículo, se detalla el diseño del controlador mediante técnicas de Control Robusto QFT, incluyendo especificaciones de estabilidad robusta, restricción del esfuerzo de control, y rechazo de perturbaciones. *Copyright © 2006 CEA-IFAC*

Palabras clave: QFT, Dominio de la Frecuencia, Control Robusto, Sistemas de Fabricación, Control de Vibraciones.

1. INTRODUCCIÓN

En este artículo se presenta el diseño de un controlador basado en QFT para comandar un actuador piezoeléctrico. Dicho dispositivo está integrado en la rectificadora sin centros Estarta MDA 327 (www.estarta.com), mostrada en la Figura 1. La finalidad es la reducción de la inestabilidad provocada por las vibraciones regenerativas conocidas como *chatter*, propias de procesos de corte, y que causan ondulaciones en la superficie de la pieza. Dicho fenómeno constituye el origen del compromiso existente entre el acabado superficial y la productividad. De hecho, habitualmente se suele realizar una tediosa tarea de determinación de las condiciones de corte adecuadas con objeto de asegurar la calidad del acabado y evitar un desgaste prematuro de la muela sin limitar excesivamente la productividad. Según se demuestra en las páginas siguientes, la introducción de un sistema activo de amortiguamiento mejora las cualidades de la máquina.

Las vibraciones autoexcitadas aparecen como consecuencia de la interacción entre la dinámica estructural de la máquina herramienta y el proceso de corte. Dependiendo de los parámetros de corte, aparecen vibraciones en frecuencias cercanas a los modos de resonancia incluso sin perturbaciones de fuerza adicionales. Esto es especialmente crítico cuando se trata de rectificadoras sin centros, en que la pieza no permanece anclada.



Figura 1. Rectificadora sin centros Estarta MDA 327.

Se pueden encontrar distintos trabajos sobre el modelado de fuerzas regenerativas y la caracterización de máquinas en procesos de rectificado (Miyashita *et al.*, 1982; Bueno *et al.*, 1990; Nieto, 1996; Hashimoto *et al.*, 2000). Como consecuencia de ello, es posible calcular los llamados diagramas de lóbulos de estabilidad, útiles para determinar las condiciones de corte adecuadas que evitan el *chatter*. En estos gráficos, se suele representar el límite de estabilidad en función de la productividad y la velocidad de giro de la muela.

Por otra parte, a pesar de la existencia de teoría y aplicaciones de actuadores piezoeléctricos (Preumont, 1997; Preumont *et al.*, 2000; Moheimani *et al.*, 2004; Kerr, 2004; Lin y Yang, 2005), los métodos de amortiguación activos raramente se han utilizado en máquina herramienta, e incluso parecen estar aún ‘relativamente inmaduros’ en este campo (Dohner *et al.*, 2001).

En de este contexto, se ha estimado que la teoría QFT (Horowitz, 1963; 1991; 1993; Houppis, 1996; Houppis *et al.*, 2006) es el marco adecuado para el presente problema, gracias a la capacidad de:

- Tratar eficazmente la incertidumbre, tanto la de tipo paramétrico como la de tipo no paramétrico, incluyendo además la representación mixta a partir como la combinación de ambas.

En fenómenos vibratorios, con modos de alta frecuencia muy poco amortiguados y muy inciertos que pueden afectar a la estabilidad, esto resulta de especial interés al garantizar unos márgenes de estabilidad lo suficientemente robustos.

- Verificar el cumplimiento de todas las especificaciones de funcionamiento en plena fase de diseño, lo que agiliza enormemente la síntesis del controlador.

Gracias a los llamados *bounds*, esto es, traslaciones de las especificaciones impuestas al lazo cerrado en términos del lazo abierto, se ahorran continuas comprobaciones del cumplimiento de las especificaciones en el dominio de la frecuencia durante la fase de diseño.

- Estudiar de un modo transparente el compromiso entre las distintas especificaciones en frecuencia, evitando posibles problemas de incompatibilidades en su establecimiento.

Algunas especificaciones implican exigencias distintas al controlador, y pueden llevar a la inexistencia de soluciones. Por ejemplo, la reducción del efecto de la incertidumbre exige altas ganancias, mientras que las restricciones del esfuerzo de control requieren limitaciones en la máxima ganancia a utilizar.

- Encontrar controladores de bajo orden que cumplen especificaciones de diseño críticas, en función de la experiencia del diseñador. En tal entorno, transparente en el sentido que se ha explicado, resulta muy intuitivo para el ingeniero de control llegar a acumular la experiencia suficiente que le permita solucionar problemas complejos tales como por ejemplo, los derivados de sistemas inestables, de ceros de fase no mínima, o retardos.

La estructura de este artículo es la siguiente. En primer lugar, en la sección 2 se presenta una descripción completa de la rectificadora sin centros Estarta MDA 327 (www.estarta.com) incluyendo el modelo dinámico. Posteriormente, en la sección 3 se justifica el diseño del controlador por medio de técnicas basadas en QFT, mostrándose la mejora en la productividad de la máquina, y finalmente, en la sección 4 se recogen los aspectos más relevantes.

2. RECTIFICADORA SIN CENTROS

En esta sección se exponen los dos modelos críticos para el estudio de la rectificadora sin centros. Por una parte, se presenta someramente el modelo regenerativo del *chatter*, origen de las fuerzas que constituyen la perturbación del sistema. Por otra, se presenta el modelo dinámico de la rectificadora, necesario para diseñar el funcionamiento del amortiguador activo y la topología del controlador.

2.1 Descripción de la rectificadora sin centros

El rectificado es un proceso muy complejo, que es relativamente poco conocido dentro de la tecnología de mecanizado debido a la gran cantidad de variables implicadas. El análisis de los procesos de corte en que intervienen granos abrasivos es especialmente complejo debido al carácter aleatorio de la distribución de los bordes de corte en la superficie de la muela rectificadora, así como a su disposición variable debido al desgaste.

Por otra parte, el rectificado sin centros constituye una opción excepcional para muchos sectores industriales gracias a la excelente precisión y el magnífico acabado superficial que se pueden alcanzar, junto con la gran capacidad de producción inherente. En el rectificado sin centros la pieza no está anclada, y está únicamente sostenida según se muestra en la Figura 2 por una regla, una muela rectificadora y una rueda motriz. Esta última evita la rodadura de la pieza sobre la muela.

La operación *plunge* es la operación de rectificado en que los ejes de rotación de una o ambas ruedas –motriz y muela– están inclinados respecto al plano horizontal, creando una componente horizontal de la velocidad de la pieza, que se mueve axialmente durante el proceso de rectificado.

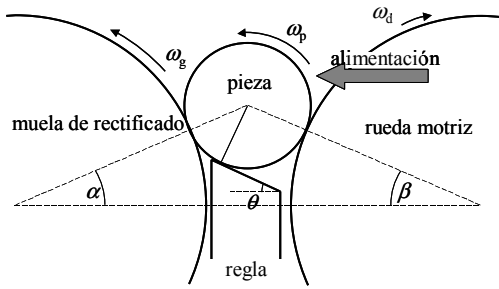


Figura 2. El proceso de corte en una rectificadora sin centros.

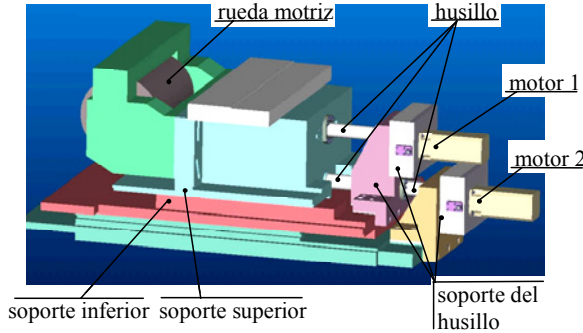


Figura 3. Esquema de la rectificadora sin centros.

La rectificadora Estarta 327 MDA está provista de una rueda motriz de 500 mm de longitud y una muela de 650 mm de diámetro. La Figura 3 muestra un esquema de la rueda motriz.

2.2 Dinámica de la máquina

La existencia del problema del *chatter* se estudia analíticamente a partir de la estabilidad del modelo de corte, caracterizado mediante el sistema con doble realimentación mostrado en la Figura 4. En dicho modelo, la fuerza de corte F_d es una fuerza proporcional a la profundidad de pasada a . Consecuentemente, se produce una doble modulación del espesor de viruta deseado H_0 en el espesor de viruta real H , a partir de una modulación interior U y de una modulación exterior, siendo $\Phi(s)$ la dinámica de la máquina. En esta última, la velocidad relativa de giro entre la muela rectificadora y la pieza, representada por el retardo T , determina la estabilidad del proceso de corte como una modulación exterior U_0 (Altintas, 2000).

La fuerza de corte $f_d(t)$ generada en el proceso de rectificado excita el sistema mecánico de la Figura 5. En ella se muestra un modelo simplificado de la cadena cinemática de la muela rectificadora, cuya respuesta dinámica en forma de función de transferencia se incluye en las Ecuaciones (1) y (2). El modelo reducido de la Figura 5 está basado en los resultados de pruebas experimentales (Garitanonandia, 2002) y muestra una coincidencia en los modos de resonancia con el sistema real. Tanto el modelo como diversas pruebas realizadas mostraron que la máquina rectificadora presenta una frecuencia de *chatter* cercana a los 381 rad/s.

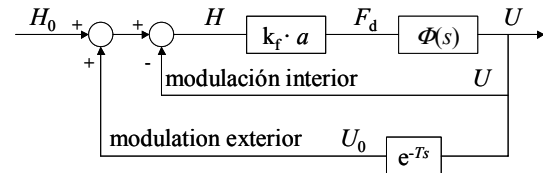


Figura 4. Lazo de *chatter* regenerativo.

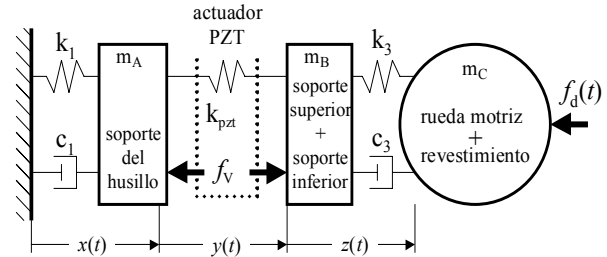


Figura 5. Modelo mecánico simplificado.

Las Ecuaciones (1) y (2) describen las funciones de transferencia que relacionan la elongación Y con la fuerza del actuador piezoeléctrico F_V , y con la perturbación debida al *chatter* F_D respectivamente.

$$P_{pz}(s) = \frac{Y}{F_V} = \frac{\sum_{m=0}^4 h_m \cdot s^m}{\sum_{n=0}^6 a_n \cdot s^n} \quad (1)$$

$$P_D(s) = \frac{Y}{F_D} = \frac{\sum_{m=0}^3 g_m \cdot s^m}{\sum_{n=0}^6 a_n \cdot s^n} \quad (2)$$

Los coeficientes son,

$$\begin{aligned} h_4 &= (m_B + m_A) \cdot m_C \\ h_3 &= (c_3 \cdot (m_A + m_B + m_C) + c_1 \cdot m_C) \\ h_2 &= (m_A + m_B + m_C) \cdot k_3 + m_C \cdot k_1 + c_1 \cdot c_3 \\ h_1 &= (k_1 \cdot c_3 + k_3 \cdot c_1) \\ h_0 &= k_1 \cdot k_3 \\ g_3 &= -m_A \cdot c_3 \\ g_2 &= -c_1 \cdot c_3 - m_A \cdot k_3 \\ g_1 &= -k_1 \cdot c_3 - k_3 \cdot c_1 \\ g_0 &= -k_1 \cdot k_3 \\ a_6 &= m_A \cdot m_B \cdot m_C \\ a_5 &= c_1 \cdot m_B \cdot m_C + m_A \cdot c_3 \cdot (m_B + m_C) \\ a_4 &= (c_1 \cdot c_3 + m_A \cdot k_3) \cdot m_B \\ &\quad + (c_1 \cdot c_3 + m_A \cdot k_3 + m_B \cdot (k_{pz} + k_1) + m_A \cdot k_{pz}) \cdot m_C \\ a_3 &= (k_1 \cdot m_B + (m_A + m_B + m_C) \cdot k_{pz}) \cdot c_3 + c_1 \cdot m_B \cdot k_3 \\ &\quad + (k_1 \cdot c_3 + c_1 \cdot (k_3 + k_{pz})) \cdot m_C \\ a_2 &= k_{pz} \cdot (k_1 \cdot m_C + c_1 \cdot c_3) \\ &\quad + (k_1 \cdot (m_B + m_C) + k_{pz} \cdot (m_A + m_B + m_C)) \cdot k_3 \\ a_1 &= k_{pz} \cdot (k_1 \cdot c_3 + k_3 \cdot c_1) \\ a_0 &= k_1 \cdot k_{pz} \cdot k_3 \end{aligned}$$

donde,

$$\begin{aligned} m_A &= 25 \text{ kg}; m_B = 1200 \text{ kg}; m_C = 1935 \text{ kg} \\ c_1 &\in [315; 1890] \text{ Ns/m}; c_3 \in [251; 1507] \text{ Ns/m} \end{aligned}$$

$$k_1 \in [570 \cdot 10^6; 684 \cdot 10^6] \text{ N/m}$$

$$k_3 \in [570 \cdot 10^6; 684 \cdot 10^6] \text{ N/m}$$

$$k_{pzt} = 2.1 \cdot 10^9 \text{ N/m}$$

A pesar de que es preciso utilizar las relaciones dinámicas de X y Z con F_V y F_M para el cálculo de los lóbulos de estabilidad, en este artículo sólo se incluyen las funciones de transferencia necesarias para el diseño del controlador.

Por otra parte, la dinámica del actuador piezoeléctrico incluyendo el amplificador de potencia $A(s)$ –ver Figura 6- da lugar a una fuerza F_V en función de la orden de control V . Su ancho de banda es lo suficientemente grande como para considerar dicha dinámica como una ganancia de un valor de 117 N/V. Además, la señal disponible para la realimentación es el esfuerzo en el actuador F_M ,

$$F_M = F_{PR} + F_V - k_{pzt} \cdot Y \quad (3)$$

El sensor correspondiente obtiene el valor de la fuerza F_M que es la suma de la carga sobre el actuador piezoeléctrico, incluyendo la precarga del actuador F_{PR} , incluyendo la fuerza debida al actuador piezoeléctrico F_V que es gobernada por medio de la tensión V , e incluyendo finalmente la carga debida a la elongación del actuador Y , siendo k_{pzt} la rigidez del actuador.

Las Figuras 7 y 8 representan las respuestas en frecuencia de la fuerza medida F_M en relación con la señal de control V y la perturbación F_D . Nótese que la Figura 8 representa la sensibilidad ante las perturbaciones externas F_D , y cuya reducción es el objetivo del lazo de control propuesto.



Figura 6. Actuador piezoeléctrico embebido en la rectificadora.

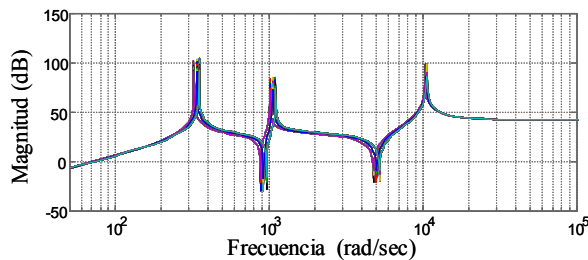


Figura 7. Magnitud de la función de transferencia que relaciona la fuerza medida F_M y el esfuerzo de control V .

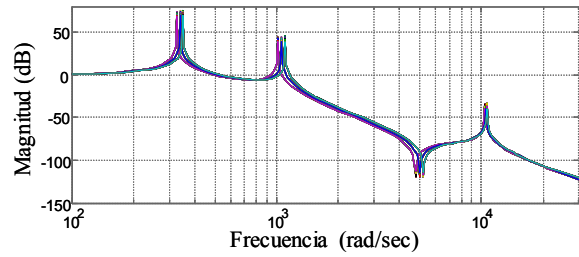


Figura 8. Magnitud de la función de transferencia que relaciona la fuerza medida F_M y la perturbación F_D .

2.3 Lazo de rechazo de perturbaciones

Se utilizan los sensores de fuerza embebidos en el actuador para medir la fuerza a que este se ve sometido. La fuerza medida F_M está así disponible para realimentar el lazo de control (ver Figura 9), teniendo en cuenta que el objetivo es el rechazo de las perturbaciones de las frecuencias cercanas a la de *chatter* –recuérdese la cifra de los 381 rad/s-, considerando además otras especificaciones de funcionamiento tales como las restricciones del esfuerzo de control y la estabilidad robusta. La fuerza de pre-tensado F_{PR} de la Ecuación (3) no se incluye aquí dado que se trata de un valor estacionario sin influencia en el diseño del lazo. La Figura 10 representa un lazo de realimentación equivalente y simplificado del mismo proceso.

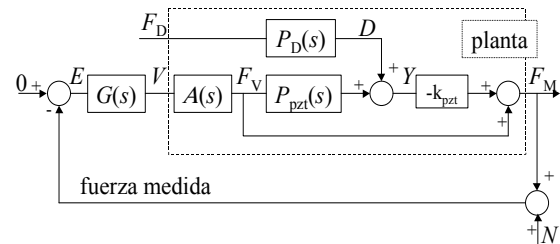


Figura 9. Lazo de realimentación para el rechazo de perturbaciones.

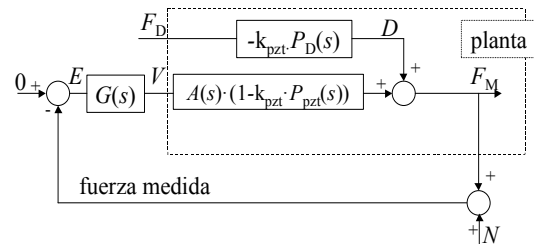


Figura 10. Lazo de realimentación para el rechazo de perturbaciones simplificado.

3. SÍNTESIS DEL CONTROLADOR ROBUSTO

En esta sección se describe la forma en que se ha diseñado el controlador. Primero se repasa someramente el proceso de diseño de un lazo de realimentación basado en QFT según Houpis (1996), cuya lectura recomiendan los autores. Posteriormente, se incluyen las especificaciones de

funcionamiento y se muestran los aspectos claves en el diseño del lazo de control. Finalmente se muestra la mejora de estabilidad que el lazo de control obtiene sobre el diagrama de lóbulos de estabilidad.

3.1 Técnica de diseño basada en QFT

QFT es una teoría sobre la relación de la realimentación con la incertidumbre en el modelo, con la existencia de perturbaciones no medibles, y con la presencia de polos o ceros de parte real positiva, origen de inestabilidades o comportamientos de fase no mínima.

Inicialmente, en los años 50 y 60, la necesidad de comparar de modo objetivo distintas propiedades dinámicas de la realimentación recabó la atención de los investigadores, ya que tal y como explica Horowitz (1984), el considerado como el padre de la teoría QFT, “*la formulación explícita cuantitativa (...) era esencial para la ciencia de la ingeniería de la realimentación*”. Por eso, con QFT se amplía el concepto de sensibilidad expuesto por Bode (1945) y se extiende su uso a otra serie de funciones de mérito (Houpis, 1996).

Para entender el procedimiento de diseño de un lazo de control basado en QFT, la Figura 11 detalla los pasos típicos, según la figura extraída de Egaña (2002). El punto de partida de este diseño es el modelo expuesto en las Ecuaciones (1) y (2) y la topología del control de la Figura 10.

El establecimiento de unas especificaciones de funcionamiento exigentes y compatibles entre sí es un proceso iterativo de verificación en frecuencia que parte de todo el conocimiento disponible del proceso incluyendo saturaciones, ancho de banda del actuador, dinámica del sensor, limitaciones en la frecuencia de muestreo si la implementación del controlador es digital, y posibles no linealidades.

Las especificaciones de diseño, que habitualmente se formulan sobre el lazo cerrado, dan lugar a los *bounds*. Dichos límites son la traslación de las especificaciones al lazo abierto de la planta, considerándose en su cálculo la ‘cantidad’ de incertidumbre en magnitud y en fase para cada frecuencia.

La etapa de síntesis del controlador recibe el nombre de *loop-shaping*. Partiendo de un controlador unitario $G(s) = 1$ y de cierta planta nominal $P_0(s)$, lo habitual es que el diseñador modifique la forma del lazo abierto nominal $L_0(s) = P_0(s) \cdot G(s)$ sobre el plano logarítmico de Nyquist –en Matlab, diagrama de Nichols– añadiendo a $G(s)$ los elementos necesarios hasta que todo el lazo se sitúe dentro de las zonas permitidas por los *bounds*. En el momento en que se logra que el controlador respete las especificaciones en lazo abierto, el controlador cumple las especificaciones de lazo cerrado.

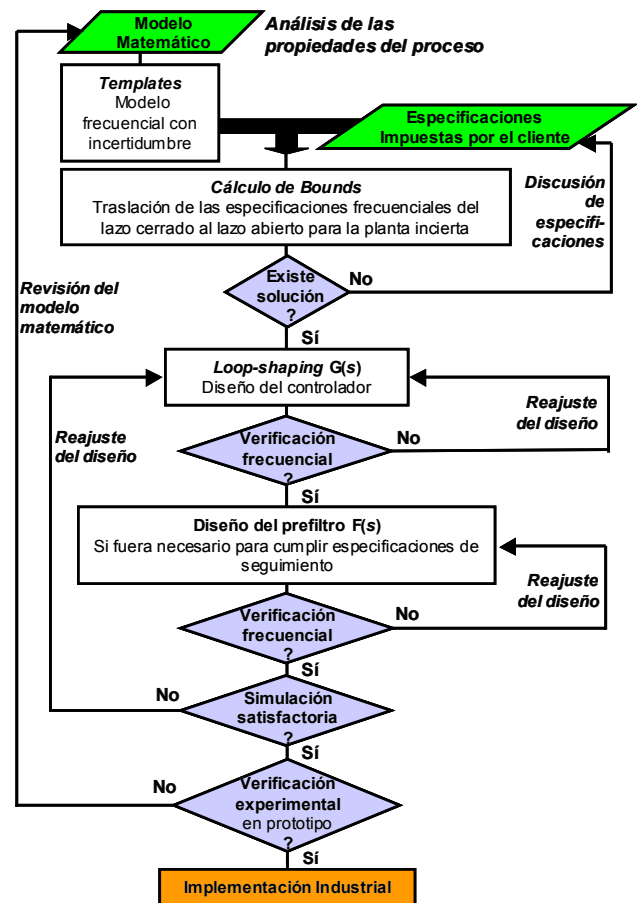


Figura 11. Diseño de un controlador para un proceso monovariable mediante QFT (Egaña, 2002).

Cuando el lazo de control cumple las especificaciones relativas a la estabilidad y a la insensibilidad a la incertidumbre y a las perturbaciones externas, se puede afrontar el problema de seguimiento de referencia. En el caso de que sea necesario, basta con incluir un prefiltro en lazo abierto en el exterior para limitar el amortiguamiento y ajustar la velocidad del seguimiento a los requisitos deseados según la filosofía de 2 grados de libertad (Houpis, 1996).

Para finalizar, en el momento en que las pruebas de simulación y de implementación en prototipo son satisfactorias, la implementación industrial es viable.

En Horowitz (1993), Yaniv (1999) y Houpis *et al.* (2006) y García-Sanz (2005) se puede ampliar los detalles.

3.2 Especificaciones de diseño cuantitativas

Para el diseño de este controlador, se han impuesto tres tipos de especificaciones. Tales requerimientos se han establecido en el proceso iterativo descrito en la Figura 11, en que se investigan las posibilidades del conjunto de la planta y el actuador, junto con los objetivos de control inicialmente establecidos. Así pues, el punto de partida del diseño es el modelo incierto, que se representa en la Figura 12.

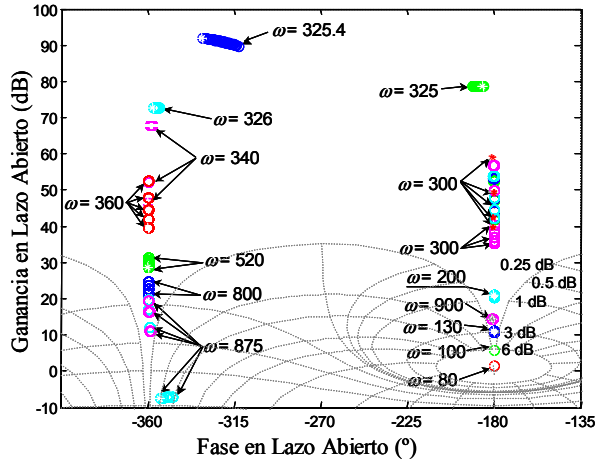


Figura 12. *Templates* de la dinámica de la fuerza medida F_M y el esfuerzo de control V .

Al establecer las especificaciones de funcionamiento del diseño, se consideró que el objetivo del sistema activo de control de vibraciones es la atenuación del efecto de la fuerza de *chatter* sobre la muela. Dicho objetivo equivale al rechazo de las perturbaciones provocadas por la fuerza F_D sobre el lazo de control.

Por otra parte, dadas las limitaciones del actuador, también es importante la consideración de las restricciones del esfuerzo de control en el cumplimiento de los objetivos. Esto equivale a emplear la energía del actuador únicamente en el objetivo anterior, reduciendo tanto como sea posible el coste de realimentación (Horowitz, 1991) y evitando así la saturación del actuador.

En cualquier caso, la primera de las especificaciones exigidas al diseño es la del establecimiento de un margen de estabilidad lo suficientemente amplio como para evitar posibles problemas de estabilidad. Esta especificación puede parecer trivial según la estructura del lazo –los sistemas de control de vibraciones suelen ser incondicionalmente estables en estructuras del tipo *Integral Force Feedback*, según queda descrito en Preumont (1997)–, pero no lo es realmente según queda justificado posteriormente para alcanzar un diseño de alto rendimiento.

Estabilidad Robusta. Se considera una especificación de lazo cerrado que implica un mínimo margen de ganancia de 5.26 dB y un mínimo margen de fase de 49° (Chait y Yaniv, 1993),

$$\left| \frac{G(s) \cdot A(s) \cdot [1 - P_{pzt}(s) \cdot k_{pzt}]}{1 + G(s) \cdot A(s) \cdot [1 - P_{pzt}(s) \cdot k_{pzt}]} \right| \leq 1.2 \quad (4)$$

Esta especificación de estabilidad robusta da lugar a los *bounds* de la Figura 13. En esta última imagen y en las representaciones de *bounds* que siguen en este artículo, las zonas de cumplimiento de especificaciones para un *bound* dado $B(j \cdot \omega_i)$ a una frecuencia ω_i es la zona del plano situada sobre las líneas continuas, y bajo las zonas discontinuas.

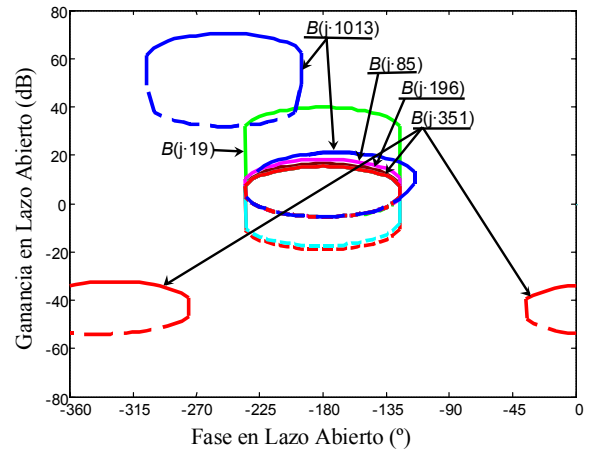


Figura 13. *Bounds* de estabilidad robusta.

Restricción del esfuerzo de control ante perturbaciones F_D . El esfuerzo de control está acotado de acuerdo a la siguiente función en frecuencia,

$$\left| \frac{k_{pzt} \cdot G(s) \cdot P_D(s)}{1 + G(s) \cdot A(s) \cdot [1 - P_{pzt}(s) \cdot k_{pzt}]} \right| \leq \frac{1.286 \cdot 10^8 \cdot s}{s^4 + 4 \cdot 10^3 \cdot s^3 + 4.2 \cdot 10^2 + 2.4 \cdot 10^8 \cdot s + 1.3 \cdot 10^{10}} \quad (5)$$

Esta especificación implica el uso de un derivador en el lazo de realimentación. El motivo de esta especificación es la existencia de una limitación en el desplazamiento máximo admisible por el actuador piezoeléctrico. Esto provoca una restricción en la posibilidad de rechazar perturbaciones de baja frecuencia. En la Figura 14 se muestran los *bounds* de esfuerzo de control acotado.

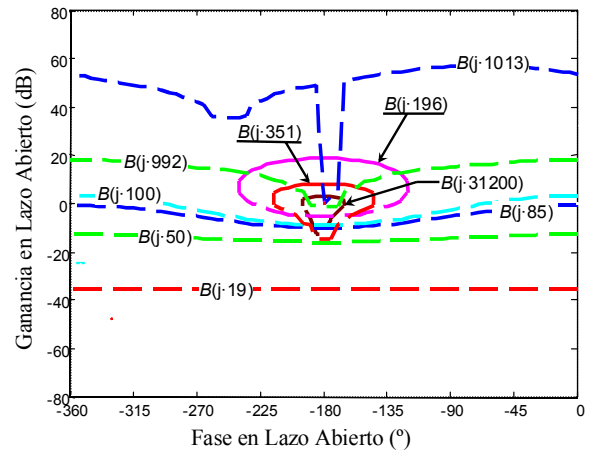


Figura 14. *Bounds* de esfuerzo de control acotado.

Rechazo de perturbaciones para F_D . El error ante perturbaciones está acotado según la Ecuación (6).

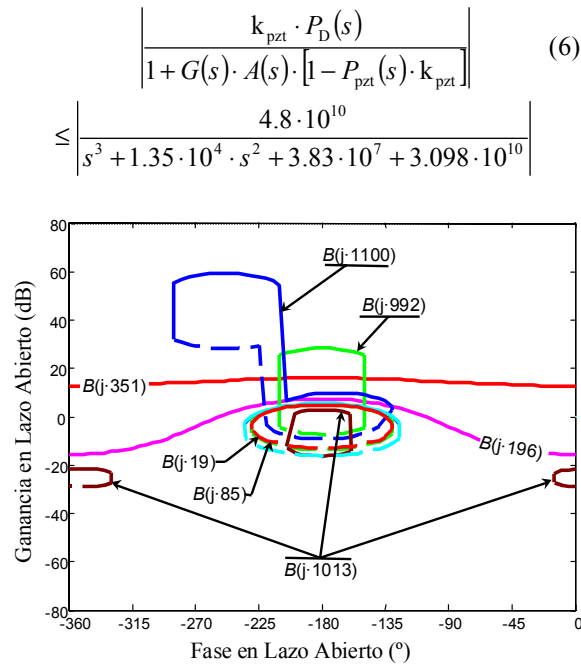


Figura 15. Bounds de rechazo de perturbaciones.

Esta especificación de rechazo de perturbaciones da lugar a los bounds de la Figura 15.

3.3 Diseño del controlador

El diseño del controlador se desarrolla por medio de el procedimiento iterativo de la Figura 11, considerando las especificaciones alcanzadas (Horowitz, 1991). Finalmente, el controlador obtenido obedece a la Ecuación (7), cuyos parámetros se muestran en la Tabla 1.

$$G(s) = \frac{V}{E} = \frac{\sum_{m=0}^3 q_m \cdot s^m}{\sum_{n=0}^4 b_n \cdot s^n} \quad (7)$$

Tabla 1 Parámetros del controlador

Parámetro	Valor
q ₀	0
q ₁	5.456 · 10 ⁶
q ₂	0.02442 · 10 ⁶
q ₃	22
b ₀	682 · 10 ⁶
b ₁	20.018 · 10 ⁶
b ₂	0.3629 · 10 ⁶
b ₃	1.52 · 10 ³
b ₄	1

La Figura 16 ilustra el diagrama logarítmico de Nyquist –diagrama de Nichols según la notación de Matlab- del lazo nominal L₀(j · ω). Dicha función es el producto del controlador por una planta nominal entre las posibles debidas a la incertidumbre. Los bounds se calculan de modo que el cumplimiento de los mismos por el lazo nominal implica el cumplimiento de las especificaciones de todo el conjunto. La Figura 16 también presenta los bounds

B(j · ω) resultantes de la intersección de los de las Figuras 13, 14 y 15. Nótese el adelanto de 90° en fase a baja frecuencia provocado por el derivador, y el retraso a frecuencias más altas, que provoca un alto rechazo de perturbaciones en las frecuencias de las resonancias –gran amortiguamiento-, y evita que L₀(j · ω) viole los bounds de estabilidad robusta. Igualmente, es destacable que el controlador diseñado hace al lazo condicionalmente estable, por lo que se comprueba que las especificaciones de estabilidad robusta no son en ningún caso prescindibles.

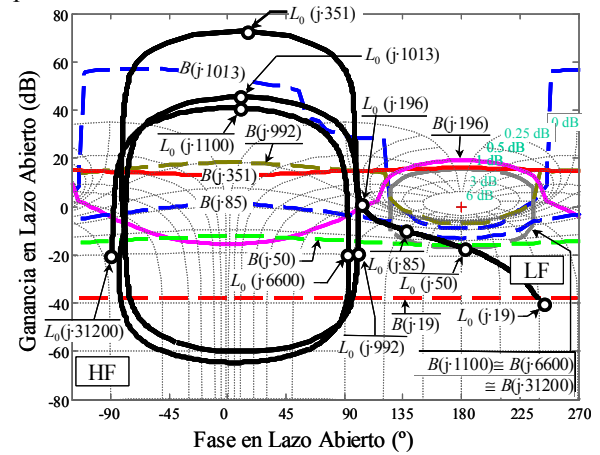


Figura 16. Diagrama logarítmico de Nyquist.

Además, las Figuras 17, 18 y 19 demuestran el cumplimiento de las especificaciones de estabilidad robusta, las restricciones de control del actuador y la reducción de la sensibilidad, respectivamente. Las líneas a trazos son los límites para los bounds definidos en las Ecuaciones (4), (5) y (6).

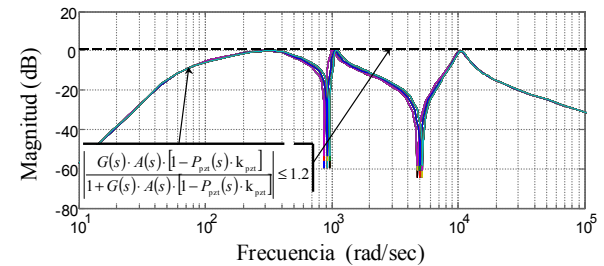


Figura 17. Magnitud del lazo cerrado.

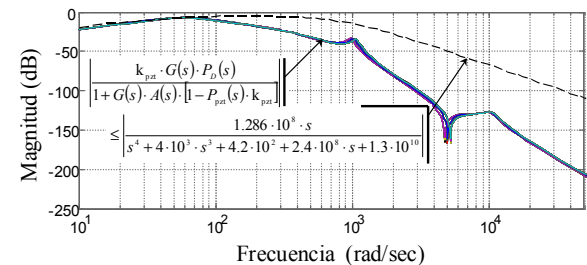


Figura 18. Magnitud del esfuerzo de control.

En la Figura 19 se muestra la sensibilidad de la fuerza medida F_M ante la perturbación F_D en configuración de lazo abierto –idéntica a la de la Figura 8- y en configuración de lazo cerrado –a trazo continuo-. Se ha conseguido una reducción de 16.6

dB en el diseño alrededor de la frecuencia de *chatter* de 381 rad/s, e incluso de 72 dB en la frecuencia de resonancia del primer modo, en torno a los 339 rad/s. Esto equivale a una reducción de casi siete veces en la sensibilidad del lazo a los 381 rad/s de la frecuencia de principal de *chatter*, y de 400 veces a los 339 rad/s. El controlador se aplica por medio de un amplificador de potencia de modo analógico.

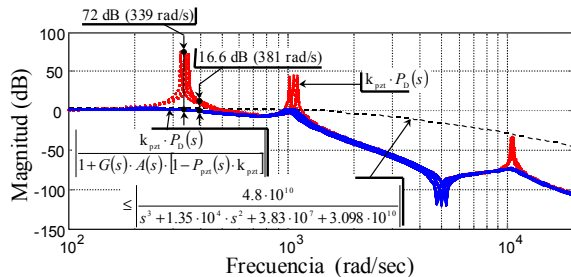


Figura 19. Magnitud de la sensibilidad en lazo abierto –trazos- y en lazo cerrado –continuo-.

Es interesante prestar atención al valor de 0 dB en ganancia en el estado estacionario para la función de la sensibilidad en la Figura 19. Esto es lo esperado, dada la limitación en la carrera del actuador y el derivador añadido al controlador, pero no es una característica habitual en los lazos de realimentación.

3.4 Mejora de la estabilidad

El cálculo del diagrama de los lóbulos de estabilidad prueba la mejora de la estabilidad de la rectificadora sin centros, según la Figura 20. Se han calculado para un avance de 10 mm/min. Sobre la misma figura, se han incluido tanto el diagrama de lóbulos de estabilidad para el proceso controlado –línea continua- como con el sistema en lazo abierto –línea discontinua-. La mejora de la productividad es notable según se puede apreciar, y se alcanza un compromiso menos exigente entre la calidad superficial y la productividad, consiguiéndose así una rectificadora sin centros más eficiente.

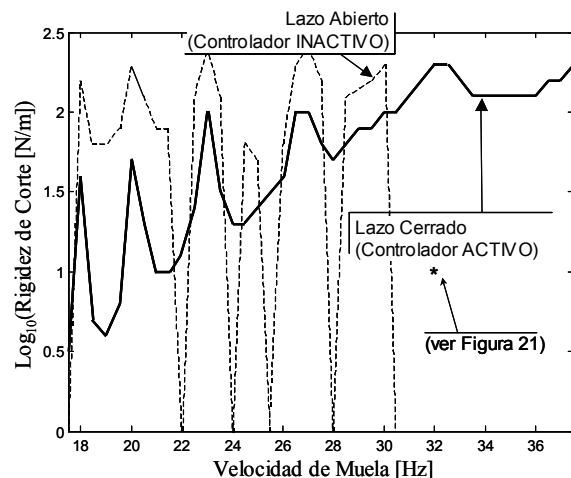


Figura 20. Diagrama de lóbulos de estabilidad en lazo cerrado (línea continua) y lazo abierto (línea discontinua).

La Figura 21 muestra los resultados de simulación de la fuerza F_M y el esfuerzo de control V para la desconexión en el instante $t = 1$ s del controlador, en idénticas condiciones de corte (correspondiente al punto marcado en la Figura 20 con *), en unas condiciones estables para el lazo cerrado ($t \leq 1$ s), e inestables para el lazo abierto ($t > 1$ s).

Las pruebas han demostrado la ventaja del sistema activo. En la Figura 22, el acabado es mejor en la parte superior de la imagen –controlador activo- que en la parte inferior –controlador inactivo-.

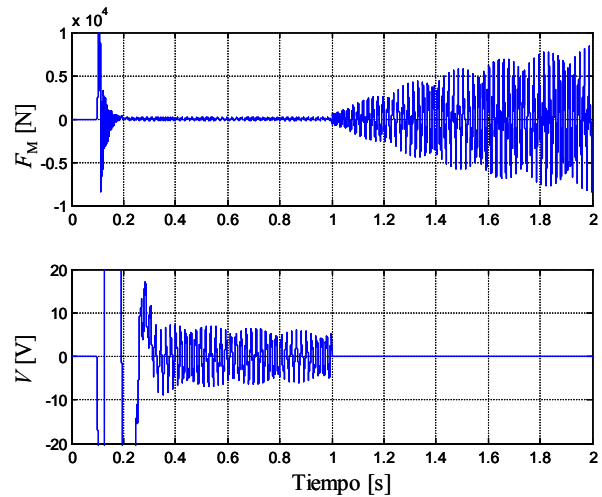


Figura 21. Resultados de simulación para la fuerza medida F_M para una desconexión del controlador, con un avance de 10 mm/min, una velocidad de rectificado de 32 Hz y una rigidez de corte de 10 N/m.

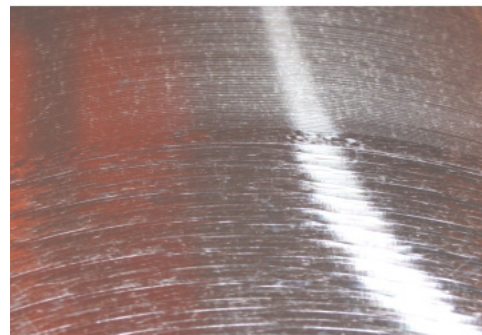


Figura 22. Detalle de la calidad superficial con sistema de amortiguación activo –parte superior- y sin sistema de amortiguación activo –parte inferior-.

4. CONCLUSIONES

Se ha presentado un sistema de amortiguación activo integrado en una rectificadora sin centros. El objetivo de este sistema es la reducción del *chatter*, lo que permite aumentar la productividad. Se dan detalles del proceso, y se muestra el procedimiento seguido para diseñar un controlador mediante técnicas de Control Robusto QFT. Para este diseño, se han incluido especificaciones de estabilidad robusta, limitación del esfuerzo de control, y rechazo de la

perturbación debida al *chatter*. Además, el cálculo de los diagramas de lóbulos de estabilidad, muestra claramente la mejora en la estabilidad del proceso de corte.

REFERENCIAS

- Altintas, Y. (2000). *Manufacturing Automation: Metal Cutting Mechanics, Machine Tool Vibrations, and CNC Design*. Cambridge University Press, Cambridge (UK).
- Bode, H.W. (1945). *Network analysis and feedback amplifier design*. Van Nostrand, Nueva York (EEUU).
- Bueno, R., M. Zatarain, J.M. Aguinagalde (1990). Geometric and dynamic stability in centerless grinding. *Annals of the CIRP*, **39**(1).
- Chait, Y., O. Yaniv (1993). Multi-input/single-output computer aided control design using the Quantitative Feedback Theory. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, **3**, pp. 47-54.
- Dohner, J.L., J.P. Lauffer, T.D. Hinnerichs, N.Shankar (2001). *Mitigation of chatter instabilities in milling by active structural control*. Sandia Report, (EEUU).
- Egaña, I. (2002). *Diseño de Controladores Multivariabales QFT de Matriz Completa*. Tesis Doctoral, Departamento de Automática y Computación, Universidad Pública de Navarra (España).
- García-Sanz, M. (2005). Control Robusto Cuantitativo QFT: Historia de una Idea. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI)*, **2**(3), pp. 25-38.
- Garitanonandia, I. (2002). *Diseño de un control activo de vibraciones para una rectificadora sin centros mediante el uso de actuadores piezoeléctricos*. Proyecto Fin de Carrera, E.T.S. Ingeniería de Bilbao, Universidad del País Vasco (España).
- Hashimoto, F., S.S. Zhou, G.D. Lahoti, M. Miyashita (2000). Stability diagram for a chatter free centerless grinding and its application in machine development. *Annals of the CIRP*, **49**.
- Horowitz, I. (1963). *Synthesis of Feedback Systems*, Academic Press, Nueva York (EEUU).
- Horowitz, I. (1984). History of Personal Involvement in Feedback Control Theory. *Control Systems Magazine*, **4**(4), pp. 22-23.
- Horowitz, I. (1991). Survey on Quantitative Feedback Theory. *International Journal of Control*, **53**(2), pp. 255-291.
- Horowitz, I. (1993). *Quantitative Feedback Theory (QFT)*, vol. 1. QFT Publications, Boulder, Colorado (EEUU).
- Houpis, C.H. (1996). Quantitative Feedback Theory (QFT) Technique. En: *The Control Handbook* (W.S.Levine. (Ed.)), 701-717. CRC Press.
- Houpis, C.H., S.J.Rasmussen, M. García-Sanz (2006). *Quantitative Feedback Theory Fundamentals and Applications*. CRC Press, Florida (EEUU).
- Kerr, M.L. (2004). *Robust control of an articulating flexible structure using MIMO QFT*. Tesis Doctoral, University of Queensland (Australia).
- Lin, C.-J., S.-R. Yang (2005). Modeling of a piezo-actuated positioning state based on hysteresis observer, *Asian Journal of Control*, **7**(1).
- Miyashita, M., F. Hashimoto, A. Kanai (1982). Diagram for selecting chatter free conditions of centerless grinding. *Annals of the CIRP*, **31**(1).
- Moheimani, S.O.R., A.K. Flemming and S. Behrens (2004). *Dynamics, stability, and control of multivariable piezoelectric shunts*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, **9**(1).
- Nieto, F.J. (1996). *Estudio teórico y experimental del comportamiento dinámico de rectificadoras sin centros en sus dos formas de operación: penetración y pasante*. Tesis Doctoral, Universidad de Navarra (España).
- Preumont, A. (1997). *Vibration control of active structures: an introduction*, Kluwer Academic Publishers.
- Preumont, A., Y. Achkire, F. Bossens (2000). Active tendon control of large trusses. *AIAA Journal*, **38**(3), pp. 493-498.
- Sadek, M.M., S.A. Tobias (1973). Reduction of machine tool vibration. *ASME Applied Mechanics Division*, v1, for Meeting, Cincinnati, Ohio, pp. 128-172.
- Tobias, S.A. (1965). *Machine Tool Vibration*, Blackie&Son, Londres (Reino Unido).
- Yaniv, O. (1999). *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems*. Kluwer Academic Publisher, Nueva York (EEUU).