

# Control robusto del espesor de la cinta de acero en un molino de laminación en caliente mediante teoría de retroalimentación cuantitativa

Norma Liliana Pliego-Reyes<sup>1</sup>, Alberto Cavazos-González<sup>2</sup>

*Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería  
Mecánica y Eléctrica, Av. Universidad S/N, Ciudad Universitaria,  
C.P. 66451*

**Abstract:** El producto final de un molino en laminación en caliente es una cinta de acero en rollo, cuyos requisitos de calidad más importantes son el espesor, la temperatura de acabado y la temperatura de enrollado, estas dos últimas son las que determinan las propiedades mecánicas deseadas por el cliente. El molino tiene incertidumbres e interacciones entre variables, de tal modo que es necesario diseñar un controlador robusto que sea implementado en la planta y pueda cumplir con las especificaciones de estabilidad y desempeño robusto. En el presente trabajo se estudiarán las características de la planta, se modelarán las incertidumbres de los parámetros en el dominio de la frecuencia y se diseñará un algoritmo de control mediante el proceso de teoría de retroalimentación cuantitativa para el lazo de espesor. Al final el mismo será evaluado bajo cuatro diferentes escenarios en el dominio del tiempo.

**Keywords:** Control robusto

## 1. INTRODUCCIÓN

Un molino de laminación en caliente (HSM, por sus siglas en inglés ‘Hot Strip Mill’) tiene como producto final un rollo de lámina de acero; el espesor, la temperatura de acabado y de enrollado son requerimientos de calidad, las dos últimas son cruciales para las propiedades mecánicas que requiera el cliente (Ginzburg (1993), Roberts (1983)). Una de las etapas más críticas del HSM es el molino continuo (FM, por sus siglas en inglés ‘Finishing Mill’), ya que en esta parte intervienen en su mayoría las variables de la planta, además que existe ambiente ruidoso e incertidumbres de proceso. Actualmente el controlador que está implementado en la mayoría de las líneas de laminación en caliente es un PI (Proporcional-Integral) de lazo sencillo, el problema con este tipo de algoritmo de control es que la incertidumbre y la interacción entre variables no forman parte de su análisis, por lo que se han propuesto técnicas de control que tomen en cuenta estos detalles del proceso. Entre las técnicas de control robusto con mayor aplicación son:  $H_\infty$  (Skogestad, 2007), teoría de retroalimentación cuantitativa (QFT, por sus siglas en inglés ‘Quantitative Feedback Theory’) (Sidi (2001), Horowitz (1982)) y control predictivo basado en modelo (Rossiter, 2003), la última en si misma no es una técnica de control robusto, pero emplea elementos propios del control robusto y obtiene buenos resultados al reducir el efecto de la incertidumbre.

En estudios previos se ha derivado un modelo matemático multivariable para el HSM, linealizado alrededor de un punto de operación en el dominio de Laplace (Obregón et al. (2006), Obregón et al. (2010)), este demostró ser una buena aproximación del HSM real. La literatura ha reportado también el empleo de diversos algoritmos de control aplicados al HSM. Hearn and Grimble (1997) proponen un controlador basado en  $H_\infty$  para los lazos de espesor y flujos de masa con propósito de conseguir robustez ante la falla en los sensores. Los mismos autores proponen un control inferencial para el lazo de tensión diseñado mediante QFT (Hearn and Grimble, 2000); no obstante la región de incertidumbre no se muestra. En el 2002, los mismos autores diseñan un control QFT para el FO (Formador de Onda, Hearn and Grimble (2002)), pero que no se aplica de la manera convencional encontrada en la bibliografía (Sidi (2001), Horowitz (1982)). Zhang et al. (2010) presentan un control basado en la *síntesis- $\mu$*  y sintonizado mediante QFT para el espesor de salida. La sintonización QFT mejoró la respuesta, a comparación de la que se obtuvo solamente con la implementación mediante *síntesis- $\mu$* . Yu et al. (2011) proponen dos controladores  $H_\infty$  de tensión de la cinta (uno bajo el método de Lyapunov-Krasovskii y desigualdades matriciales lineales; el otro por el método convencional basado en Riccati). El desempeño del primer control supera al del segundo, mostrando así una respuesta con un tiempo de estabilización menor y con menor sobrepaso, bajo el efecto de la incertidumbre en los parámetros. Don Juan Ríos et al. (2016) proponen dos controladores para el FO (tensión  $\sigma_i$  y posición angular  $\theta_i$ ) de lazo sencillo para mantener estabilidad y desempeño robusto medi-

<sup>1</sup> email: lilypr90@gmail.com

<sup>2</sup> email: alberto.cavazosgz@gmail.com

ante QFT. Simultáneamente hacen una comparación con un controlador de tipo PI. Evers et al. (2006) presenta un diseño preliminar de un controlador QFT MIMO para los lazos de  $\sigma_i$  y  $\theta_i$  del HSM con incertidumbres paramétricas.

Este trabajo presenta el diseño de un controlador para el lazo de espesor ( $h_i$ ) mediante QFT, suponiendo lazo sencillo. El mismo debe cumplir con ciertas condiciones para asegurar desempeño robusto y que el sistema sea robustamente estable. Posteriormente, se evaluará el algoritmo para  $h_i$  en conjunción con el controlador para  $\theta_i$  diseñado en trabajos anteriores (Don Juan Ríos et al., 2016) en el dominio del tiempo, para validar su comportamiento bajo cuatro escenarios diferentes y estudiar la interacción entre ambos lazos. A su vez, se compararán los resultados con los obtenidos cuando el sistema es controlado por un PI. Tanto para el control QFT como el PI, se aplican al HSM conectados en la diagonal (control descentralizado). Para el desarrollo del algoritmo QFT se recurrió a la interfaz de MatLab *QFT-Toolbox*<sup>®</sup> y las simulaciones se realizaron en *Simulink*<sup>®</sup>.

## 2. MODELO MATEMÁTICO MULTIVARIABLE

### 2.1 Molino de laminación en caliente (HSM)

Una línea de laminación en caliente consta básicamente de cuatro etapas. La primera etapa son los hornos de recalentamiento, cuya temperatura oscila alrededor de los 1300°C, aquí la materia prima se prepara para ser deformada. De ahí pasa a la siguiente etapa, que son los molinos desbastadores, el planchón entra en los mismos y se deforma hasta alcanzar un espesor inicial cerca de 25.4 mm, este subproducto se le conoce como barra de transferencia (BT). La etapa 3 es el FM, que puede estar formado de 6 a 7 castillos; la BT pasa por estos hasta alcanzar el espesor deseado (2mm a 15.7 mm). La etapa final son los enrolladores, donde se enfría el producto final a base de cortinas de agua y se enrolla con una temperatura entre los 500°C-650°C. Por cuestiones de brevedad no se mostrará el esquema de una línea de laminación en caliente, por ello se remitirá el lector al artículo de Don Juan Ríos et al. (2016) para más detalle.

### 2.2 Modelo matemático

Es menester acotar que la etapa más crítica de la línea de laminación en caliente es el FM, ya que aquí es donde se encuentra la mayor interacción entre las variables, la incertidumbre y las alinealidades del sistema. En la Fig. 1 se observa la geometría de dos castillos adyacentes en un molino continuo.

El modelo matemático que se utiliza es el que derivó Obregón ((Obregón et al., 2010), (Obregón et al., 2006)). El modelo es no lineal, pero se linealizó en un punto de operación; sin embargo el comportamiento lineal es realista una vez que la barra está siendo laminada. El modelo es multivariable ( $4 \times 4$ ), representando al castillo como  $i$ , al castillo siguiente como  $i+1$  y el FO, que se encuentra localizado en medio de los mismos. En la Fig. 2 se muestran las señales endógenas de

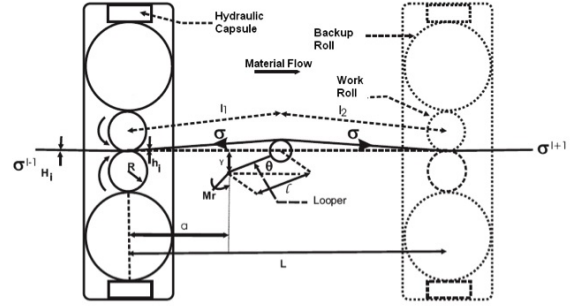


Fig. 1. Esquema de dos castillos continuos en un MC

control (entradas), las señales de salidas y las señales exógenas (perturbaciones) que forman parte del modelo. El cuadro 1 presenta la nomenclatura empleada para las señales antes mencionadas. Por brevedad no se mostrará el modelo completo, para más detalle remitirse al artículo de Obregón et al. (2010).

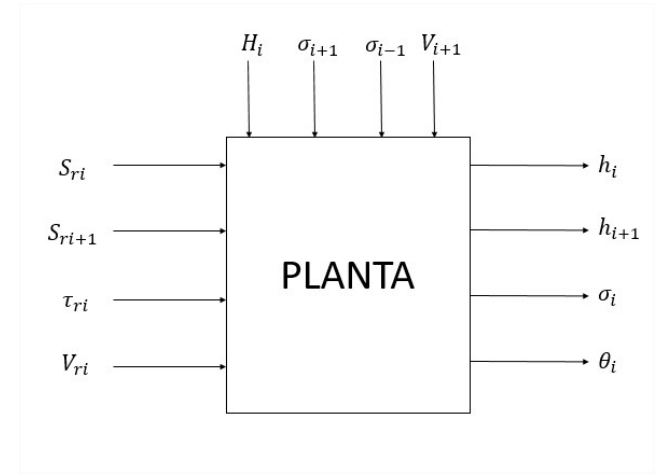


Fig. 2. Esquema de entradas/salidas/perturbaciones del HSM

Table 1. Nomenclatura para entradas, salidas y perturbaciones del HSM

Variable	Concepto
$S_{ri}$	Espacio entre rodillos del castillo $i$ (m)
$S_{ri+1}$	Espacio entre rodillos del castillo $i+1$ (m)
$V_{ri}$	Velocidad de los rodillos de trabajo del castillo $i$ ( $\frac{m}{s}$ )
$\tau_{ri}$	Par del looper del castillo $i$ (N-m)
$h_i$	Espesor de salida del castillo $i$ (m)
$h_{i+1}$	Espesor de salida del castillo $i+1$ (m)
$\sigma_i$	Tensión de salida del castillo $i$ (N)
$\theta_i$	Posición angular del castillo $i$ (Grados)
$H_i$	Espesor de entrada del castillo $i$ (m)
$\sigma_{i-1}$	Tensión del castillo $i-1$ (N)
$\sigma_{i+1}$	Tensión del castillo $i+1$ (N)
$V_{i+1}$	Velocidad del rodillo de trabajo del castillo $i+1$ ( $\frac{m}{s}$ )

Partiendo de lo anterior, este trabajo se enfoca en el diseño de un algoritmo de control para el lazo  $h_i$  basado

en QFT, suponiendo sistema SISO e incertidumbre en los parámetros linealizados.

### 3. METODOLOGÍA

#### 3.1 Teoría de retroalimentación cuantitativa (QFT)

La QFT es una poderosa técnica de diseño que gracias a la retroalimentación, no solo atenúa el efecto de la incertidumbre en los parámetros, sino que las especificaciones de diseño son cumplidas cuantitativamente (Sidi, 2001). El método es gráfico, utilizando para su análisis respuestas en el dominio de la frecuencia (carta de Nichols). A comparación con otras técnicas de control robusto, la técnica QFT permite al diseñador observar por adelantado cual de las especificaciones puede cumplirse. Otras de las ventajas con las cuales cuenta QFT es que el diseño del controlador se determina desde un inicio, requiere menos tiempo de diseño y solo existe un diseño en todo el procedimiento (es decir, no hay necesidad de revisar plantas dentro de las plantillas (Houpis et al., 2005)). Esencialmente se divide en seis pasos, dependiendo de la ubicación de los polos y ceros del conjunto de plantas  $\{P(s)\}$  estos pueden cambiar. Para este caso, el sistema resultó ser de fase mínima, por lo que la metodología procedió sin ningún cambio especial. A continuación, se explicará brevemente cada paso, al mismo tiempo se mostrará el diseño del controlador con sus respectivos resultados.

**Paso 1. Traslado de las especificaciones de diseño al dominio de la frecuencia.** Aquí se definen las especificaciones de diseño en el dominio de la frecuencia, tal que aseguren estabilidad robusta y desempeño robusto al sistema. Considérese primero que el lazo abierto está definido por  $L(s) = G(s)P(s)$ ; donde  $G(s)$  corresponde al controlador y  $P(s)$  a la planta. La primera es la *función de sensibilidad complementaria*  $T(s)$ , se encarga de cumplir estabilidad robusta; en la práctica no existe una condición como tal, pero se elige la siguiente restricción que es utilizada en control regulatorio al tener una respuesta con 20% de sobrepaso máximo. Ésta es como sigue:

$$|T(j\omega)| \triangleq \left| \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < 1.2 \quad \forall \omega \quad (1)$$

La función *sensibilidad*  $S(s)$  relaciona la salida con las señales de perturbaciones que ocurren en la misma (desempeño robusto). Está ponderada por  $W_d$ , definida en función de las frecuencias del HSM; la misma está representada por:

$$|S(j\omega)| \triangleq \left| \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right| < W_d \quad \forall \omega \quad (2)$$

La última de las condiciones es la *función de sensibilidad a la entrada*  $S_I(s)$ , que relaciona la salida con las señales de perturbación que ocurren en la entrada a la planta. La ponderación es como se muestra:

$$|S_I(j\omega)| \triangleq \left| \frac{P(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| < 0.01 \quad \forall \omega \quad (3)$$

**Paso 2. Modelado de la incertidumbre paramétrica.** Lo siguiente es modelar la incertidumbre en los parámetros en la carta de Nichols mediante plantillas. Cada plantilla representa la respuesta en la frecuencia al estar sometida bajo cierta frecuencia de trabajo. Para ello, se consideraron ocho parámetros del modelo de Obregón (Obregón et al., 2010), cuya banda de incertidumbre se variará dentro de 5 niveles. Los parámetros con sus respectivos porcentajes de incertidumbre son los siguientes:  $k_{\theta_i}^{\tau_i}, \pm 5\%$ ;  $k_{\theta_i}^{L_i}, \pm 5\%$ ;  $k_{\sigma_i}^{\tau_i}, \pm 5\%$ ;  $J_i, \pm 10\%$ ;  $D_i, \pm 5\%$ ;  $\frac{1}{M_i}, \pm 5\%$ ;  $E_i, \pm 10\%$ ;  $L_i, \pm 1\%$ . Cabe aclarar que tanto  $E_i$  como  $L_i$  se considerarán un solo parámetro, ya que ambos coeficientes forman parte de la ganancia de bloque de un integrador (Obregón et al., 2010).

Considerando lo anterior, se tiene que el conjunto de plantas  $\{P(s)\}$  está formado por  $5^7$  combinaciones de plantas posibles. Ya que el método QFT no garantiza el peor caso, se eligió un número grande de combinaciones, de manera que se pueda aproximar a la plantilla original. En cuanto a las frecuencias de trabajo para la que se obtendrá la respuesta en la frecuencia, se tomaron de trabajos anteriores (Don Juan Ríos et al., 2016), las cuales son 6, 31, 50, 62, 94 y 250 rad/seg; se incluyó 43 rad/seg al llevar el proceso iterativamente (Sidi, 2001). En la Fig. 3 se muestran las plantillas resultantes.

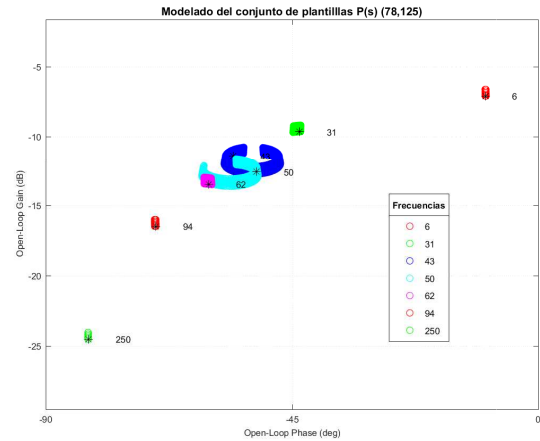


Fig. 3. Plantillas para  $h_i$

En cada plantilla, “\*” representa la planta nominal, ésta se elige al arbitrio del diseñador. Nótese que las plantillas pertenecientes a los 43 y 50 rad/seg se presentan las regiones de mayor incertidumbre, además que algunas plantas tienen una mayor caída de ganancia que la planta nominal, esto puede anticipar limitaciones para el diseño del control.

**Paso 3. Cálculo de las especificaciones  $T(s)$ ,  $S(s)$  y  $S_I(s)$ .**

En este paso del método, para cada restricción a cada frecuencia es trazada en la carta de Nichols la curva perteneciente a la peor planta (aquella que tiene problemas para cumplir las especificaciones de diseño), todo esto mediante los círculos-M (Ogata, 2003). Estos límites se producen mediante desplazamientos verticales y horizontales de las plantillas, tal que cumplan con las especificaciones. Posteriormente las curvas que represen-

tan la peor planta se combinan en un solo gráfico. Éstas son llamadas *límites globales*, los mismos se muestran en la Fig. 4, donde también se presenta la conformación del lazo nominal final  $L_n(s)$  para  $h_i$ .

**Paso 4. Diseño del lazo abierto nominal  $L_n(s)$ .** Se conforma el lazo nominal  $L_n(s) = G(s)P_n(s)$ , de tal manera que cada curva cumpla para cada frecuencia. Esto se hace tanto añadiendo/eliminando polos y ceros, como aumentado/disminuyendo ganancia. La experiencia del diseñador entra en juego para conformar un controlador adecuado. En la Fig. 4 se muestra el diseño final de  $L_n(s)$ .

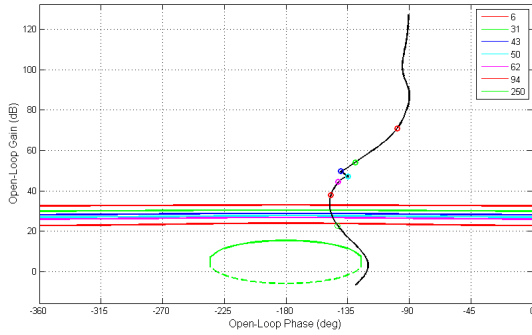


Fig. 4. Lazo nominal  $L_n(s)$  para  $h_i$

**Paso 5. Derivación del controlador  $G(s)$ .** A partir del lazo nominal  $L_n(s)$ , se calcula el controlador. Este resultó ser:

$$G_{h_i}(s) = \frac{1.4721 \times 10^{11}(s + 385.4)(s + 2.831 \times 10^4)}{s(s + 4415)(s^2 + 1.337 \times 10^5 s + 7.577 \times 10^9)} \quad (4)$$

**Paso 6. Evaluación del controlador  $G(s)$  en el dominio de la frecuencia.** Como paso final, se probó el controlador  $G_{h_i}(s)$  para el espesor  $h_i$  en lazo cerrado en el dominio de la frecuencia, con  $L_n(s)$  obtenida en el paso anterior, tal que cumpla con las ecuaciones (1), (2) y (3); de manera simultánea, se realiza la comparación con un controlador PI, como el que está instalado actualmente. Empezando primero con la condición  $T(s)$  mostrada en la Fig. 5 para QFT y en 6 para PI, hay que notar que entre los 500 y 800 rad/seg la condición está cerca del límite, sin transgredir el mismo. El control PI es robustamente estable al cumplir con el límite para toda la frecuencia. En el caso de  $S(s)$  el sistema presenta buen cumplimiento de la condición para el control QFT, la respuesta se encuentra alejada del límite. No obstante, para el control PI hay una transgresión a la condición al menos durante una década. Véase las Figs. 7. y 8. Para la condición  $S_I(s)$ , el controlador PI tiene mayores problemas al no cumplir dentro de un rango considerable de frecuencias ( $\approx 4$  décadas), a diferencia del QFT. El último está cerca del límite entre los 800 y 1100 rad/seg, pero no llega a pasar del mismo. Véase las Figs. 9. y 10.

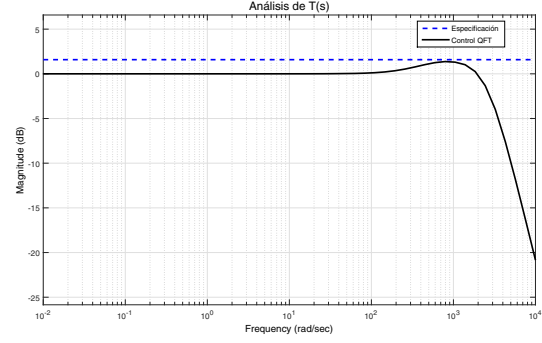


Fig. 5. Análisis de  $T(s)$  (QFT)

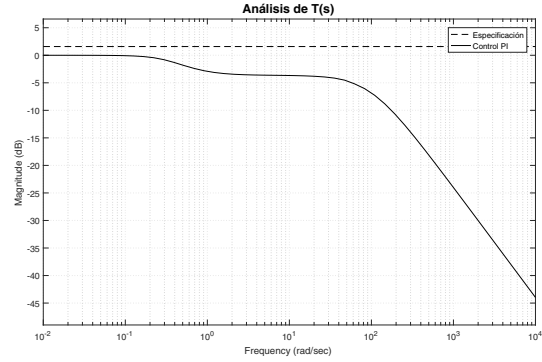


Fig. 6. Análisis de  $T(s)$  (PI)

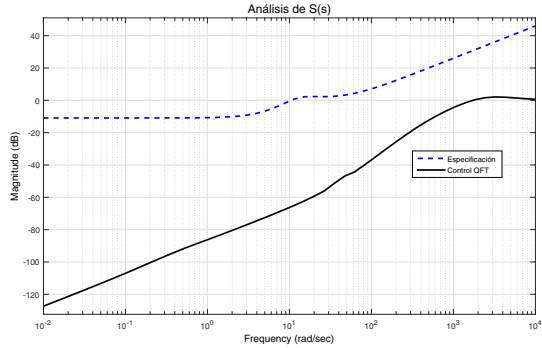


Fig. 7. Análisis de  $S(s)$  (QFT)

#### 4. EVALUACIÓN DEL CONTROLADOR EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

A continuación, el controlador diseñado anteriormente será puesto a prueba en el dominio del tiempo, en el esquema de  $2 \times 2$  para controlar  $h_i$  y  $\theta_i$ , en combinación con el control presentado por Don Juan Ríos et al. (2016), ambos conectados como control descentralizado; se probará bajo cuatro escenarios: caso nominal (sin incertidumbre paramétrica ni perturbaciones), con incertidumbre paramétrica, con perturbaciones y con ambas. Al mismo tiempo, se realizará una prueba de desacoplamiento en el caso nominal. Cabe aclarar que ambos controladores fueron diseñados suponiendo lazos sencillos, por lo que el comportamiento no será el esperado. Se aplicarán escalones igual al valor nominal a las entradas de referencia y las salidas son normalizadas a

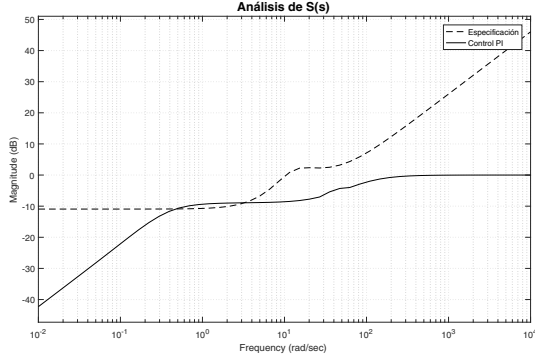


Fig. 8. Análisis de  $S(s)$  (PI)

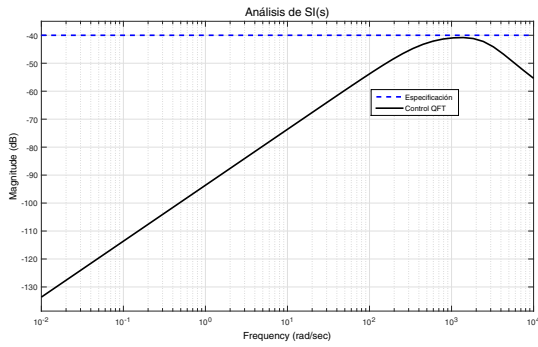


Fig. 9. Análisis de  $S_I(s)$  (QFT)

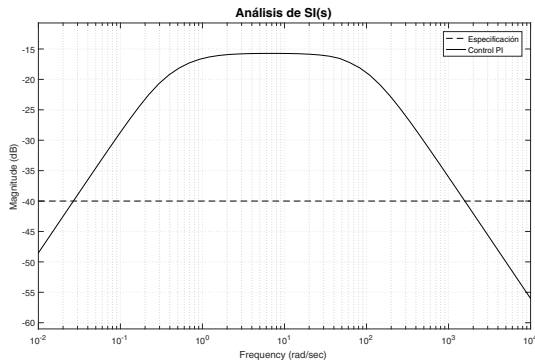


Fig. 10. Análisis de  $S_I(s)$  (PI)

su valor nominal. En comentarios anteriores se mencionó que el modelo del HSM es válido bajo señales pequeñas, el punto de operación se logra mediante métodos heurísticos. Por lo tanto, en el momento en que los controladores del espesor y del formador de onda entren en acción, los mismos son sometidos a señales de corrección pequeñas. En las simulaciones se trabajará con señales de tipo escalón, ya que son señales de prueba estándar. Con el objetivo de tener respuestas adimensionales y relativas para las salidas, la magnitud será equivalente al valor nominal de cada señal.

*Caso 1. Nominal (ni incertidumbre paramétrica ni perturbaciones)* En primera instancia, se hace la prueba para ambos controladores (QFT y PI) aplicado al sistema  $2 \times 2$ . La respuesta se observa en la Fig. 11.

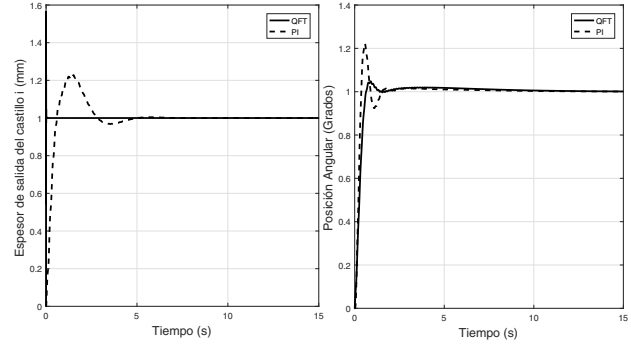


Fig. 11. Caso 1. Nominal ( $h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$   $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$ )

El control QFT para el lazo de  $h_i$  tiene un tiempo de estabilización de  $\approx 0.01325$  seg, donde existe un sobrepaso máximo del 58% que es prácticamente instantáneo, por lo que se le considerará negligible. Dado que se tiene un sobrepaso de corta duración, es conveniente analizar si el actuador en tiempo real podrá responder, sin que su vida útil sea reducida o que su integridad física se vea comprometida, en este caso con  $0.002739$  seg (el tiempo que dura el sobrepaso) con 58% de amplitud del valor nominal (o del valor final). El actuador es un pistón hidráulico, alimentado por una servoválvula; el mismo fue modelado en lazo cerrado para control de posición, utilizando un transformador de variación lineal como sensor. De acuerdo al modelo lineal, el actuador respondería; sin embargo, en la práctica no se presentarían este tipo de señales, en dado caso, sería difícil predecir el comportamiento dinámico del sistema real, ya que algunas de las alinealidades son solo conocidas de manera estática, un ejemplo de ello sería la resistencia a la deformación de la cinta de acero. Si en la práctica llega a presentarse una señal de control con estas características, el sobrepaso se podría despreciar desde el punto de vista del proceso, pues la cinta de acero tendría  $6.5558$  mm de longitud fuera de espesor, si se toma en cuenta que la velocidad de esta sería  $2.3935 \times 10^3$  mm/seg. Aunado a ello, las constantes de tiempo y las inercias del equipo mecánico son muy altas.

En el caso del PI, el tiempo de estabilización es 377 veces más grande que el que presenta el QFT; sin embargo tiene un sobrepaso del 22.3%. Para  $\theta_i$  ambos controles tienen un tiempo de estabilización semejante; sin embargo el QFT tiene 11% de sobrepaso, menor que el que tiene el PI (21%). Lo siguiente es probar el nivel de desacoplamiento, siendo primeramente  $h_{i_{ref}} = 0$ . Esto se expone en la Fig. 12. El tiempo de respuesta del control QFT es rápido, con un nivel de desacoplamiento del 45% que no es aceptable; no obstante es instantáneo y se le puede negligir. El control PI tiene 18% de desacoplamiento, que es menor que el de QFT, también es inaceptable y además tiene una velocidad de respuesta lenta. Se considera un nivel de desacoplamiento aceptable del 10% (Don Juan Ríos et al., 2016). El nivel de desacoplamiento en el estado estacionario es casi nulo por parte de ambos controladores. Para finalizar este caso,  $\theta_{i_{ref}}$  permanece nula (ver Fig. 13). El control QFT tiene 5.5% de desacoplamiento, mientras el PI tiene el 3%, siendo ambos

son aceptables; en estado estacionario existe buen desacoplamiento.

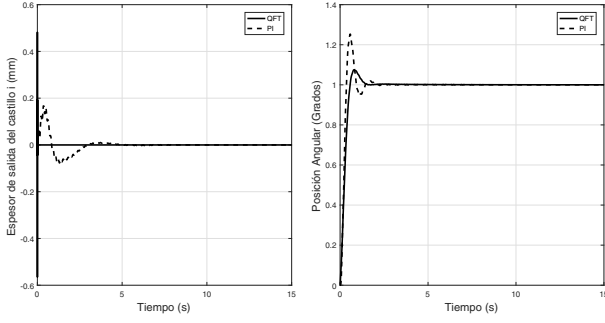


Fig. 12. Caso 1. Nominal ( $h_{i_{ref}} = 0$   $\theta_{i_{ref}} = \theta_{i_{nom}}$ )

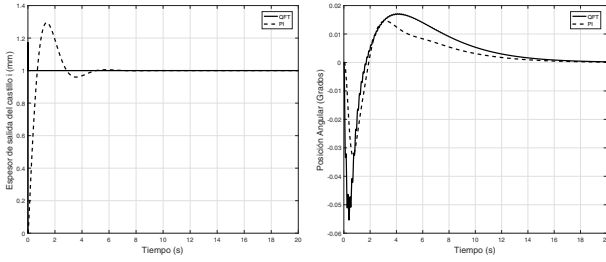


Fig. 13. Caso 1. Nominal ( $h_{i_{ref}} = h_{i_{nom}}$   $\theta_{i_{ref}} = 0$ )

**Caso 2. Incertidumbre paramétrica.** Ahora se evalúa el escenario donde existe incertidumbre en los parámetros solamente. Es menester aclarar, que si bien, los parámetros son invariantes en el tiempo para el diseño, para las simulaciones variarán aleatoriamente cada 2 segundos, con el fin de obtener un mayor número de combinaciones. En la Fig. 14 se muestran los resultados. El control

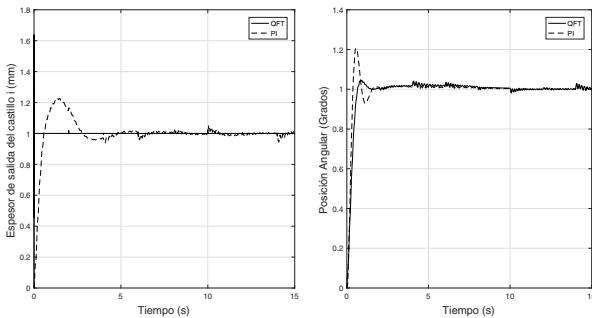


Fig. 14. Caso 2. Incertidumbre paramétrica ( $h_i - \theta_i$ )

QFT se muestra prácticamente insensible al efecto de las incertidumbres. Para  $\theta_i$  el efecto de la incertidumbre es similar para ambos controladores cuando convergen al valor final.

**Caso 3. Perturbaciones.** Se supone la existencia de perturbaciones que afecten el sistema, la frecuencia de  $H_i$  y  $V_{i+1}$  asumirá un valor aleatorio dentro de una ventana de 0 a 8 Hz. Se extrajeron del HSM las señales de perturbación reales de  $\sigma_{i+1}$  y  $\sigma_{i-1}$ . Se corrieron más de

100 simulaciones, de entre las cuales se seleccionó la más significativa, esta se muestra en la Fig. 15, el cuadro 2 muestra la frecuencia de las perturbaciones relacionadas exclusivamente a esta simulación. La respuesta ante

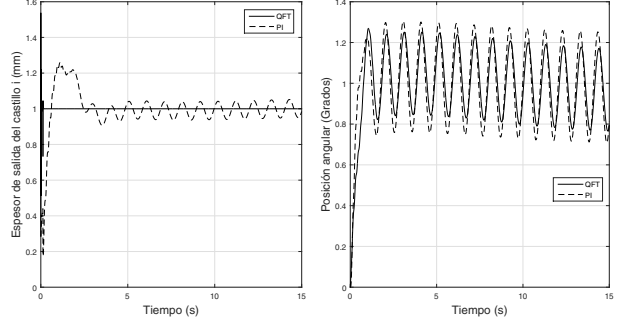


Fig. 15. Caso 3. Perturbaciones de la simulación mostrada ( $h_i - \theta_i$ )

Table 2. Perturbaciones y sus frecuencias para la simulación mostrada

Variable	Concepto	Frecuencia
$H_i$ (mm)	Espesor de entrada	2.1863 Hz
$V_{i+1}$ (mm/s)	Velocidad de rolado	6.8548 Hz

la acción del control QFT para  $h_i$  muestra oscilaciones que duran muy poco tiempo, todo esto en el “estado transitorio”; el control PI tiene oscilaciones de mayor amplitud. En el caso de  $\theta_i$ , el control QFT tiene mejor respuesta a comparación del PI, ya que las oscilaciones son más pequeñas.

**Caso 4. Incertidumbre paramétrica y perturbaciones.** Se considera el efecto de la incertidumbre y la existencia de perturbaciones simultáneamente. La Fig. 16 muestra la respuesta de la simulación más significativa, el cuadro 3 presenta las frecuencias de las entradas exógenas pertenecientes a dicha simulación.

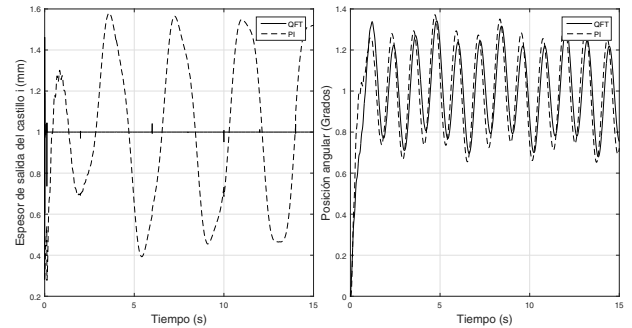


Fig. 16. Caso 4. Incertidumbre paramétrica y perturbaciones de la simulación mostrada ( $h_i - \theta_i$ )

Para el lazo de  $h_i$ , la amplitud de las incertidumbres en la respuesta del controlador QFT son pequeñas, como se observó en la Fig. 14, las oscilaciones de las perturbaciones oscilan con una amplitud baja; con respecto al control PI, aunque en la incertidumbre no se aprecia un



Table 3. Perturbaciones y sus frecuencias de la simulación mostrada

Variable	Concepto	Frecuencia
$H_i$ (mm)	Espesor de entrada	3.3406 Hz
$V_{i+1}$ (mm/s)	Velocidad de rolado	5.9951 Hz

efecto significativo, las perturbaciones oscilan con una amplitud grande. En el caso de  $\theta_i$ , no se aprecia un efecto significativo por parte de la incertidumbre para ambos controles, pero la amplitud de las perturbaciones son menores para el QFT, en comparación con el PI. No obstante que los controladores QFT fueron diseñados para los sistemas SISO, cumpliendo con las ecuaciones 1, 2 y 3 (los resultados no se muestran aquí), logran robustez en el esquema MIMO de  $2 \times 2$  como se observa en las simulaciones. Para calidad de proceso se estableció un nivel de desacoplamiento máximo del 10%, sin embargo dado que la interacción es en general  $\ll 1$  en lazo cerrado, excepto para el sobrepaso de corta duración inicial mencionado en  $h_i$ ; se puede considerar que los controladores logran una buena diagonalización del sistema en lazo cerrado, aproximándose a sistemas SISO, explicando esto la robustez mostrada. Sin embargo, en general no se puede garantizar robustez, para ello es necesario el diseño de los sistemas de control considerando la planta como un sistema MIMO.

## 5. CONCLUSIONES

Se diseñó un controlador QFT para el lazo  $h_i$  de un HSM, suponiendo lazo sencillo, éste demostró cumplir con las tres especificaciones de diseño, asegurando así al sistema ser robustamente estable y tener desempeño robusto. El control QFT se comparó con uno tipo PI como los instalados actualmente en planta, el último no cumplió para  $S(s)$  ni para  $S_I(s)$ . Posteriormente ambos algoritmos se acoplaron con el control para  $\theta_i$  en un contexto multivariable de  $2 \times 2$ , con el objetivo de realizar una prueba de desacoplamiento entre ambos lazos. En general, el control QFT presenta respuestas más rápidas, robustez y atenuación ante el efecto de la incertidumbre paramétrica y las señales de perturbación. En algunos casos para  $h_i$  muestra porcentajes altos de desacoplamiento de corta duración, dichos resultados se consideraron despreciables, al tomar en cuenta las altas inercias del equipo mecánico, el efecto del actuador y la heurística para llevar al sistema al punto de operación. No obstante el controlador mostrado en el presente trabajo fue diseñado bajo el supuesto de un sistema SISO, en las simulaciones se logró robustez. En trabajos posteriores se considerará diseñar un control rigurosamente MIMO para el HSM, además de conformar otros algoritmos con base en otras técnicas de control robusto.

## ACKNOWLEDGEMENTS

Agradecimientos al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo financiero para la elaboración de este proyecto.

## REFERENCES

Don Juan Ríos, O.A., Lugo, E.A.R., and González, A.C. (2016). Control robusto paramétrico qft del sistema

- del formador de onda en un molino de laminación en caliente. *CIENCIA ergo-sum*, 23(1), 35–48.
- Evers, K., Cavazos, A., and Obregón, A. (2006). Hot rolling multivariable model verification and qft robust looper control. *Intership report DCT*.
- Ginzburg, V.B. (1993). *High-quality steel rolling: theory and practice*. CRC Press.
- Hearns, G. and Grimble, M. (1997). Multivariable control of a hot strip finishing mill. In *American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997*, volume 6, 3775–3779. IEEE.
- Hearns, G. and Grimble, M. (2000). Inferential control for rolling mills. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 147(6), 673–679.
- Hearns, G. and Grimble, M. (2002). Quantitative feedback theory for rolling mills. In *Control Applications, 2002. Proceedings of the 2002 International Conference on*, volume 1, 367–372. IEEE.
- Horowitz, I. (1982). Quantitative feedback theory. In *IEE Proceedings D-Control Theory and Applications*, volume 129, 215–226. IET.
- Houpis, C.H., Rasmussen, S.J., and Garcia-Sanz, M. (2005). *Quantitative feedback theory: fundamentals and applications*. CRC Press.
- Obregón, A., Mendiola, P., Evers, K., Cavazos, A., and Leduc, L. (2010). Linear multivariable dynamic model of a hot strip finishing mill. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 224(8), 1007–1021.
- Obregón, A., Cavazos, A., Leduc, L., and Ramírez, J. (2006). *Modelo Dinámico Lineal Multivariable de un Molino de Laminación en Caliente*. Ph.D. thesis, Tesis Maestría, FIME-UANL.
- Ogata, K. (2003). *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación.
- Roberts, W.L. (1983). *Hot rolling of steel*. CRC Press.
- Rossiter, J.A. (2003). *Model-based predictive control: a practical approach*. CRC press.
- Sidi, M.J. (2001). *Design of Robust Control Systems: From classical to modern practical approaches*. Krieger Publishing Company.
- Skogestad, S. (2007). *Multivariable feedback control: analysis and design*, volume 2.
- Yu, C., Wang, H., and Jing, Y. (2011). Tension control in hot strip process based on lmi approach. In *Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese*, 1424–1427. IEEE.
- Zhang, M., Yang, W., and Wang, S. (2010). Dual perturbation agc design based on qft/ $\mu$  controller in hot strip rolling process. In *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, 5682–5686. IEEE.