

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA



ESTUDIO COMPARATIVO DE CONTROLADORES
PARA EL PROCESO DE GALVANIZACION

TESIS

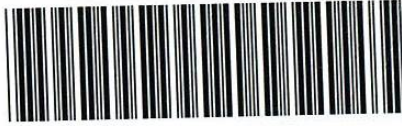
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA
CON ESPECIALIDAD EN CONTROL

PRESENTA

AMINTA GARZA PINAL

SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N. L. MAYO, 2001

TM
Z5853
.M2
FIME
2001
G392



1020146076

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA



ESTUDIO COMPARATIVO DE CONTROLADORES
PARA EL PROCESO DE GALVANIZACION

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA
CON ESPECIALIDAD EN CONTROL

PRESENTA

AMINTA GARZA PINAL

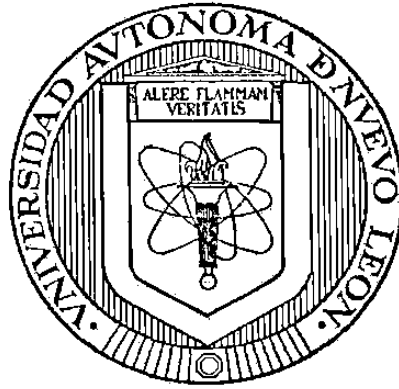
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N. L. MAYO, 2001

36.

TH
Z 5853
•Ma
FILM
2001
•G.



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA —



ESTUDIO COMPARATIVO DE CONTROLADORES
PARA EL PROCESO DE GALVANIZACION

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA
CON ESPECIALIDAD EN CONTROL

PRESENTA

AMINTA GARZA PINAL

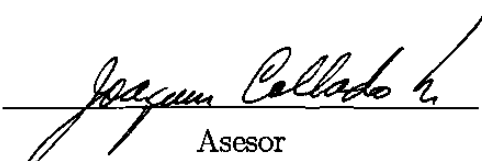
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N.L.

MAYO, 2001

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO

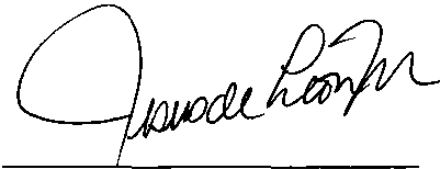
Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "ESTUDIO COMPARATIVO DE CONTROLADORES PARA EL PROCESO DE GALVANIZACION" realizada por Aminta Garza Pinal sea aceptada para su defensa como opción al Grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Control.

El Comité de Tesis:



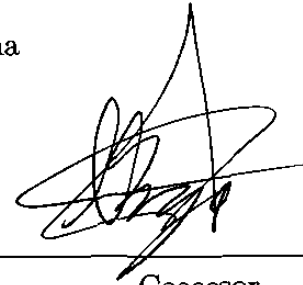
Asesor

Dr. Joaquín Collado Moctezuma



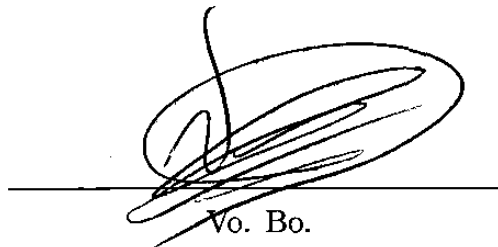
Coasesor

Dr. Jesús de León Morales



Coasesor

Dr. René Galindo Orozco



Vo. Bo.

M.C. Roberto Villarreal Garza
División de Estudios de Postgrado

AGRADECIMIENTOS

Al **Dr. Joaquín Collado** por compartir sus conocimientos, por todos sus comentarios, orientación y ayuda para la realización de esta tesis.

Al **Dr. Jesús de León** y **Dr. René Galindo** por todos sus comentarios para el enriquecimiento de este trabajo.

A todos los profesores del programa doctoral que alguna vez compartieron sus conocimientos y experiencias en mi estancia en la maestría.

A todos mis compañeros por la ayuda proporcionada y por el tiempo compartido.

Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología** por su ayuda económica para la realización de mis estudios.

Especialmente a mis papás: **Eleazar** y **Emma**, a mis hermanos: **Jesús** y **Erik**, a mi tía **Rosario** y a **Alejandro** por sus palabras de aliento y su apoyo incondicional.

RESUMEN

ESTUDIO COMPARATIVO DE CONTROLADORES PARA EL PROCESO DE GALVANIZACION

Publicación No. _____

Aminta Garza Pinal

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2001

Asesor: Dr. Joaquín Collado Moctezuma

El presente trabajo se enfoca a la realización de un análisis comparativo del desempeño de diferentes esquemas de control aplicados al proceso de galvanización de lámina. Obteniendo de esta manera el esquema con el mejor desempeño en base al objetivo de control, que consiste en disminuir la variación del espesor de Zinc al mismo tiempo que garantizamos un mínimo valor depositado sobre la lámina.

El capítulo I consiste en una descripción del proceso de galvanización, mencionando además el objetivo de control y los problemas que se presentan para llevarlo a cabo. En el capítulo II se dan algunos antecedentes matemáticos como son la definición de función de sensibilidad, los efectos en el lazo de control debidos a un retardo presente en el sistema, la descripción de algunas técnicas de aproximación del retardo y la linealización de sistemas dinámicos; estos antecedentes nos servirán de base para el desarrollo de este trabajo. El capítulo III presenta un modelo simplificado del proceso de galvanización, las variables involucradas en el control de espesor, la definición del modelo matemático del proceso y la obtención del modelo matemático reducido (modelo linealizado). En el capítulo IV se describen los esquemas de control a utilizar; estos esquemas son el clásico PID (Proporcional-Integral-Derivativo) sintonizado por diversos métodos como lo son: a) el de la respuesta a una entrada escalón de Ziegler-Nichols, b) sintonización para procesos con retardo grande, c) sintonización por IMC ("Internal Model Control", Control con Modelo Interno), d) sintonización por el método de polos dominantes y finalmente e) la versión digital del control PID; otros de los esquemas de control son: f) el Predictor de Smith,

g) el Predictor de Watanabe, h) IMC, i) LQR (“Linear Quadratic Regulator”, Regulador Lineal Cuadrático) con observador y j) la utilización de aproximaciones de dimensión finita. En el capítulo V se presenta la función de transferencia de los controladores diseñados y la gráfica de la función de sensibilidad obtenida para cada sistema de control. En el capítulo VI se muestra la robustez de los sistemas de control obtenidos en el capítulo anterior. Las conclusiones del análisis comparativo se muestran en el capítulo VII, donde también se menciona el trabajo futuro.

INDICE

AGRADECIMIENTOS

RESUMEN

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABLAS

CAPITULO

I. INTRODUCCION.	1
1.1. Planteamiento del problema.	1
1.2. Antecedentes.	2
II. ANTECEDENTES MATEMATICOS.	4
2.1. Función de sensibilidad	4
2.2. Efectos del retardo	5
2.3. Técnicas de aproximación.	8
2.4. Linealización de sistemas dinámicos	9
III. MODELO DEL PROCESO DE GALVANIZACION.	10
3.1. Descripción detallada del proceso.	10
3.2. Formulación matemática	14
3.2.1. Modelo matemático del proceso.	14
3.2.2. Modelo matemático reducido	16
IV. ESQUEMAS DE CONTROL.	18
4.1. Control PID y PI	18
4.1.1. Sintonización por el método de Ziegler-Nichols.	18
4.1.2. Sintonización de PI para procesos con retardo grande.	20
4.1.3. Sintonización por IMC.	22

INDICE (continuación)

4.1.4. Sintonización por el método Cohen-Coon (Polos dominantes).	24
4.2. Control PID digital	25
4.3. Predictor de Smith.	26
4.4. Esquema IMC tipo predictor de Smith	27
4.5. Predictor de Watanabe	28
4.6. LQR	29
V. SIMULACIONES.	32
5.1 Parámetros del proceso.	32
5.2 Controladores y funciones de sensibilidad.	33
VI. ROBUSTEZ.	40
6.1 Parámetros del proceso modificado.	40
6.2 Funciones de sensibilidad.	40
VII. CONCLUSIONES.	43
APENDICE A	
Aproximaciones de un retardo por sistemas de dimensión finita.	46
APENDICE B	
Configuraciones de los lazos de control utilizados en las simulaciones	52
REFERENCIAS	59

LISTA DE FIGURAS

1.1	Proceso de galvanización.	1
2.1	Sistema de control en lazo cerrado.	4
2.2	Diagrama de Nyquist de $G(s)$ para $\theta = \tau$	7
3.1	Línea de galvanización de lámina.	12
3.2	Representación esquemática del control de espesor.	13
4.1	Curva de respuesta con forma de "S".	19
4.2	Esquema IMC.	22
4.3	Sistema de control digital.	25
4.4	Esquema del Predictor de Smith.	26
4.5	Esquema IMC tipo Predictor de Smith.	27
4.6	Esquema del Predictor de Watanabe.	28
7.1	Configuración para el esquema de control PID y PI.	53
7.2	Configuración para el esquema de control PI digital.	54
7.3	Configuración para el esquema del Predictor de Smith.	55
7.4	Configuración para el esquema IMC tipo Predictor de Smith.	56
7.5	Configuración para el esquema del Predictor de Watanabe.	57
7.6	Configuración para el esquema de control LQR con observador.	58

LISTA DE TABLAS

4.1 Parámetros de sintonización de PID por Ziegler-Nichols.	19
4.2 Parámetros de sintonización de PID por IMC.	23
4.3 Parámetros de sintonización de PI por IMC.	23
5.1 Parámetros del proceso.	32
5.2 Parámetros del control PID y PI.	33
5.3 Parámetros del control PI con aproximación del retardo.	35
5.4 Parámetros del control en los esquemas predictores.	37
7.1 Normas del error de aproximación tipo filtro.	48
7.2 Normas del error de aproximación de Padé (Orden relativo 0).	49
7.3 Normas del error de aproximación de Padé (Orden relativo 1).	50

CAPITULO I

INTRODUCCION

1.1. Planteamiento del problema

El proceso de galvanización consiste básicamente en depositar una capa de Zinc sobre una lámina de acero con la finalidad de protegerla contra la corrosión, como se muestra en la figura 1.1 [11].

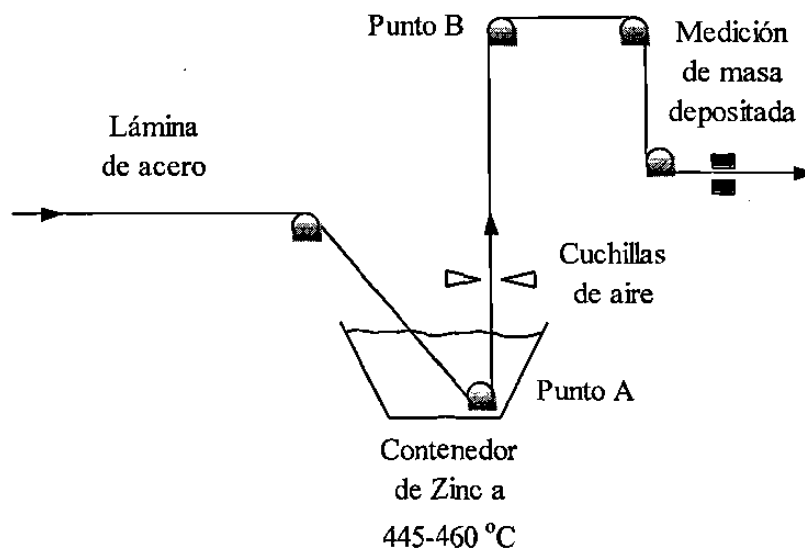


Figura 1.1: Proceso de galvanización.

La capa de Zinc protege al acero de la corrosión al proporcionar una barrera protectora y una protección catódica.

Durante los últimos años se han hecho considerables mejoras para la obtención de uniformidad en el espesor de la capa de Zinc depositada sobre la lámina en el proceso de galvanización. Esto ha sido posible utilizando sistemas de control del espesor.

El objetivo de control es el de obtener uniformidad en el espesor de la capa de Zinc depositada al mismo tiempo que garantizamos un mínimo valor depositado, teniendo como consecuencia un ahorro económico proporcional al ahorro de Zinc.

La uniformidad en la capa de Zinc puede verse afectada debido a diversos factores como pueden ser imperfecciones presentes en la superficie de la lámina, ondulaciones y oscilaciones de la lámina debidos a que la distancia entre los puntos A y B puede ser de hasta 15 metros y la velocidad a la que se desplaza la lámina es del orden de 1 m/seg [9].

El control del espesor en la capa de Zinc se realiza por medio de dos cuchillas de aire colocadas en ambos lados de la lámina y a la salida del contenedor de Zinc.

En este caso una de las dificultades para implementar un control lo constituye la naturaleza no lineal del modelo matemático del proceso de galvanizado, pero la principal dificultad es el gran retardo de tiempo que se tiene en obtener la medición de la masa de Zinc depositada sobre la lámina, debido a la distancia entre las cuchillas de aire y el dispositivo de medición; ésta medición sólo puede ser realizada cuando la lámina se ha enfriado [11].

En la actualidad se encuentran disponibles sensores para la medición del espesor a altas temperaturas, los cuales podrían ser colocados a una pequeña distancia de las cuchillas de aire y lograr reducir el retardo presente en la planta; la desventaja es que con estos sensores se obtiene una medición menos precisa y menos confiable, afectando de esta manera la precisión de la acción de control y por consecuencia la calidad del producto.

La presencia de retardo de tiempo en el proceso complica grandemente el diseño analítico de sistemas de control y dificulta la realización de un control satisfactorio; además puede causar inestabilidad al implementar un control en lazo cerrado, por lo que grandes ganancias en el controlador pueden ser usadas solamente si el retardo de tiempo es pequeño en comparación con la constante de tiempo dominante de la planta.

1.2. Antecedentes

Se han encontrado trabajos referentes al tema del control en el proceso de galvanización, como lo es el de Jacobs y Chen [3] donde reportan la implementación de un control óptimo y un estimador de estado utilizando como base un modelo algebraico donde la masa de Zinc depositada sobre la lámina depende de la distancia de las cuchillas de

aire a la lámina, de la velocidad de la lámina, de la presión de aire proporcionada por las cuchillas y de una constante de proporcionalidad y obtienen la versión discreta para la realización de su análisis. Otro de los trabajos es el de Landau, Vigneron, Rolland y Fenot [4] que consiste en la implementación de un controlador digital de tipo RST (R, S y T son polinomios de la ley de control en el operador "Forward-Shift") donde utilizan un modelo en tiempo discreto para la realización de su análisis, obtenido por un método de identificación, que describe la relación entre la entrada del proceso (presión de aire en la cuchillas) y la salida de la planta (masa de Zinc depositada).

En forma más general, tomando como base sistemas con retardo presente en su estructura, también se han encontrado en la literatura trabajos como el de Chiasson y Lee [18] donde proponen la asignación de coeficientes en base al uso de compensadores dinámicos para sistemas con retardo (una entrada); por otra parte, Manitius y Olbrot [19] presentan como objetivo la construcción de una ley de retroalimentación lineal para sistemas con retardo, tal que el sistema en lazo cerrado tenga un número finito de valores característicos localizados en un conjunto de puntos, preasignados arbitrariamente, en el plano complejo. Se puede decir que el esquema de Manitius y Olbrot corresponde al Predictor de Smith cuando el proceso es descrito mediante ecuaciones diferenciales retardadas.

CAPITULO II

ANTECEDENTES MATEMATICOS

2.1. Función de sensibilidad

Sea el sistema de control en lazo cerrado representado en la figura 2.1:

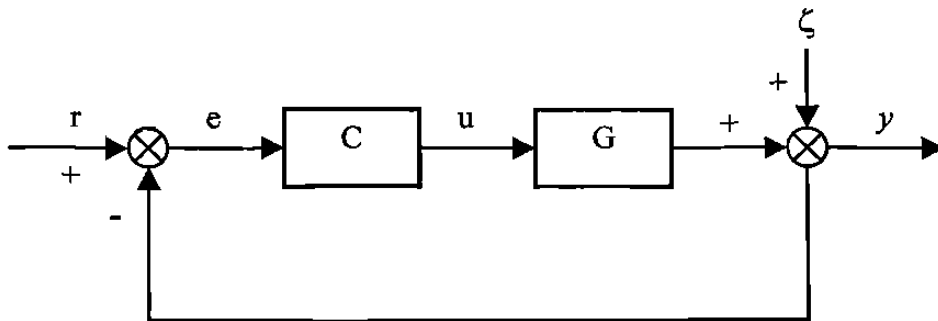


Figura 2.1: Sistema de control en lazo cerrado.

Donde:

- C = controlador
- G = dinámica de la planta
- r = referencia
- u = entrada a la planta
- e = error
- ζ = perturbaciones aditivas
- y = salida

La función de sensibilidad (S) se puede definir como la función de transferencia en lazo cerrado entre la entrada de perturbaciones al sistema (ζ) y la salida (y). También expresa el efecto de las incertidumbres paramétricas sobre la salida.

$$S = \frac{1}{1 + GC} \quad (2.1)$$

El ancho de banda en lazo cerrado, ω_B , es la frecuencia donde $|S(j\omega)|$ baja 3 dB [20].

Para una planta estable tenemos que si el orden relativo* de la planta es al menos 2, entonces [20]:

$$\int_0^{\infty} \ln |S(j\omega)| d\omega = 0 \quad (2.2)$$

y el área en la reducción de sensibilidad ($\ln |S|$ negativo) debe ser igual al área del incremento de la sensibilidad ($\ln |S|$ positivo). En base a ésto concluimos que un incremento en el ancho de banda (S menor que 1 en un rango de frecuencia grande) tendrá como consecuencia un mayor pico en $|S|$ en el rango complementario de frecuencias.

* Orden relativo = número de polos - número de ceros

2.2. Efectos del retardo

Sea el siguiente sistema lineal invariante con el tiempo (LTI) con un retardo en la salida

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y(t) &= Cx(t - \theta) \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde $x \in R^n$ es el vector de estado, $y \in R$ es la salida y $u \in R$ es la entrada. A , B y C son matrices de dimensiones apropiadas y θ es el retardo de tiempo que hay en la medición.

La función de transferencia del sistema (2.3) es la siguiente:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1}B e^{-\theta s} \quad (2.4)$$

La presencia del retardo en el lazo de control complica el diseño del controlador, más aún degrada la calidad del control al no permitir incrementar demasiado la ganancia. A continuación se presenta un ejemplo con la finalidad de explicar tal efecto.

Refiriéndonos al sistema descrito en la figura 2.1, asumimos que el controlador C es del tipo proporcional y que la planta G es un filtro de primer orden con un retardo de tiempo θ . La función de transferencia de la planta G está dada por

$$G(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (2.5)$$

y la función de transferencia en lazo cerrado del sistema es

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1 + K e^{-\theta s}} \quad (2.6)$$

Note que la ecuación característica de sistema $\tau s + 1 + K e^{-\theta s} = 0$ no es polinomial, más aún, tiene un número infinito de raíces debido a la presencia del término $e^{-\theta s}$, por lo que se tiene mayor dificultad para analizar la función de transferencia en lazo cerrado (2.6) que al tener una función de transferencia polinomial.

Una limitante al presentarse un retardo de tiempo en el sistema es el valor de ganancia máxima K_{\max} que se puede introducir sin hacer inestable el sistema. Con la finalidad de ilustrar ésta limitante, graficamos el diagrama de Nyquist (figura 2.2) de la función de transferencia $G(s)$ (2.5) con $\theta = \tau$ y obtenemos la K_{\max} que podemos introducir al sistema antes de que el diagrama rodee el punto crítico $(-1, j0)$, como se muestra a continuación: para el caso en que $\theta/\tau = 0$ (sistema sin retardo de tiempo θ), entonces teóricamente se tiene que $K_{\max} \rightarrow \infty$. Para el caso en que $\theta/\tau = 1$ (la constante de tiempo τ es igual al retardo θ) la ganancia máxima se reduce drásticamente desde ∞ hasta cerca de 2.26; obteniendo la K_{\max} en base al diagrama de la figura 2.2, la cual está dada por el inverso de la distancia entre el origen y el punto señalado en el diagrama. Para el caso en que $\theta/\tau \rightarrow \infty$, tenemos que $K_{\max} \rightarrow 1$ [19].

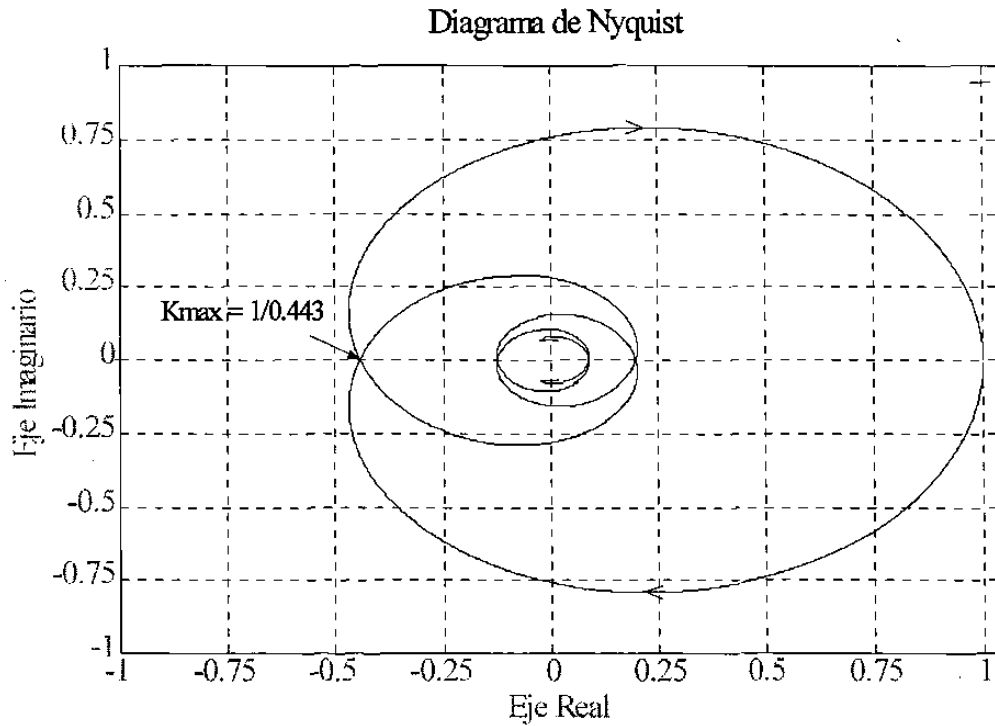


Figura 2.2: Diagrama de Nyquist de $G(s)$ para $\theta = \tau$.

Como se demostró con el ejemplo anterior el retardo de tiempo puede producir inestabilidad, incluso en los sistemas de primer orden, por lo que las ganancias del controlador deben ser reducidas para mantener la estabilidad en el lazo de control. Además, en base al análisis del lugar geométrico de las raíces, es bien conocido que conforme la ganancia de retroalimentación se incrementa hacia infinito los polos de lazo cerrado emigran a la posición de los ceros de lazo abierto, por lo que no puede aumentarse demasiado la ganancia en un sistema en el que esté presente un retardo de tiempo.

Para el caso que en el sistema lineal (2.3) el retardo de tiempo θ se presentara en la entrada, tendríamos el siguiente sistema

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu(t - \theta) \\ y(t) &= Cx\end{aligned}\tag{2.7}$$

La función de transferencia del sistema (2.7) es

$$\frac{y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1}B e^{-\theta s} \quad (2.8)$$

Como puede observarse, se tiene la misma función de transferencia para el sistema (2.3) en el que el retardo de tiempo se presenta en la salida y para el sistema (2.7) en el que se presenta el retardo en la entrada.

2.3. Técnicas de aproximación

Debido al retardo en la medición de la masa depositada sobre la lámina se tiene un sistema de dimensión infinita, por lo que se dificulta su análisis. Con la finalidad de simplificar el análisis al transformar el sistema de dimensión infinita en uno de dimensión finita, se propone utilizar las siguientes técnicas de aproximación para el retardo:

a) Control clásico (Filtro) [6].

$$e^{-s\theta} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s\theta}{n}\right)^n} \quad (2.9)$$

b) Padé (Orden relativo 0) [7].

$$e^{-s\theta} = \frac{N_p}{D_p} \quad (2.10)$$

donde:

$$N_p = \sum_{j=0}^p \frac{(2p-j)!p!}{(2p)!j!(p-j)!} (-s\theta)^j \quad D_p = \sum_{j=0}^p \frac{(2p-j)!p!}{(2p)!j!(p-j)!} (-s\theta)^j \quad (2.11)$$

c) Padé (Orden relativo 1) [7].

$$e^{-s\theta} = \frac{\hat{N}_{p-1}}{\hat{D}_p} \quad (2.12)$$

donde:

$$\hat{N}_{p-1} = \sum_{j=0}^{p-1} \frac{(2p-j-1)!p!}{(2p-1)!j!(p-j)!} (-s\theta)^j \quad (2.13)$$

$$\hat{D}_p = \sum_{j=0}^p \frac{(2p-j-1)!(p-1)!}{(2p-1)!j!(p-1-j)!} (-s\theta)^j \quad (2.14)$$

2.4. Linealización de sistemas dinámicos [15]

Sea el siguiente sistema de control no lineal

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde $x \in R^n$, $u \in R$, $y \in R$ y suponemos que las funciones f y h son continuamente diferenciables. El sistema es linealizado alrededor del punto de equilibrio x_e correspondiente a la entrada constante u_i , obteniendo

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bv \\ \bar{y} &= Cz = h(x) - h(x_e) \end{aligned} \quad (2.16)$$

en donde

$$z = x - x_e \quad (2.17)$$

$$v = u - u_i$$

$$A = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_e \\ u=u_i}} \quad (2.18)$$

$$B = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_e \\ u=u_i}} \quad (2.19)$$

$$C = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x=x_e} \quad (2.20)$$

A, B y C son matrices jacobianas tal que

$$f(x_e, u_i) = 0 \quad (2.21)$$

CAPITULO III

MODELO DEL PROCESO DE GALVANIZACION

3.1. Descripción detallada del proceso [13]

El objetivo de la galvanización es el de proteger al acero de la corrosión de dos maneras: como barrera protectora y como protección catódica. La barrera protectora es provista por la capa de galvanizado (Zinc) y la protección catódica es provista debido a que el Zinc es anódico al acero en la mayoría de los ambientes.

El proceso de galvanización de lámina, esquematizado en la figura 3.1, consiste básicamente en dos pasos: preparación de la superficie e inmersión en el baño de Zinc.

En el proceso de galvanización son utilizados dos rodillos alimentadores para permitir alimentar la lámina a la línea mientras se prepara la punta de la próxima lámina. Las láminas que pasan por los rodillos alimentadores convergen a la soldadora donde el final de una lámina es unido a la parte inicial de una nueva lámina. La lámina es pasada a través de un medidor de espesor y una cortadora; si algún tramo de lámina se encuentra fuera de especificación es cortado y deshechado. Posteriormente la lámina entra a un acumulador, el cual permite que el proceso permanezca corriendo mientras se detiene la parte final del rollo de lámina para soldarlo con el inicio de uno nuevo.

Preparación de la superficie

Después de salir del acumulador la lámina pasa a la preparación de la superficie que consiste en la limpieza de la lámina donde suciedad, lubricantes, grasas, óxido y otras impurezas deben ser removidas para que la reacción de galvanización ocurra. La sección de limpieza consiste de tres tanques. El primer tanque es un limpiador electrolítico que se compone de una solución cáustica y unas rejillas eléctricas, en el cual la lámina es sumergida. El segundo tanque consiste de cuatro cepillos para mayor limpieza de la lámina; éstos se encuentran ubicados dos arriba y dos abajo de la lámina y a través de los cuales fluye una solución cáustica. El tercer tanque consiste en una cascada que baja para remover la solución cáustica de la lámina. Un conjunto de rollos escurridores

remueven el exceso de humedad de la lámina, la cual es secada por un secador de aire caliente. Posteriormente la lámina es pasada a través de un horno de recocido para ser calentada a una temperatura específica. La velocidad de la lámina a lo largo de todo el proceso es del orden de 1 m/segundo.

Inmersión en el baño de Zinc

La lámina es sumergida en un contenedor de Zinc líquido que es mantenido a una temperatura de 445 a 460 °C. Dentro del contenedor de Zinc hay dos pequeños rodillos estabilizadores que mantienen estable la posición de la lámina. Un par de boquillas de aire colocadas inmediatamente arriba del contenedor de Zinc y en ambos lados de la lámina, son las encargadas de regular el espesor de Zinc que tiene valores del orden de 100 gr/m². La medición de Zinc depositado sobre la lámina es proporcionada por un sistema basado en longitudes de onda, el cual detecta el espesor de la capa de Zinc; debido a que esta medición no puede llevarse a cabo a altas temperaturas, se tiene un retardo de tiempo conocido en base a la velocidad de la lámina y la distancia entre el baño de Zinc y la posición donde se encuentra el medidor.

Posteriormente la lámina es pasada por el molino de acabado superficial el cual es usado para producir una superficie más lisa y trabajar la lámina para obtener las cualidades metalúrgicas requeridas; el molino tiene dos rodillos de trabajo y dos rodillos de apollo. A la salida del molino se encuentra el acumulador de salida que permite descargar la lámina terminada sin detener el proceso. Al salir del acumulador la lámina es pasada por una sección de inspección visual equipada con grandes espejos para poder ver ambos lados de la lámina. Por último la lámina es llevada a través del aceitador y enrollada por medio de los rodillos tensores.

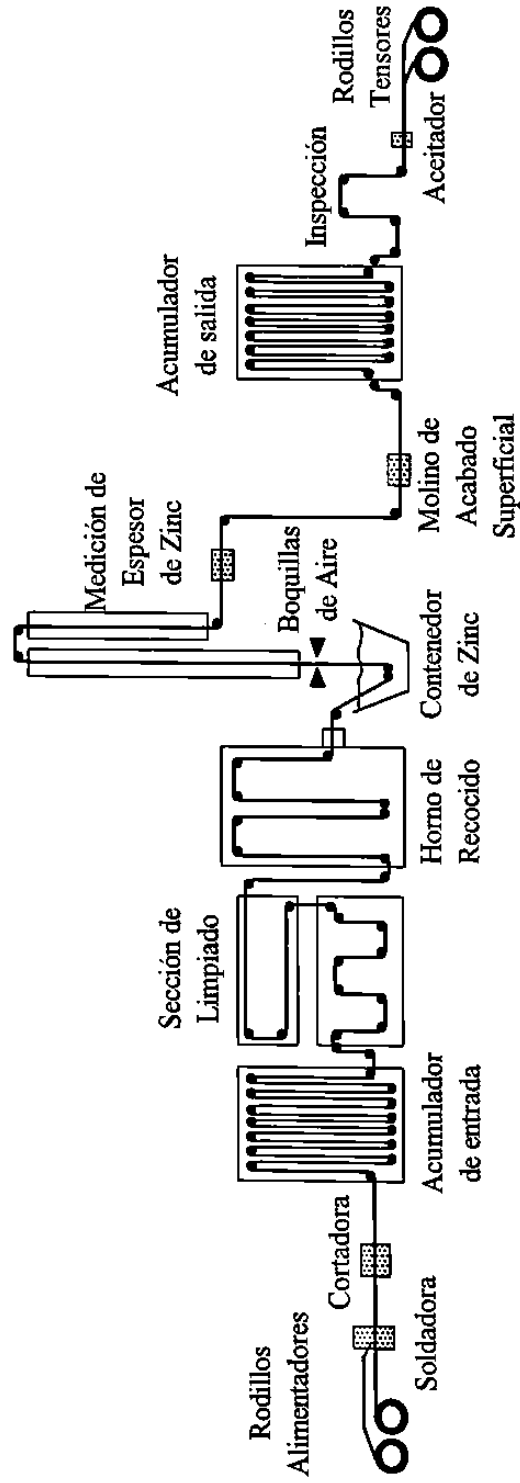


Figura 3.1: Línea de galvanización de lámina.

Control de espesor [9]

El objetivo de control es el de lograr uniformidad en la capa de Zinc y garantizar un mínimo valor depositado sobre la lámina. El sobre depósito resulta en un excesivo uso de Zinc, si por el contrario si se tiene un depósito bajo obtenemos como resultado un producto no satisfactorio.

Existen diversos factores que afectan la uniformidad de la capa de Zinc depositada sobre la lámina, algunos de ellos pueden ser los que se presentan a continuación:

- La variación de la distancia entre las cuchillas de aire y la lámina debido a imperfecciones en la superficie de la lámina o a la ondulación de la lámina al pasar entre las cuchillas de aire.
- La oscilación del tramo de lámina que se encuentra entre el baño de Zinc y el próximo rodillo, debido a que esta longitud de tramo no se encuentra soportada.

El control del espesor de Zinc depositado se provee por las cuchillas de aire las cuales consisten en un par de boquillas localizadas en ambos lados de la lámina verticalmente, como se muestra en la figura 3.2.

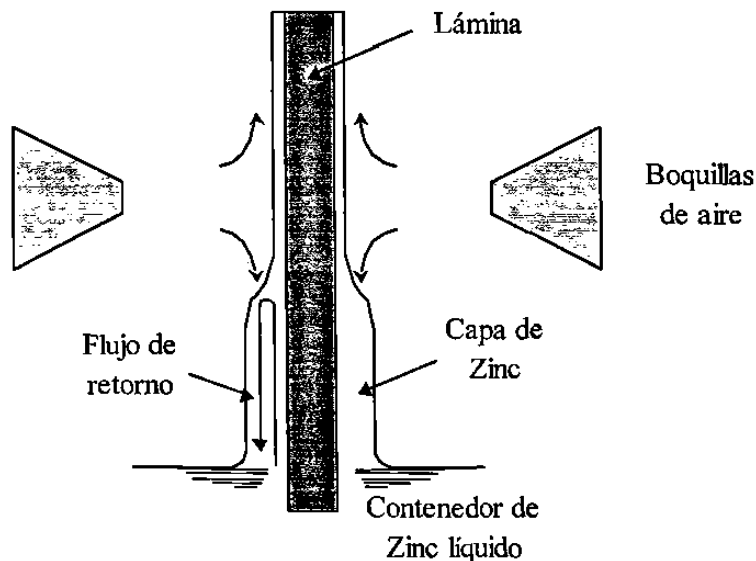


Figura 3.2: Representación esquemática del control de espesor.

Estas boquillas deliberan aire horizontalmente, en un rango de presión de 70 a 420 gr/cm², las cuales remueven el exceso de Zinc líquido depositado sobre la lámina enviándolo hacia el contenedor.

Las principales variables de control son:

- La presión de aire suministrado por las boquillas.
- La distancia entre las boquillas de aire y la lámina.

3.2. Formulación matemática

3.2.1. Modelo matemático del proceso

Se han propuesto modelos algebraicos en los cuales la masa depositada m depende de la presión p , de la distancia d y de la velocidad de la lámina v , uno de ellos es el siguiente modelo sugerido por Thornton y Graff [9]:

$$m = Kd\sqrt{\frac{v}{p}} + \zeta \quad (3.1)$$

donde K es una constante de proporcionalidad determinada por otros factores y ζ es un factor de incertidumbre.

Dinámica en d

La distancia entre ambos lados de la lámina y las cuchillas de aire es ajustada por medio de actuadores mecánicos, los cuales tienen una constante de tiempo del orden de 10 segundos [9].

Para representar tal comportamiento se propone la siguiente ecuación diferencial [21]:

$$\dot{d} = -\frac{d}{\tau_1} + \frac{d_u}{\tau_1} \quad (3.2)$$

donde:

- d distancia real
- d_u control de distancia

$\tau_1 \approx 10$ segundos

Dinámica en p

La presión en las boquillas de aire p en ambos lados de la lámina es ajustada por medio de reguladores de presión en las cuchillas de aire, los cuales tienen una constante de tiempo del orden de 5 segundos [9] y su comportamiento está descrito por la siguiente ecuación diferencial [21]:

$$\dot{p} = -\frac{p}{\tau_2} + \frac{p_u}{\tau_2} \quad (3.3)$$

donde:

p presión real

p_u control de presión

$\tau_2 \approx 5$ segundos

En el modelo matemático en base al cual se realizará el análisis se harán las siguientes consideraciones:

- La velocidad de la lámina v tendrá un valor constante debido a que generalmente no presenta alguna variación a lo largo del proceso.
- La distancia existente entre las cuchillas de aire y la lámina d tendrá un valor constante debido a que es usual controlar el espesor de la capa de Zinc solamente variando la presión de aire p .

Por lo tanto, el modelo del proceso de galvanización que se considerará es el siguiente:

$$\begin{aligned} \dot{p} &= -\frac{p}{\tau_2} + \frac{p_u}{\tau_2} \\ m &= Kd\sqrt{\frac{v}{p}} + \zeta \\ y &= m(t - 15) \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde t es la variable de tiempo y ζ son perturbaciones aditivas; además se tiene un retardo en la medición de la salida del sistema y del orden de 15 segundos.

El modelo descrito anteriormente y que se considerará para el análisis es estable.

El objetivo de control es el de lograr la mayor atenuación de perturbaciones aditivas a la salida previa al retardo.

3.2.2. Modelo matemático reducido

Debido a que el modelo que se tiene de la planta (3.4) es no lineal y de dimensión infinita debido al retardo, se procedió a linealizarlo por el método descrito en la sección 2.4 y a reducir la dimensión de retardo por medio de una aproximación de Padé.

La linealización se realiza alrededor del punto de operación

$$p = p_u = 256 \text{ gr/cm}^2 \quad (3.5)$$

Primeramente obtenemos el modelo matemático en espacio-estado (sin retardo en la salida), el cual está dado por

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{p}} &= -0.2\tilde{p} + 0.2\tilde{p}_u \\ \tilde{m} &= -0.1955p \end{aligned} \quad (3.6)$$

y su función de transferencia

$$G(s) = \frac{-0.039}{s + 0.2} \quad (3.7)$$

Con la finalidad de tener un sistema de dimensión finita, se aproximó el retardo presente en la dinámica de la planta (15 seg.) por una aproximación de Padé orden 7 y orden realtivo 1:

$$e^{-15s} = \frac{1 - 6.92s + 21.63s^2 - 39.33s^3 + 44.25s^4 - 29.5s^5 + 9.22s^6}{1 + 8.1s + 30.3s^2 + 68.8s^3 + 103.3s^4 + 103.3s^5 + 64.5s^6 + 19.8s^7} \quad (3.8)$$

A partir de la función de transferencia del sistema linealizado (3.7) en cascada con la función de transferencia de la aproximación del retardo (3.8), es decir $H(s) = G(s)e^{-15s}$, obtenemos la realización del sistema lineal y de dimensión finita del proceso de galvanización:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -0.2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0098 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0506 \\ 0.068 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.4088 \\ -0.214 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1.5332 \\ 0.3892 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -3.4844 \\ -0.4379 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -5.2267 \\ 0.2919 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -5.2267 \\ -0.0912 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -3.2667 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.9)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x$$

CAPITULO IV

ESQUEMAS DE CONTROL

4.1. Control PID y PI

4.1.1. Sintonización por el método de Ziegler-Nichols [18]

El algoritmo de control PID tiene la siguiente forma:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.1)$$

donde u denota la variable de control, e el error de control, K_p la ganancia proporcional, T_i el tiempo integral y T_d el tiempo derivativo. La variable de control es la suma de tres términos: el término P (el cual es proporcional al error), el término I (el cual es proporcional a la integral del error), y el término D (que es proporcional a la derivada del error). La función de transferencia es

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.2)$$

El algoritmo de control PI solamente consta de los términos P (proporcional) e I (integral) y su función de transferencia es

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.3)$$

Existen dos métodos de sintonización de Ziegler-Nichols, uno de ellos se basa en la ganancia crítica y en el periodo crítico; el otro método, que será el que utilizaremos, se basa en la obtención de la respuesta de la planta a una entrada escalón de una manera experimental o a través de una simulación dinámica de la planta. La curva de respuesta escalón puede tener forma de "S" como se muestra en la figura 4.1 (si la respuesta no exhibe una curva con esta forma, este método no es pertinente). Esta curva se caracteriza por dos parámetros: la constante de tiempo T y el tiempo de retardo L . Los parámetros T y L se determinan trazando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva

y determinando las intersecciones de esta tangente con la línea $c(t)=K$ y con el eje del tiempo.

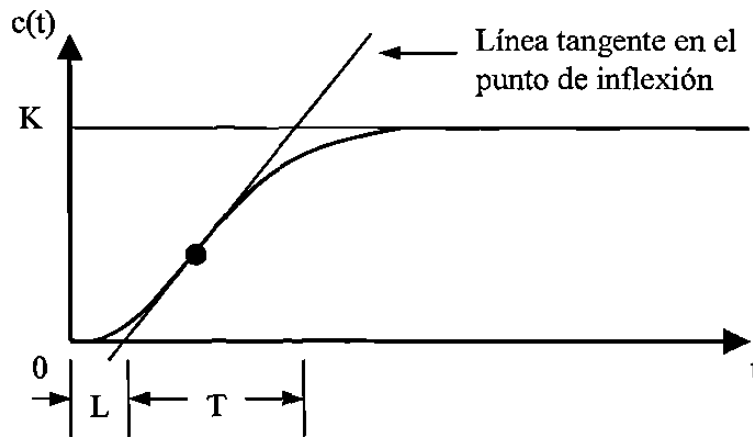


Figura 4.1: Curva de respuesta con forma de "S".

Los valores de los términos del control se establecen de acuerdo con las fórmulas que aparecen en la siguiente tabla:

TABLA 4.1: PARAMETROS DE SINTONIZACION DE PID POR ZIEGLER-NICHOLS

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2\frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

4.1.2. Sintonización de PI para procesos con retardo grande [22]

Para aplicar este método es necesario representar el proceso real $G(s)$ por un modelo de primer orden mas el retardo, con la siguiente estructura:

$$G'(s) = \frac{e^{-s\theta_{eq}}}{as + b} \quad (4.4)$$

donde a , b y θ_{eq} serán determinados. Para determinar estos términos elegimos el punto de frecuencia crítica ω_c y el punto de frecuencia cero ω_0 en la curva de Nyquist del proceso $G(s)$, donde $\angle G(j\omega_c) = -\pi$ y $\angle G(j\omega_0) = 0$, para hacer que $G'(j\omega_c) = G(j\omega_c)$ y $G'(j\omega_0) = G(j\omega_0)$. Asumiendo que la ganancia en la frecuencia cero es k_0 y que la amplitud del punto de frecuencia crítica es k_c , tenemos

$$G'(j\omega_c) = \frac{\cos(\omega_c \theta_{eq}) - j \sin(\omega_c \theta_{eq})}{a j\omega_c + b} \quad (4.5)$$

Como queremos que $G'(j\omega_c) = G(j\omega_c)$, hacemos la siguiente igualación

$$-k_c = \frac{\cos(\omega_c \theta_{eq}) - j \sin(\omega_c \theta_{eq})}{a j\omega_c + b} \quad (4.6)$$

La ecuación (4.6) también se puede representar como

$$a j\omega_c + b = \frac{\cos(\omega_c \theta_{eq}) - j \sin(\omega_c \theta_{eq})}{-k_c} \quad (4.7)$$

Evaluando $G'(j\omega)$ en la frecuencia $\omega = \omega_0$, tenemos

$$G'(j\omega_0) = \frac{\cos(\omega_0 \theta_{eq}) - j \sin(\omega_0 \theta_{eq})}{a j\omega_0 + b} = \frac{1}{b} \quad (4.8)$$

Como queremos que $G'(j\omega_0) = G(j\omega_0)$, hacemos la siguiente igualación

$$k_0 = \frac{1}{b} \quad (4.9)$$

la cual se puede representar como

$$b = \frac{1}{k_0} \quad (4.10)$$

Resolviendo las ecuaciones (4.7) y (4.10) nos dan

$$a = \frac{\sin(\omega_c \theta_{eq})}{k_c \omega_c} \quad (4.11)$$

$$\theta_{eq} = \frac{1}{\omega_c} \arccos\left(-\frac{k_c}{k_0}\right) \quad (4.12)$$

En base al modelo estimado $G'(s)$, el controlador PI es diseñado para cancelar el polo del modelo, obteniendo además una ganancia constante que sirve como un parámetro de diseño para garantizar robustez y buen desempeño del sistema.

La función de transferencia del controlador PI empleado para controlar el proceso es la siguiente

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.13)$$

La distancia del diagrama polar de la función de transferencia de lazo $G_l(s) = G_c(s)G(s)$ al punto crítico $(-1, j0)$ está dado por el inverso de M_s , donde:

$$M_s = \max \left| \frac{1}{1 + G(j\omega)G_c(j\omega)} \right| \quad (4.14)$$

Valores razonables de M_s están en el rango de 1.3 a 2.

El valor de M_s dado por la ecuación (4.14) tiene una buena interpretación geométrica, esto es, que la curva de Nyquist de la función de transferencia de lazo $G_l(s)$ es tangente a un círculo con centro en el punto crítico $(-1, j0)$ y radio de tamaño $1/M_s$. La especificación de la distancia $1/M_s$ es similar a la especificación de margen de fase y margen de ganancia.

Los parámetros del controlador PI (K_p y K_i) son calculados en base a la siguiente fórmula:

$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \frac{1}{\theta} \left(1.451 - \frac{1.508}{M_s} \right) \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

4.1.3. Sintonización por IMC [16]

La estructura IMC ("Internal Model Control") se muestra en la figura 4.2, en la cual se incluye un modelo de la planta.

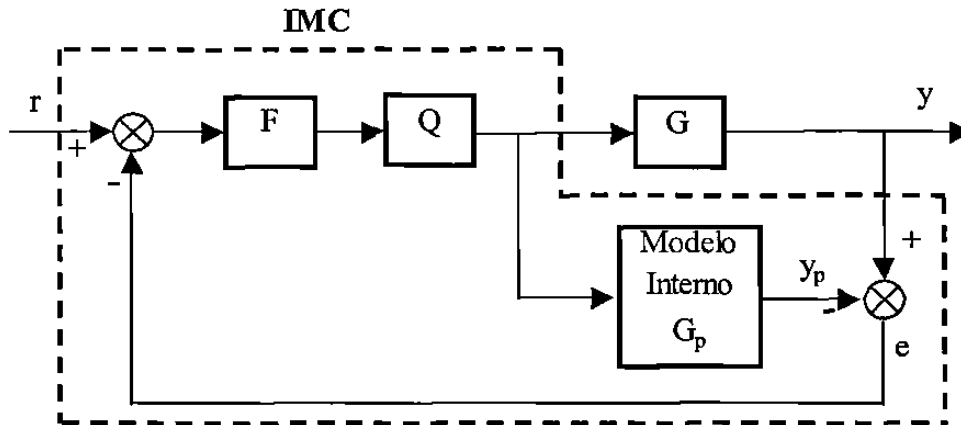


Figura 4.2: Esquema IMC.

Donde r denota la referencia de entrada, G representa la planta, Q denota el controlador que puede ser de tipo PID o PI, G_p denota el modelo de la planta (modelo interno) y F denota un filtro utilizado para mejorar la robustez con respecto al error del modelado, el cual está dado por:

$$F(s) = \frac{1}{s + \lambda} \quad (4.16)$$

El procedimiento de diseño IMC fué utilizado para obtener (sintonizar) los parámetros del controlador clásico PID para una variedad de modelos usados comúnmente en los procesos industriales.

Asumiendo que:

* La planta $G(s)$ es un modelo de primer orden con un retardo de tiempo (θ)

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (4.17)$$

tenemos que los parámetros para un controlador PID son los que se presentan en la Tabla 4.2 [8].

TABLA 4.2: PARAMETROS DE SINTONIZACION DE PID POR IMC

Controlador	K_p	K_i	K_d	λ Recomendado
PID	$\frac{2\tau + \theta}{2k(\theta + \lambda)}$	$\frac{1}{k(\theta + \lambda)}$	$\frac{\tau\theta}{2k(\theta + \lambda)}$	$\lambda > 0.2 \tau$ y $\lambda > 0.25 \theta$

y su función de transferencia tiene la forma

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.18)$$

A continuación se presenta una tabla conteniendo las fórmulas para obtener los parámetros del controlador PI (perfeccionado) [16]:

TABLA 4.3: PARAMETROS DE SINTONIZACION DE PI POR IMC

Controlador	kK_p	T_i	λ/θ Recomendado
PI Perfeccionado	$\frac{2\tau + \theta}{2\lambda}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	>1.7

cuya función de transferencia tiene la forma

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (4.19)$$

El parámetro ajustable λ corresponde aproximadamente a la constante de tiempo de lazo cerrado y su valor es seleccionado para lograr el compromiso adecuado entre desempeño y robustez.

4.1.4. Sintonización por el método Cohen-Coon (Polos dominantes) [8]

Este método de sintonización del PID está basado en una planta de primer orden con un retardo de tiempo y cuya función de transferencia es la siguiente

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (4.20)$$

Este método trata de localizar tres polos dominantes, un polo real y un par de polos complejos, tal que la razón de decrecimiento de la amplitud para la respuesta a la perturbación de entrada es 1/4 (éste criterio también es utilizado en las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols) y la integral del error es minimizada, es decir, que con este método se logra buen rechazo a las perturbaciones.

A continuación se dan los parámetros para el control PID, los cuales se basan en cálculos analíticos y numéricos:

$$K_p = \frac{1.35(1 - 0.82b)}{a(1 - b)} \quad (4.21)$$

$$K_i = \frac{1.35(1 - 0.82b)(1 - 0.39b)}{a\theta(1 - b)(2.5 - 2b)} \quad (4.22)$$

$$K_d = \frac{1.35\theta(0.37 - 0.37b)}{a(1 - b)} \quad (4.23)$$

donde

$$a = \frac{k\theta}{\tau} \quad (4.24)$$

$$b = \frac{\theta}{\tau + \theta} \quad (4.25)$$

La función de transferencia del control PID tiene la forma de la ecuación (4.18).

4.2. Control PID digital [17]

En la figura 4.3 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de control digital

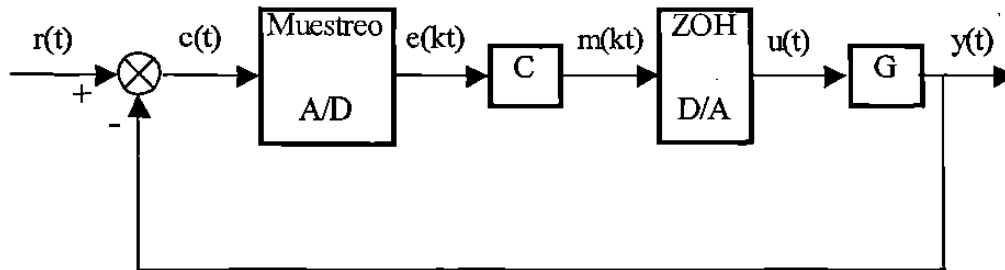


Figura 4.3: Sistema de control digital.

donde el muestreador, el convertidor análogo-digital (A/D), el controlador digital (C), el mantenedor de orden zero (ZOH) y el convertidor digital-análogo (D/A) producen una señal de control (u) continua en el tiempo que alimenta la planta (G) y se obtiene una salida (y) en base a una referencia (r).

En este sistema la señal de salida $y(t)$ es comparada con la señal de referencia $r(t)$ para obtener la señal de error $e(t) = r(t) - c(t)$, la cual es muestreada y la señal análoga es convertida en señal digital por medio del convertidor A/D. La señal digital del error $e(kt)$ es alimentada al controlador digital, el cual opera sobre la secuencia muestreada $e(kt)$ y produce la señal $m(kt)$.

Para obtener la función de transferencia pulso para el controlador PID digital debemos discretizar la ecuación (4.1). Esto se logra aproximando el término integral por una sumatoria trapezoidal y el término derivativo por una forma en diferencia de dos puntos, con lo cual obtenemos la función de transferencia pulso para el controlador PID digital:

$$G_D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K + \frac{K_I}{1 - z^{-1}} + K_D(1 - z^{-1}) \quad (4.26)$$

donde

$$K = K_p - \frac{K_p T}{2T_i} = K_p - \frac{K_I}{2} \quad \text{Ganancia proporcional} \quad (4.27)$$

donde r representa la entrada del sistema, C representa el controlador, ζ representa las incertidumbres, G representa la dinámica de la planta, θ representa el retardo de la planta, G_m representa el modelo de la planta, θ_m representa el retardo del modelo de la planta y e representa el error entre la salida de la planta (y) y el modelo de la planta. Aunque la variable ficticia B_m no es disponible, ésta es una predicción de la señal de salida (y) y puede ser usada como señal de retroalimentación. El controlador C puede ser del tipo PI (Proporcional-Integral), PD (Proporcional-Derivativo), PID (Proporcional-Integral-Derivativo), el cual puede ser sintonizado mejor debido a que el efecto del retardo en el lazo de retroalimentación ha sido minimizado.

4.4. Esquema IMC tipo Predictor de Smith [16]

Este esquema de control se presenta en la siguiente figura:

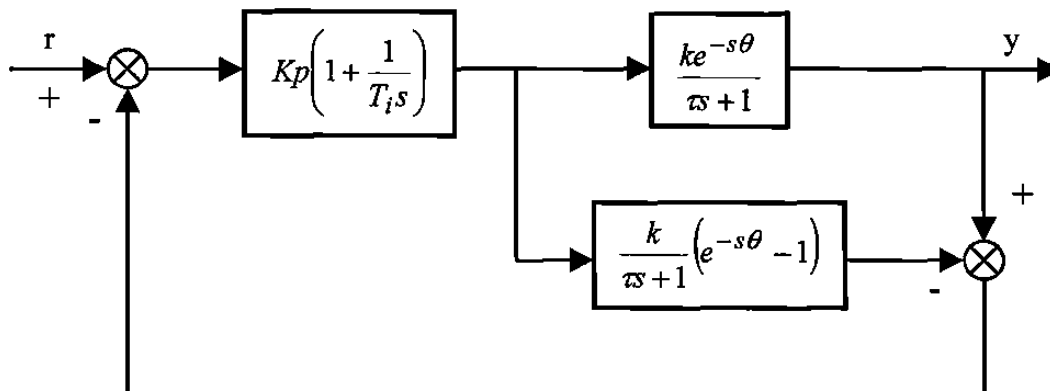


Figura 4.5: Esquema IMC tipo predictor de Smith.

Para un sistema de primer orden con un retardo de tiempo presente en la salida tenemos que el esquema de control IMC (figura 4.2) es equivalente al predictor de Smith con la configuración que se presenta en la figura 4.5 si

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{\tau}{\lambda k} \\ T_i &= \tau \end{aligned} \quad (4.30)$$

donde K_p denota la ganancia del controlador, T_i el tiempo integral, τ la constante de tiempo del sistema, k la ganancia del sistema y λ un parámetro del filtro del esquema IMC.

Si el tiempo integral es ajustado al valor de la constante de tiempo del sistema, ajustar la ganancia del controlador es equivalente a ajustar el parámetro λ . El límite superior (o inferior) del parámetro λ es delimitado por las incertidumbres del modelo, ya que el esquema IMC es estable para todo $\lambda \geq 0$. Por ejemplo, si tenemos incertidumbre en el retardo presente en el sistema aplicamos la regla

$$\lambda > 0.67 \delta \quad (4.31)$$

donde δ es la incertidumbre en el retardo.

4.5. Predictor de Watanabe [3]

El predictor de Watanabe se basa en el predictor de Smith con algunas modificaciones en su estructura. Un diagrama de bloques del predictor de Watanabe se presenta en la figura 4.6:

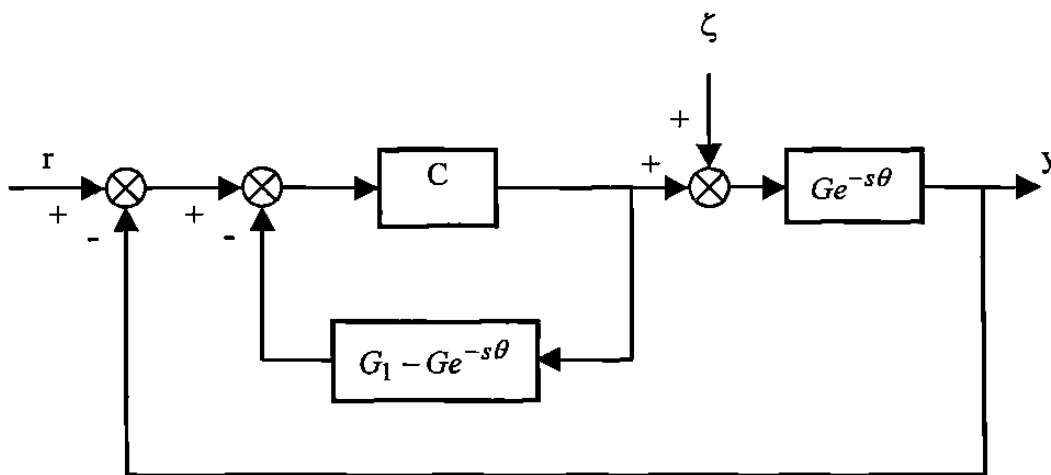


Figura 4.6: Esquema del Predictor de Watanabe.

donde r representa la entrada del sistema, ζ representa las incertidumbres, G representa la dinámica de la planta, θ representa el retardo presente en la planta, C puede ser un

controlador de tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo) o PI (Proporcional-Integral) y G_1 está dado por:

$$G_1 = \frac{G}{(1 + s\theta)} \quad (4.32)$$

4.6. LQR [5]

Teorema 1

Dado el sistema dinámico

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu ; x(0) = x_0 \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.33)$$

donde $x \in R^n$ y $u \in R^m$. Definimos un costo cuadrático

$$J = \int_0^{\infty} [y^T y + u^T R u] dt \quad (4.34)$$

en el cual el tamaño de y es pesado relativamente a la cantidad de acción de control en u a través de la matriz de peso R .

Si se cumplen las siguientes suposiciones:

1. El vector de estado x está disponible para retroalimentación.
2. (A, B) es estabilizable y (C, A) es detectable.
3. $R = R^T > 0$ (positiva definida).

Entonces:

1. El controlador lineal cuadrático está dado por la única ley óptima de retroalimentación de estado

$$u = -Kx \quad (4.35)$$

donde

$$K = R^{-1} B^T S \quad (4.36)$$

que minimiza el costo J .

2. S es la solución única, simétrica y positiva definida que tiene la ecuación algebraica de Riccati:

$$SA + A^T S + C^T C - SBR^{-1}B^T S = 0 \quad (4.37)$$

3. La dinámica en lazo cerrado obtenida al sustituir la ecuación (4.35) en la ecuación (4.33):

$$\dot{x} = [A - BK]x \quad (4.38)$$

es asintóticamente estable.

En resumen, tenemos que el diseño de los sistemas de control óptimo se reduce a la determinación de los elementos de la matriz K a través de la solución de la ecuación de Riccati, garantizando estabilidad del sistema en lazo cerrado y robustez.

Observador de estado [18]

Debido a que en la práctica no todas las variables de estado están disponibles para su retroalimentación, necesitamos estimar las variables de estado que no están disponibles. En este caso, para poder aplicar el control LQR es necesario diseñar un dispositivo llamado observador de estado, tal que la salida de este dispositivo genere un estimado del estado.

Consideremos la ecuación (4.33) donde A , B y C son dadas y la entrada u y la salida y están disponibles. El estado x , sin embargo, no está disponible. El problema es estimar x a partir de u y y , conociendo además A , B y C . El esquema del observador de estado en lazo cerrado está dado por un duplicado del sistema original y la adición de un término de corrección, como se presenta en la siguiente ecuación:

$$\dot{z} = Az + Bu + K_e(y - Cz) \quad (4.39)$$

el cual puede ser escrito de la siguiente forma

$$\dot{z} = (A - K_e C)z + Bu + K_e y \quad (4.40)$$

donde z es el vector de estado estimado.

Definimos e como el error entre el estado actual y el estado estimado

$$e = x - z \quad (4.41)$$

derivando e y sustituyéndolo en la ecuación (4.33), obtenemos la ecuación de error que es:

$$\dot{e} = (A - K_e C)e \quad (4.42)$$

Observamos a partir de la ecuación (4.42), que el comportamiento dinámico del error se determina mediante los valores característicos de la matriz $(A - K_e C)$, es decir, que si esta matriz es estable el vector convergerá a cero para cualquier vector inicial $e(0)$. La existencia de tal K_e se garantiza por la suposición de que (C, A) es observable.

CAPITULO V

SIMULACIONES

5.1. Parámetros del proceso

Los parámetros utilizados para las simulaciones del sistema de control se presentan en la siguiente tabla:

TABLA 5.1: PARAMETROS DEL PROCESO

Masa objetivo	100 gr/m ²
Presión inicial (p_0)	256 gr/cm ²
Velocidad de la lámina (v)	100 cm/seg
Distancia (d)	8 cm
Constante de proporcionalidad (K)	20
Perturbación inyectada a la salida (ζ)	$\sin(\omega t)$
Retardo en la medición	15 seg

Los cuales corresponden a un proceso típico de galvanización [20].

A continuación presentaremos para cada controlador aplicado a la planta, el desempeño obtenido en la atenuación de las perturbaciones aditivas en términos de la función de sensibilidad.

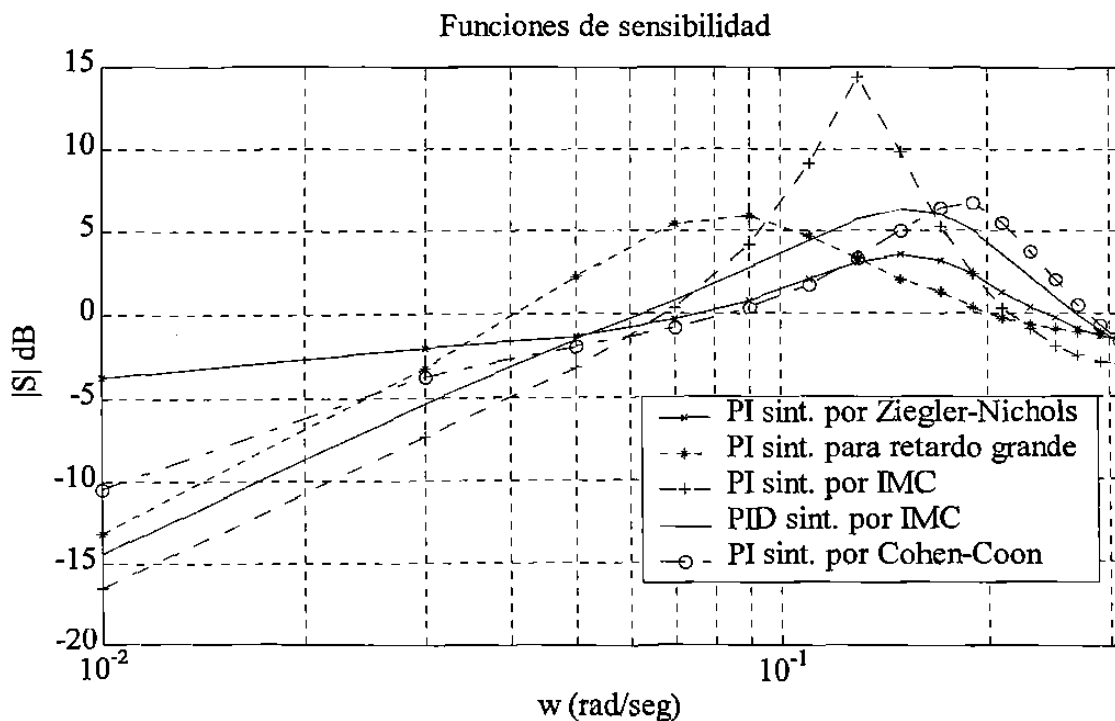
5.2. Controladores y funciones de sensibilidad

Control PID y PI

En la tabla 5.2 se presentan los valores de los términos proporcional (K_p), integral (K_i) y derivativo (K_d) de los controladores de tipo PID y PI, así como la gráfica de las funciones de sensibilidad correspondiente a cada método de sintonización. Para la realización de las simulaciones se utilizó la configuración del lazo de control mostrado en la figura 7.1 (Apéndice B).

TABLA 5.2: PARAMETROS DEL CONTROL PID Y PI

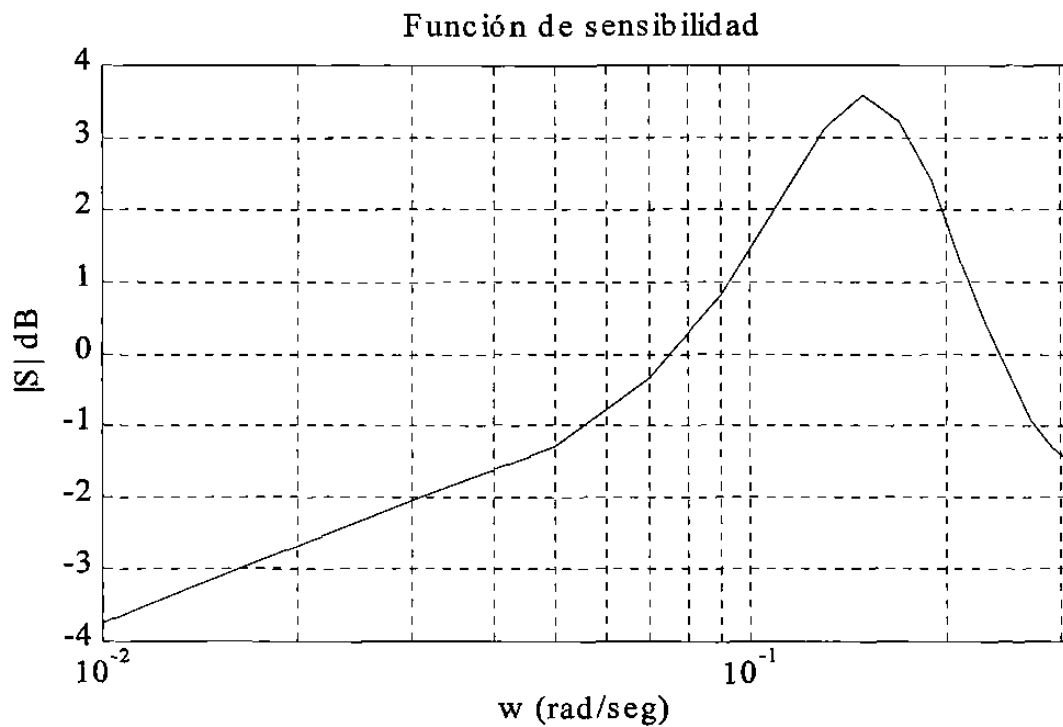
Método de sintonización	K_p	K_i	K_d
Ziegler-Nichols	-2.1436	-0.0433	
Procesos con retrardo grande	-1.1867	-0.2373	
IMC (PID)	-3.37	-0.27	-10.1
IMC (PI)	-4.24	-0.3392	
Cohen-Coon	-3.48	-0.16	-12.36



Control PI Digital

A continuación se presenta la función de transferencia del control PI digital y la gráfica de la función de sensibilidad obtenida. Las simulaciones se realizaron en base a la configuración del lazo de control presentado en la figura 7.2 (Apéndice B).

$$G_D(z) = -2.1415 - \frac{0.0043}{1 - z^{-1}}$$



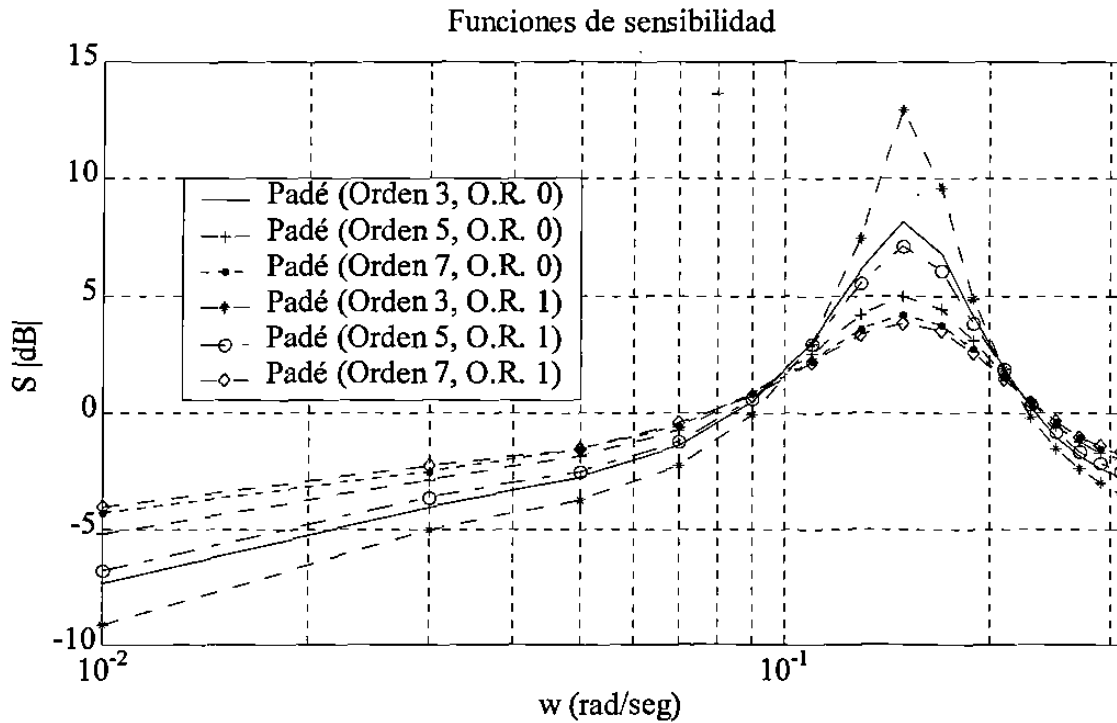
Aproximación del retardo.

Se sustituyó el retardo por aproximaciones de dimensión finita de orden 1, 3, 5 y 7; para cada uno de los casos se obtuvo un control PI, cuyos parámetros se calcularon por el método Ziegler-Nichols.

En la tabla 5.3 se presentan los valores de los términos proporcional (K_p) e integral (K_i), correspondientes a los controladores de tipo PI para los que se presentó atenuación de las perturbaciones aditivas a la salida y la gráfica de las funciones de sensibilidad obtenida para cada técnica de aproximación del retardo. Para la realización de las simulaciones se utilizó la configuración del lazo de control mostrada en la figura 7.1 (Apéndice B).

TABLA 5.3: PARAMETROS DEL CONTROL PI
CON APROXIMACIÓN DEL RETARDO

Técnica de aproximación	K_p	K_i
Padé (Orden 3, orden relativo 0)	-3.889	-0.0907
Padé (Orden 5, orden relativo 0)	-2.789	-0.0604
Padé (Orden 7, orden relativo 0)	-2.449	-0.0495
Padé (orden 3, orden relativo 1)	-4.965	-0.12
Padé (orden 5, orden relativo 1)	-3.565	-0.08
Padé (orden 7, orden relativo 1)	-2.229	-0.0464



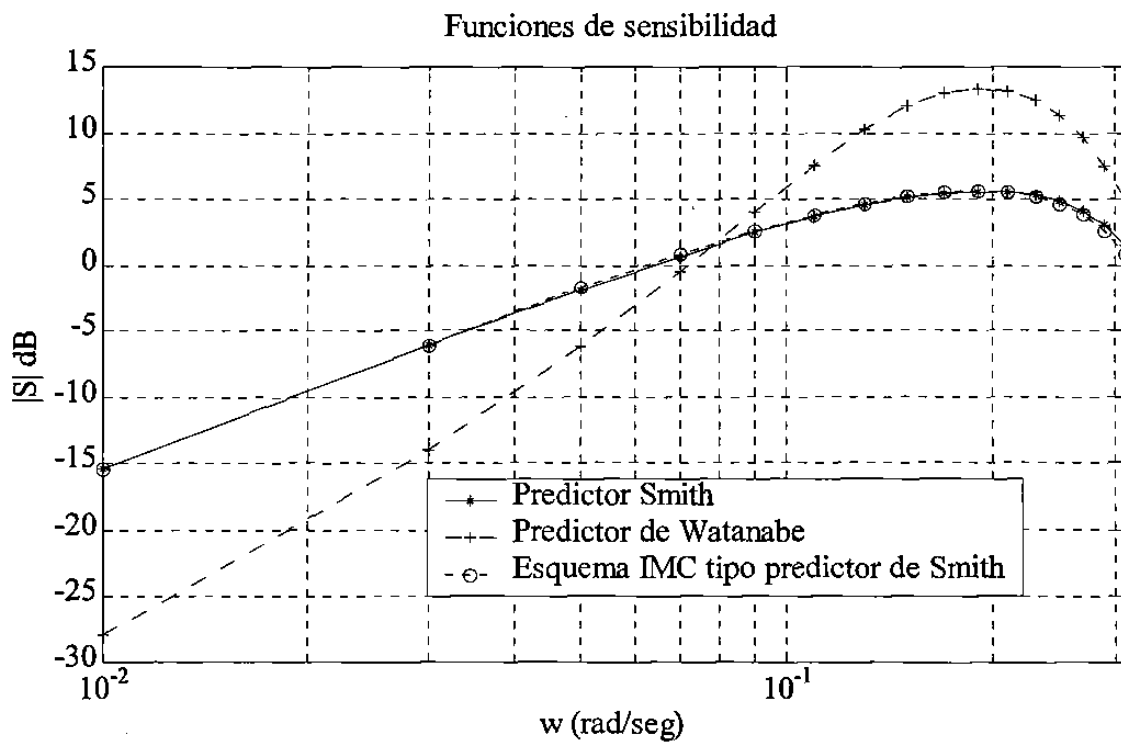
Predictores

Para realizar las simulaciones con los esquemas de control “Predictor de Smith”, “IMC tipo predictor de Smith” y “Predictor de Watanabe” se obtuvieron el modelo de la planta y el modelo del retardo de la planta con una diferencia del 2% en base a la dinámica de la planta y del retardo. Se hizo esta consideración debido a que generalmente el modelo que se obtiene de la planta no es exactamente igual a la dinámica de la planta real.

En la tabla 5.4 se presentan los valores de los términos proporcional (K_p) e integral (K_i) correspondientes a los controladores de tipo PI y la gráfica de las funciones de sensibilidad de cada esquema de control propuesto. Para la realización de las simulaciones se utilizaron las configuraciones del lazo de control mostradas en las figuras 7.3, 7.4 y 7.5 (Apéndice B).

TABLA 5.4: PARAMETROS DEL CONTROL
EN LOS ESQUEMAS PREDICTORES

Esquema de control	K_p	K_i
Predictor de Smith	-2.1436	-0.0433
Esquema IMC tipo Predictor de Smith	-1.1867	-0.2373
Predictor de Watanabe	-3.37	-0.27



Control LQR con observador

Para la realización de este control se utilizó el costo cuadrático

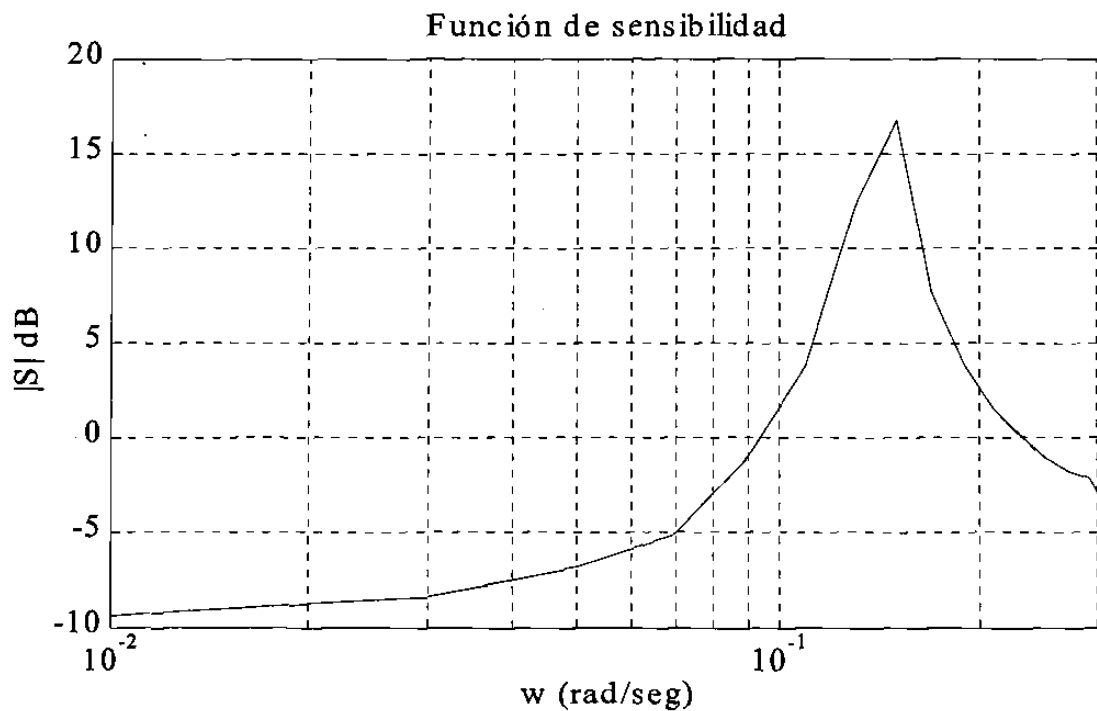
$$J = \int_0^{\infty} [y^T Q y + u^T R u] dt$$

y se obtuvo el siguiente vector de ganancia de retroalimentación (K) por medio del comando *LQRY* de Matlab

$$K = [17.21 \quad 55.48 \quad 40.41 \quad -82.95 \quad 50.50 \quad -0.21 \quad -19.74 \quad 9.72]$$

Para la realización de las simulaciones se utilizó la configuración del lazo de control presentado en la figura 7.6 (Apendice B).

La gráfica de la función de sensibilidad obtenida se presenta a continuación



Puede observarse en las gráficas anteriores que se obtuvo atenuación de las perturbaciones aditivas para la mayoría de los esquemas de control, presentando una mayor atenuación para el Predictor de Watanabe a bajas frecuencias. También observamos que con el control LQR se obtiene atenuación de las perturbaciones en un rango de frecuencias mayor con respecto a los demás esquemas de control aplicados a la planta.

Por otra parte el Predictor de Smith y para el esquema IMC tipo predictor de Smith presentan un comportamiento muy similar, sin dejar de tomar en cuenta la diferencia existente entre los parámetros del controlador correspondiente a cada esquema.

CAPITULO VI

ROBUSTEZ

6.1. Parámetros del proceso modificado

La robustez de un controlador puede definirse como la insensibilidad del desempeño de control a las incertidumbres presentes en el modelo de la planta (errores en el modelado).

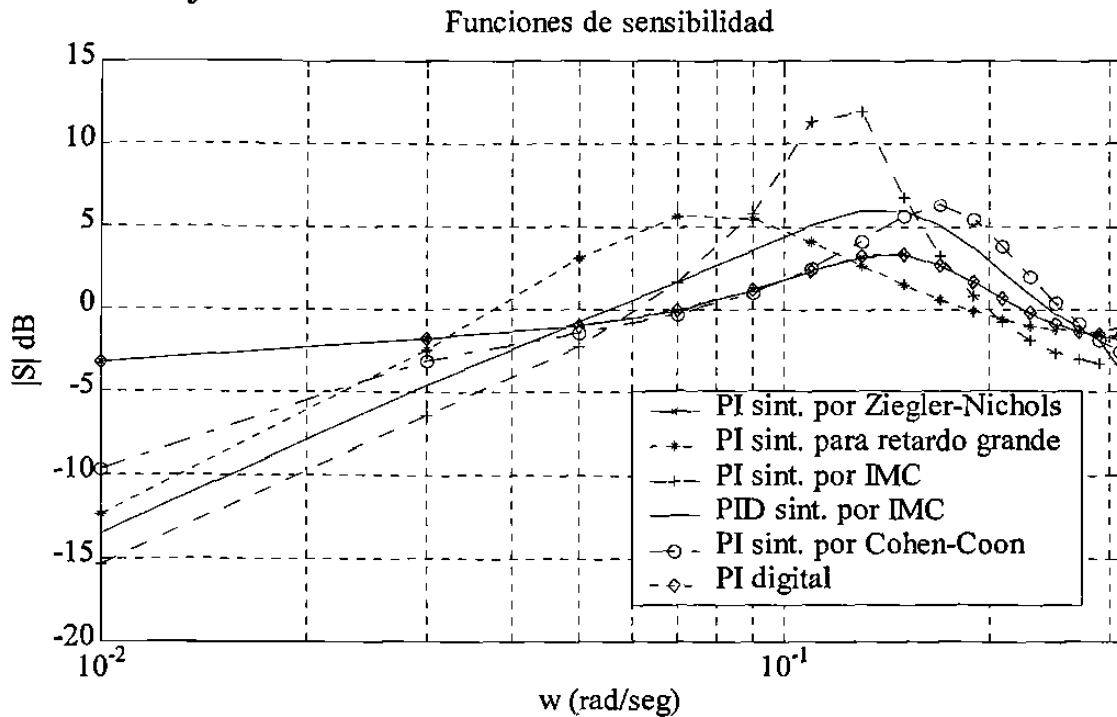
Con la finalidad de mostrar la robustez de los controladores obtenidos en el capítulo anterior, la planta es modificada y son implementados dichos controladores.

Los parámetros del proceso utilizados para las simulaciones del desempeño del sistema de control son los mostrados en la tabla 5.1, modificando solamente un 10% el retardo de tiempo en la medición y la dinámica de presión.

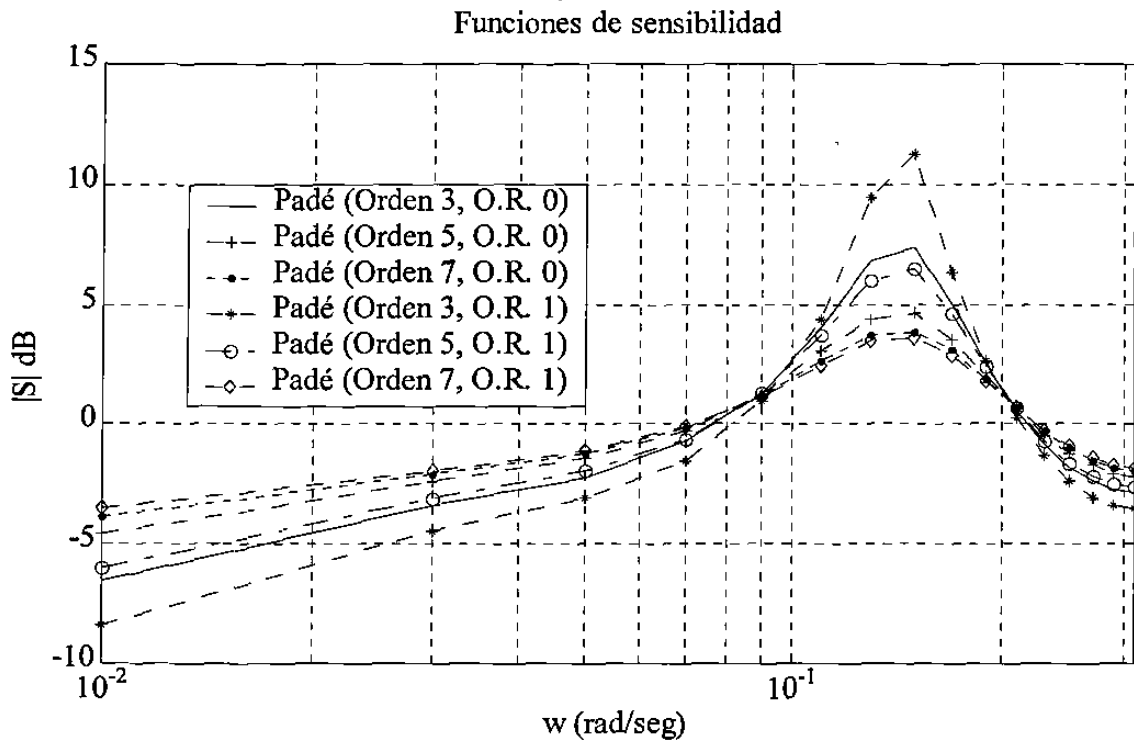
6.2. Funciones de sensibilidad

A continuación se muestran las gráficas de la función de sensibilidad obtenidas para los esquemas de control:

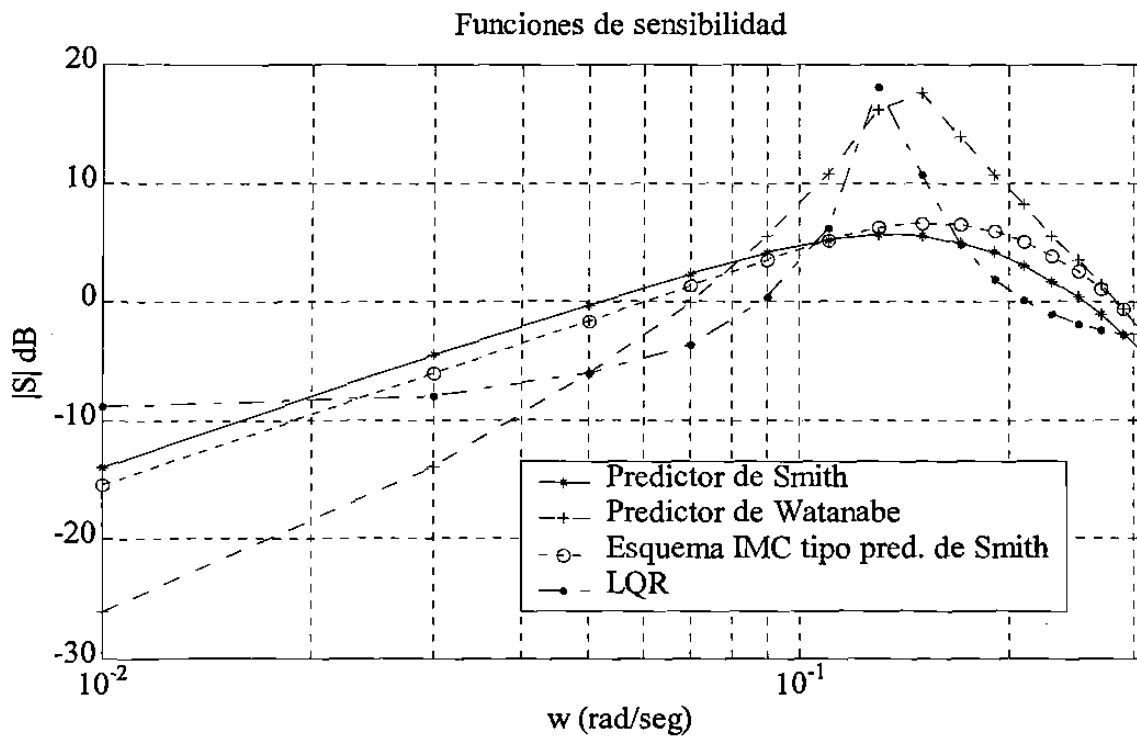
Control PID y PI



Aproximación del retardo



Predictores y control LQR



Para la realización de las simulaciones del comportamiento del sistema se utilizaron las configuraciones del lazo de control mostrados en el Apéndice B, agregando error en el modelado de la planta al modificar el retardo de tiempo y la dinámica de la presión (+10%).

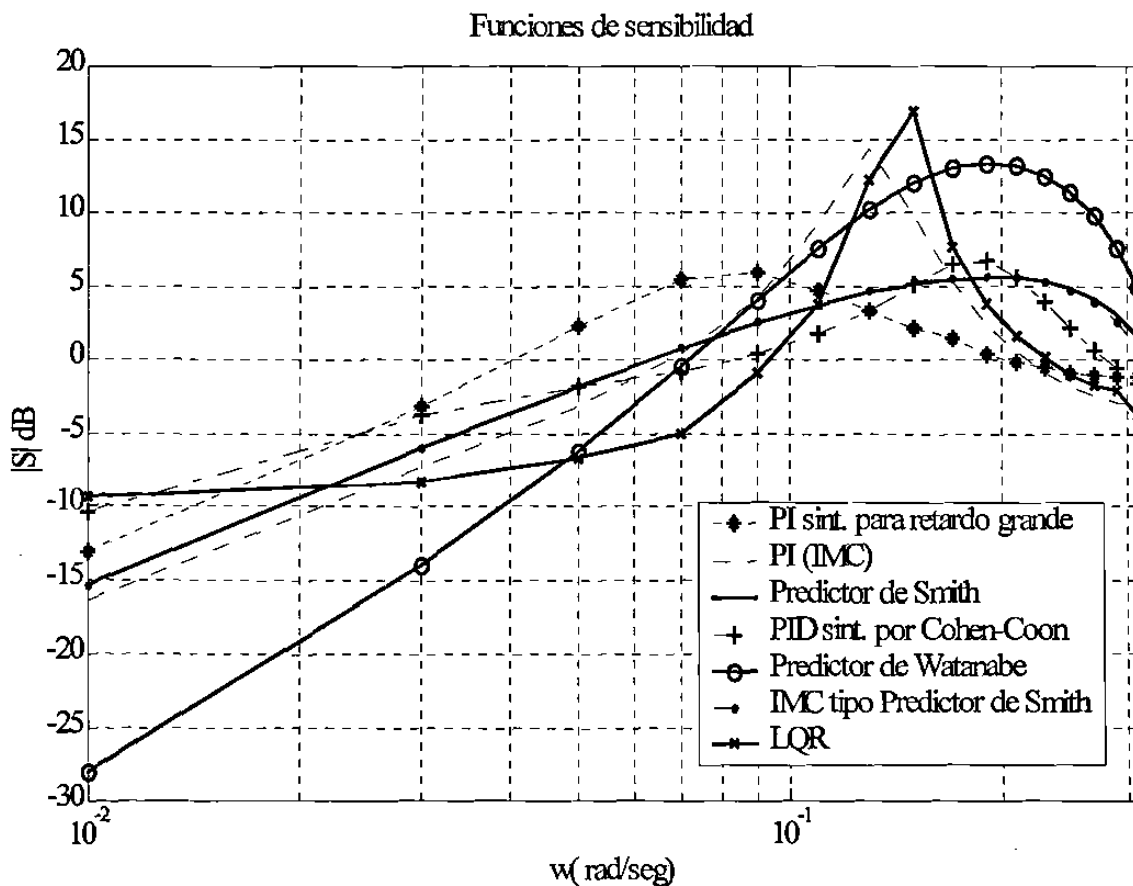
Como podemos observar en las gráficas anteriores, en general para todos los esquemas de control aplicados a la planta modificada se presenta un comportamiento muy similar al mostrado en las gráficas del capítulo anterior en cuanto a atenuación de perturbaciones aditivas a la salida; en base a esto, podemos decir que los controladores diseñados presentan un buen grado de robustez.

CAPITULO VII

CONCLUSIONES

En base a las simulaciones realizadas se pudo observar atenuación de las perturbaciones aditivas para los esquemas de control basados en la aproximación del retardo, PI sintonizado por Ziegler-Nichols, PI con sintonización para sistemas con retardo grande, PID y PI sintonizado por IMC, PI sintonizado por el método Cohen-Coon, PI digital, así como para el Predictor de Smith, el esquema IMC tipo Predictor de Smith, el Predictor de Watanabe y el control LQR con observador.

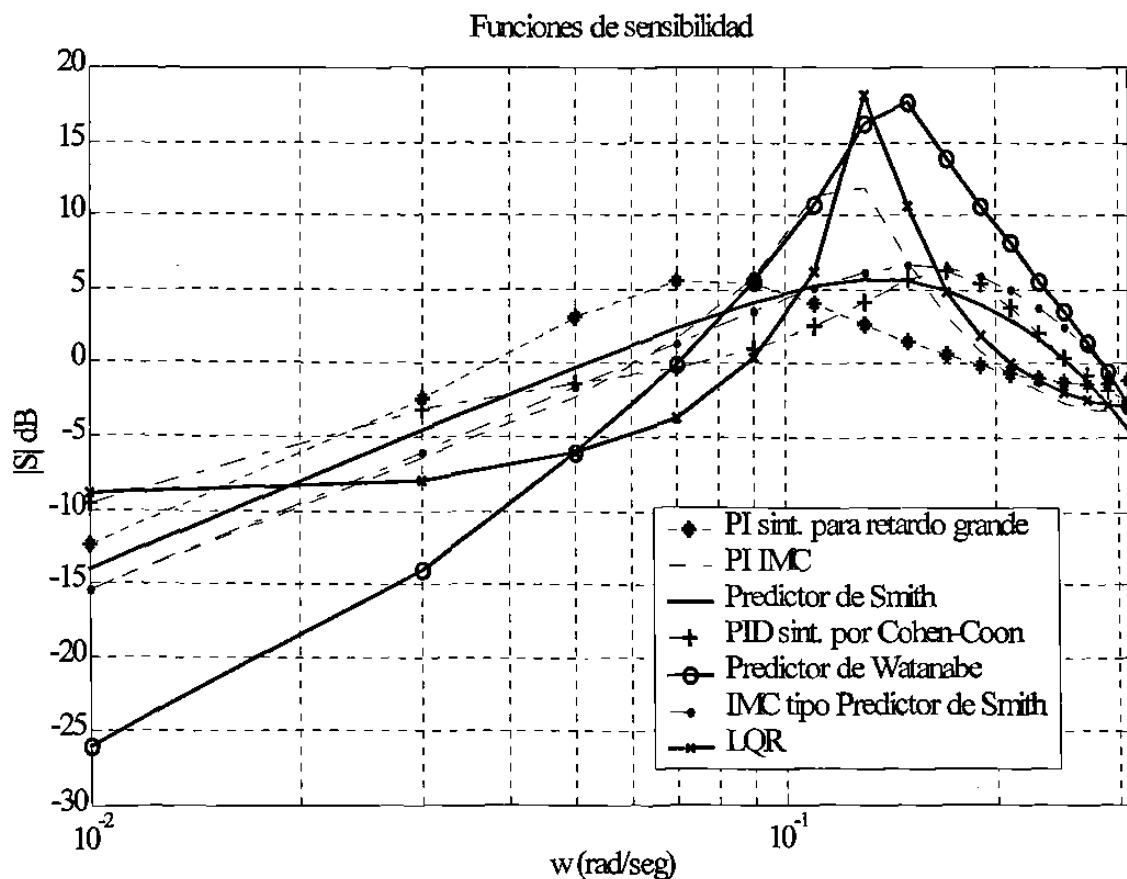
A continuación se presenta, para cada esquema de control, los resultados obtenidos respecto a la atenuación de las perturbaciones aditivas a la salida en términos de la función de sensibilidad.



Como puede observarse en la gráfica anterior el esquema para el cual se obtuvo una mayor atenuación de las perturbaciones aditivas en un rango de frecuencia considerable es el Predictor de Watanabe; este esquema logra, en frecuencias bajas, un desempeño ampliamente superior a los demás en cuanto a atenuación de las perturbaciones, pero con un ancho de banda menor. También se puede observar que para los esquemas en los que se obtuvo mayor atenuación de las perturbaciones se presenta también un mayor pico en la función de sensibilidad, así como para el esquema LQR debido a que obtuvo atenuación de las perturbaciones en un rango de frecuencias mayor en comparación con los demás esquemas de control aplicados a la planta.

Robustez

A continuación se presentan las gráficas de las funciones de sensibilidad con mayor atenuación (rechazo) a las perturbaciones para los sistemas de control en los que el sistema fué modificado con la finalidad de mostrar la robustez del controlador.



Puede observarse en la gráfica anterior que en general los esquemas de control presentan buena robustez en su desempeño, logrando un comportamiento similar al del sistema original en cuanto a la atenuación de perturbaciones aditivas a la salida que es el objetivo de control en que se basa este trabajo; obteniendo con el Predictor de Watanabe una mayor atenuación de las perturbaciones aditivas en bajas frecuencias.

En base a lo anterior podemos concluir que si en nuestro proceso el rango de frecuencias de las perturbaciones aditivas a la salida se encuentra dentro del ancho de banda correspondiente al Predictor de Watanabe, éste es el que mejor esquema de control debido a que logró un mayor porcentaje de atenuación (rechazo) de dichas perturbaciones.

Por otro lado, si se quiere tener el mayor ancho de banda posible, el esquema de control LQR es el que presenta un mejor desempeño; obteniendo además un porcentaje de atenuación de las perturbaciones aditivas bastante uniforme a lo largo de su ancho de banda.

Cabe mencionar, que si fuera posible conocer exactamente el modelo dinámico de las perturbaciones aditivas a la salida sería conveniente implementar el esquema de control Predictor-Observador [6], ya que éste presenta un excelente desempeño en el rechazo de perturbaciones aditivas. Este esquema consiste en un control primario, un observador de los estados del sistema y las perturbaciones al que se incorpora el modelo dinámico de dichas perturbaciones, un predictor y una señal de retroalimentación parecida a la usada en el Predictor de Smith.

Trabajo futuro

Como trabajo futuro está el de incluir en el control mediciones poco precisas sin retardo y las mediciones más precisas usadas en este trabajo con la finalidad de proponer nuevos esquemas de control.

APENDICE A

APROXIMACIONES DE UN RETARDO POR SISTEMAS DE DIMENSION FINITA

APENDICE A

APROXIMACIONES DE UN RETARDO POR SISTEMAS DE DIMENSION FINITA

A continuación se presentan las gráficas de la respuesta a una entrada escalón unitario correspondientes a las aproximaciones de dimensión finita del retardo presente en la dinámica de la planta y sus funciones de transferencia. También obtendremos las normas 2 e infinito del error de aproximación en un intervalo de tiempo de 45 segundos, con la finalidad de determinar cual es la mejor aproximación del retardo.

Las aproximaciones de tipo control clásico (filtro) se calcularon en base al método descrito en la sección 2.3 y las aproximaciones de Padé (orden relativo 0 y 1) se calcularon con Mathematica Ver. 3.0. Las normas 2 e infinito se obtuvieron con Matlab.

Control clásico (Filtro)

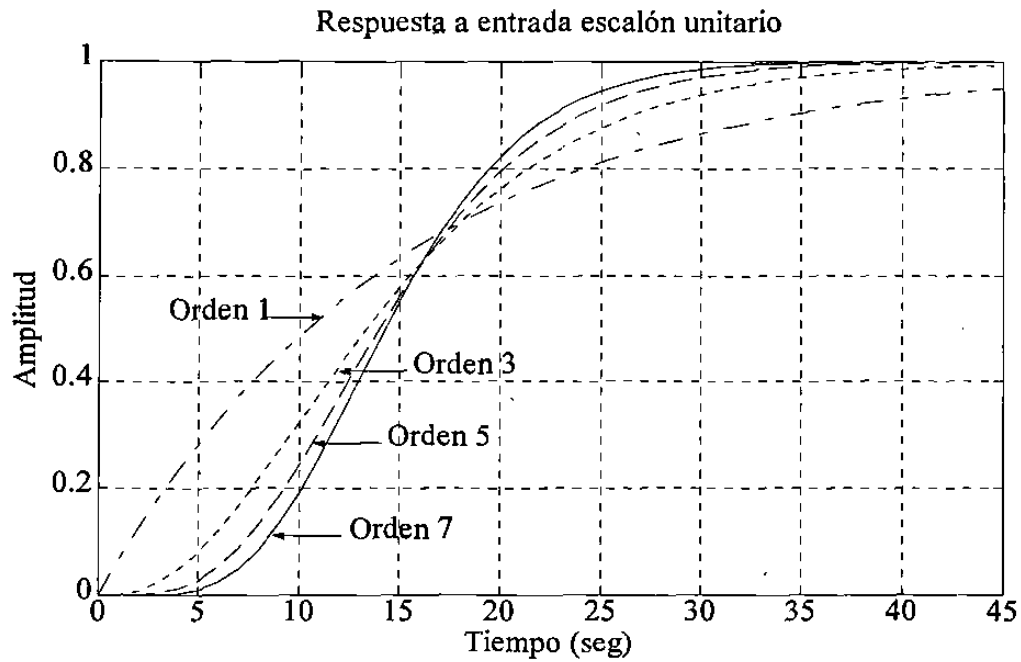


TABLA 7.1: NORMAS DEL ERROR DE APROXIMACION TIPO FILTRO

Ord	F.T. de aproximación	$\ e\ _2$	$\ e\ _\infty$
1	$\frac{1}{1+15s}$	1.91	0.63
3	$\frac{1}{(1+5s)^3}$	1.46	0.58
5	$\frac{1}{(1+3s)^5}$	1.28	0.56
7	$\frac{1}{\left(1+\frac{15}{7}s\right)^7}$	1.18	0.55

Padé (Orden relativo 0)

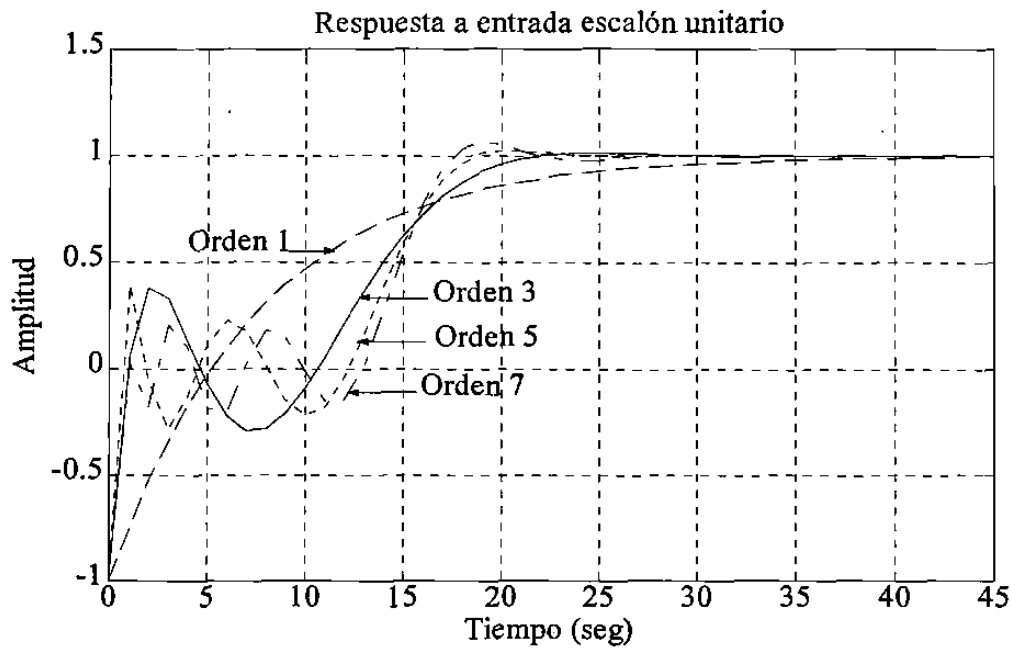


TABLA 7.2: NORMAS DEL ERROR DE APROXIMACION DE PADE
(ORDEN RELATIVO 0)

Ord	F.T. de aproximación	$\ e\ _2$	$\ e\ _\infty$
1	$\frac{1 - 7.5s}{1 + 7.5s}$	2.2	1
3	$\frac{1 - 7.5s + 22.5s^2 - 28.12s^3}{1 + 7.5s + 22.5s^2 + 28.12s^3}$	1.58	1
5	$\frac{1 - 7.5s + 25s^2 - 46.87s^3 + 50.22s^4 - 25.11s^5}{1 + 7.5s + 25s^2 + 46.87s^3 + 50.22s^4 + 25.11s^5}$	1.43	1
7	$\frac{1 - 7.5s + 25.96s^2 - 50.1s^3 + 73.8s^4 - 66.37s^5 + 36.87s^6 - 9.9s^7}{1 + 7.5s + 25.96s^2 + 50.1s^3 + 73.8s^4 + 66.37s^5 + 36.87s^6 + 9.9s^7}$	1.3	1

Padé (Orden relativo 1)

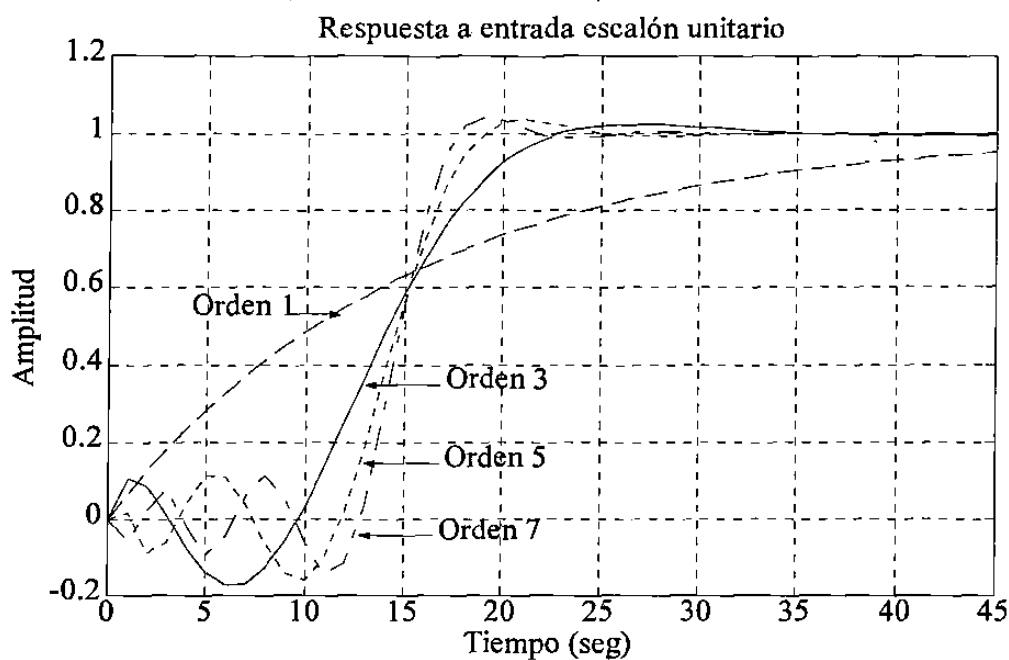


TABLA 7.3: NORMAS DEL ERROR DE APROXIMACION DE PADE
(ORDEN RELATIVO 1)

Ord	F.T. de aproximación	$\ e\ _2$	$\ e\ _\infty$
1	$\frac{1}{1 + 15s}$	1.91	0.63
3	$\frac{1 - 6s + 11.25s^2}{1 + 9s + 33.75s^2 + 56.25s^3}$	1.07	0.58
5	$\frac{1 - 6.66s + 18.75s^2 - 26.78s^3 + 16.74s^4}{1 + 8.33s + 31.25s^2 + 66.96s^3 + 83.7s^4 + 50.22s^5}$	0.84	0.56
7	$\frac{1 - 6.92s + 21.63s^2 - 39.33s^3 + 44.25s^4 - 29.5s^5 + 9.22s^6}{1 + 8.1s + 30.3s^2 + 68.8s^3 + 103.3s^4 + 103.3s^5 + 64.5s^6 + 19.8s^7}$	0.73	0.55

En base a las normas 2 del error de aproximación obtenidas, podemos observar que se tiene una mejor aproximación conforme se va incrementando el orden de la misma; la norma 2 está dada por la integral del cuadrado del valor absoluto del error de aproximación, en un intervalo de tiempo determinado. En base a que en este caso la norma 2 se puede interpretar como la energía del error de aproximación y a que se obtuvo el valor menor de norma infinito (absoluto del valor máximo obtenido), concluimos que la mejor aproximación del retardo es la de Padé de orden 7 y orden relativo 1.

APENDICE B

CONFIGURACIONES DE LOS LAZOS DE CONTROL UTILIZADOS EN LAS SIMULACIONES

APENDICE B

CONFIGURACIONES DE LOS LAZOS DE CONTROL UTILIZADOS EN LAS SIMULACIONES

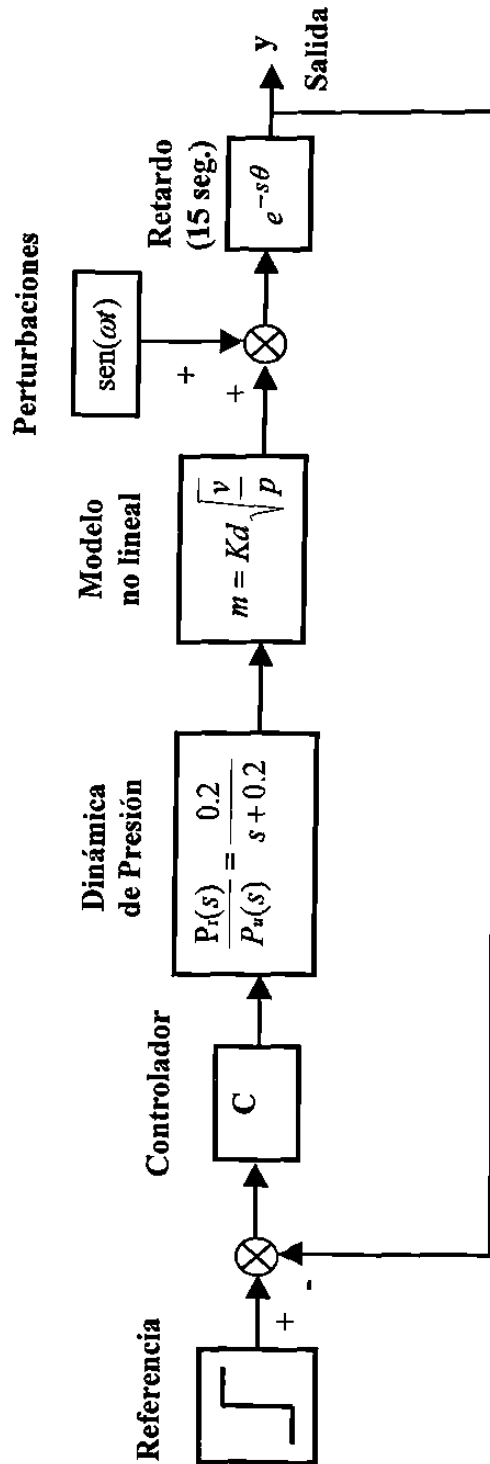


Figura 7.1: Configuración para el esquema de control PID y PI.

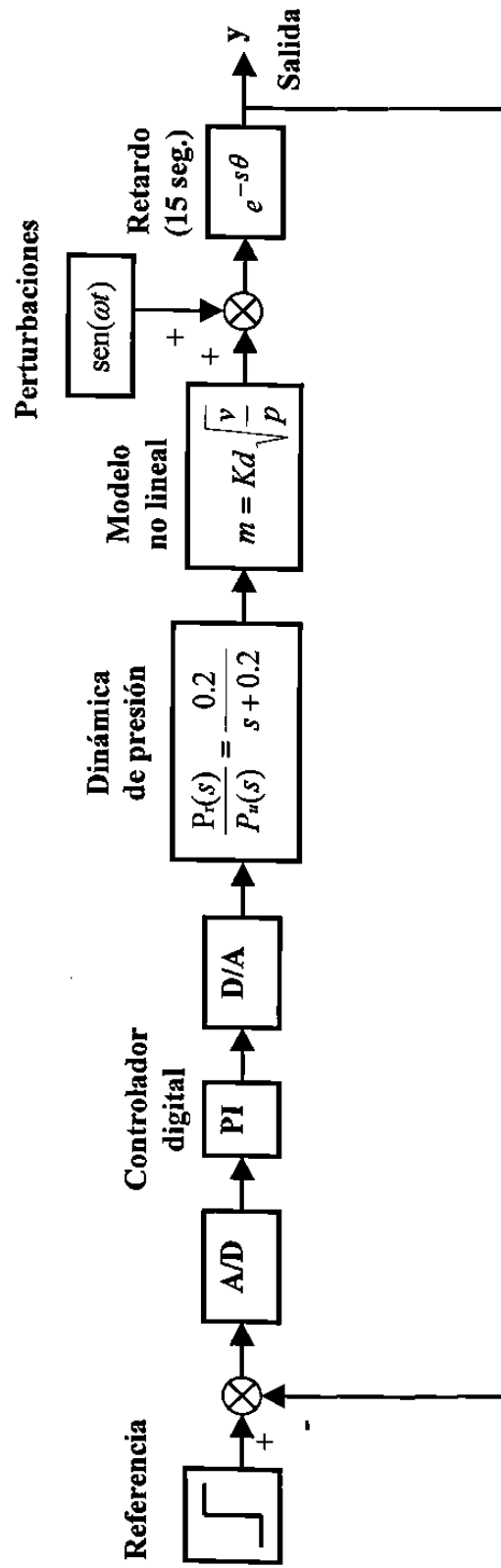


Figura 7.2: Configuración para el esquema de control PI digital.

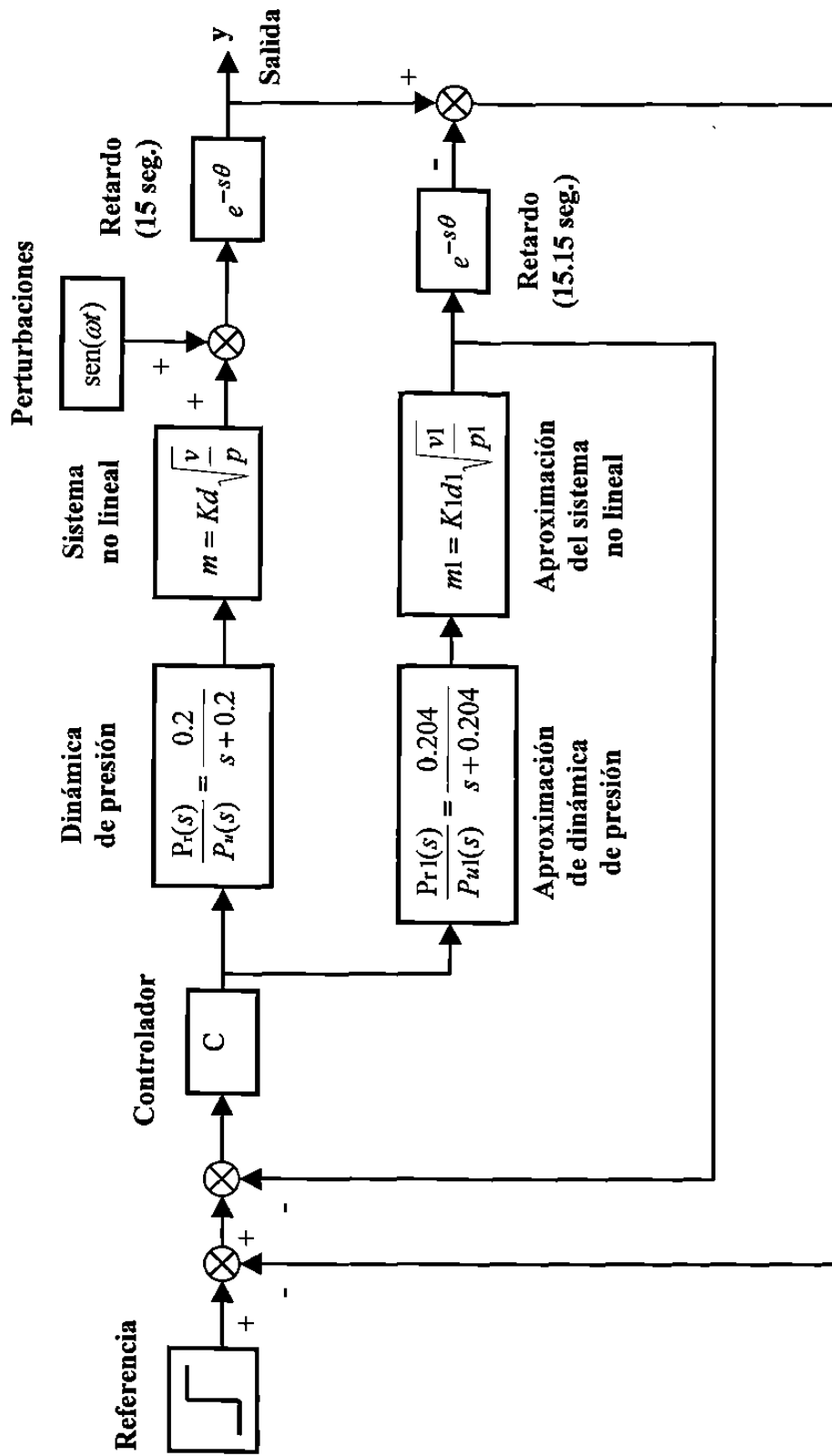


Figura 7.3: Configuración para el esquema del Predictor de Smith.

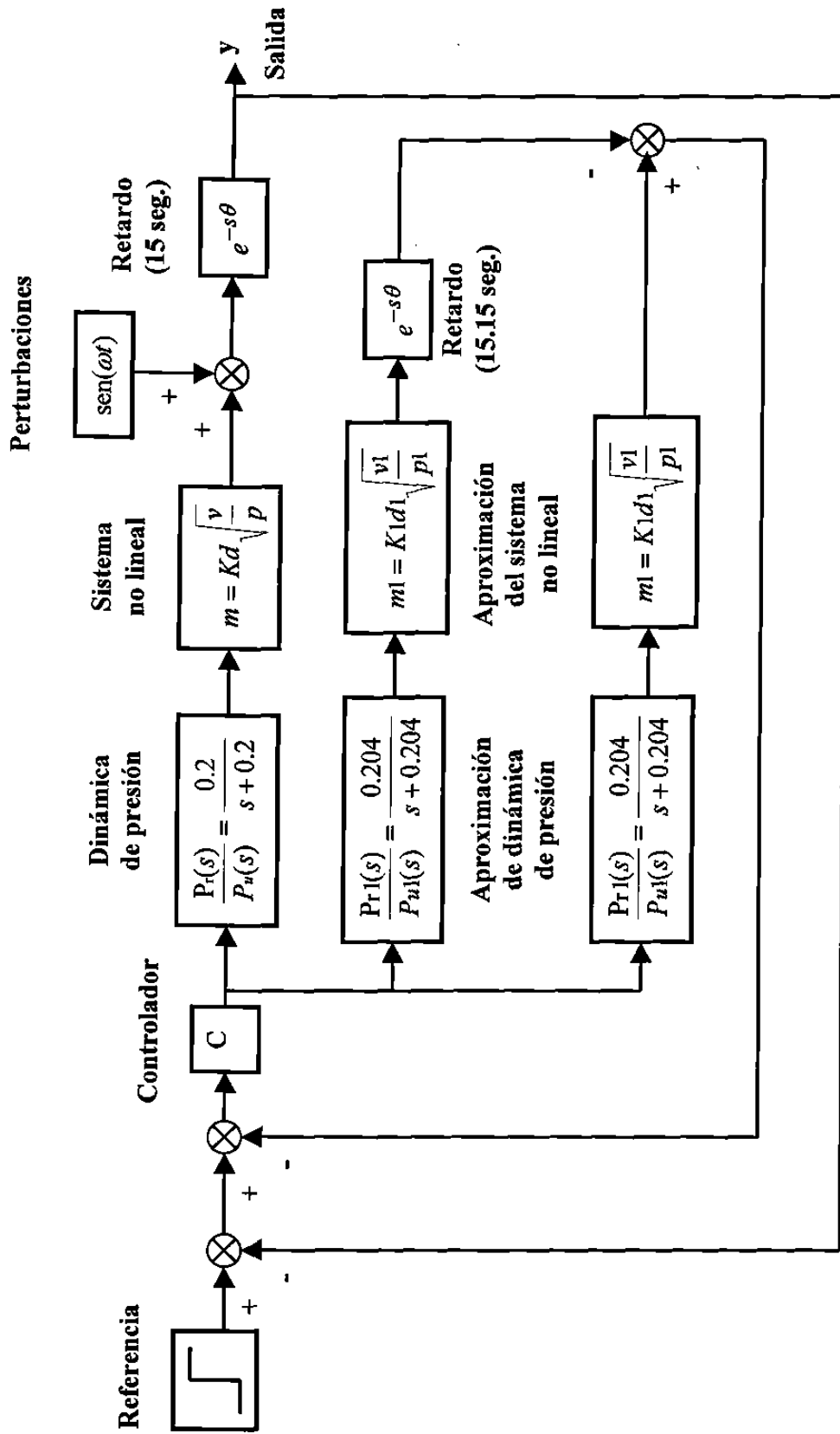


Figura 7.4: Configuración para el esquema IMC tipo Predictor de Smith.

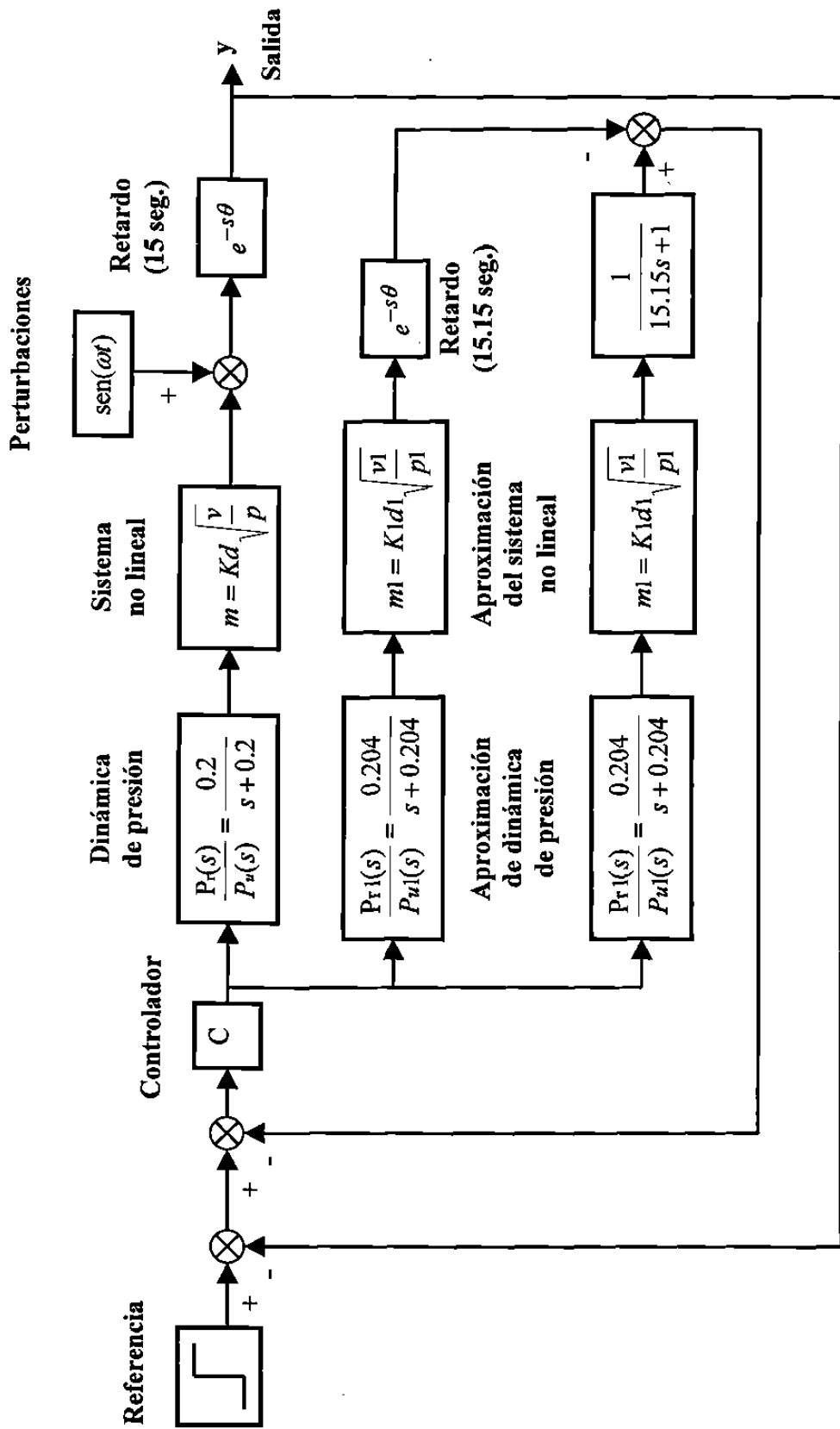


Figura 7.5: Configuración para el esquema del Predictor de Watanabe.

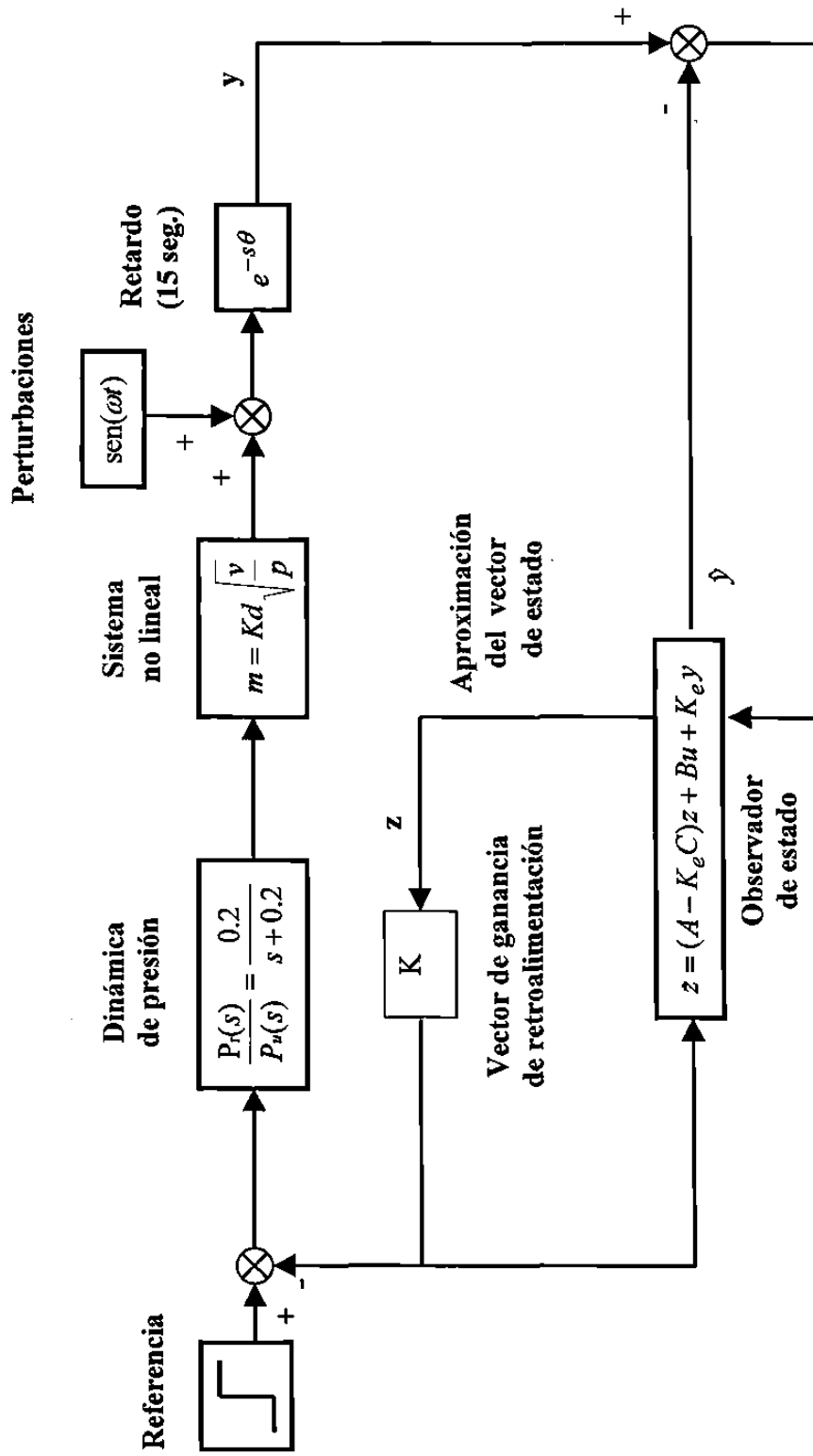


Figura 7.6: Configuración para el esquema de control LQR con observador.

REFERENCIAS

- [1] Y. Anabuki, A. Shinohara, T. Yoshioka, "Coating weight control at Kawasaki Steel continuous galvanizing line", *Iron and Steel Engineer*, pp. 37, Diciembre 1997.
- [2] K.J. Åström, T. Hägglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", *Instrument Society of America*, pp. 4, 1998.
- [3] K.J. Åström, C.C. Hang, B.C. Lim, "A New Smith Predictor for Controlling a Process with an Integrator and Long Dead-Time", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 39, No. 2, pp. 343-345, Febrero 1994.
- [4] K.J. Åström, B. Wittenmark, "Computer-Controlled systems", Prentice Hall, pp. 43-46, 1990.
- [5] M. Athans, L. Lublin, "Linear Quadratic Regulator Control", *The Control Handbook*, CRC-IEEE Press, pp. 635-641, 1996.
- [6] A.T. Bahill, "A Simple Adaptive Smith-Predictor for Controlling Time-Delay Systems", *Control Systems Magazine IEEE*, vol. 3, no. 2, pp. 16-19, Mayo 1983.
- [7] C.M. Bender, S.A. Orszag, "Advanced Mathematical Methods for Scientist and Engineers", McGraw-Hill, pp.383-400, 1978.
- [8] S.P. Bhattacharyya, A. Datta, M. Ho, "Structure and synthesis of PID controllers", Springer-Verlag, pp. 19-22, 2000.
- [9] D.S. Chen, O.L.R. Jacobs, "Regulation of deposited Zinc in hot-dip galvanising", *European Control Conference*, pp.773-778, Julio 1991.
- [10] J. Chiasson, E.B. Lee, "Coefficient assignment by dynamic compensation for single-input retarded delay systems", *Int. J. Control*, Vol. 45, No. 1, pp. 65-89, 1987.

- [11] C. Fenot, I.D. Landau, F. Rolland, G. Vigneron, "Open loop adaptive feedback control of deposited zinc in hot-dip galvanizing", IFAC ACASP/92, pp. 229-234, 1992.
- [12] H.F. Graff, J.A. Thornton, "An Analytical Description of the Jet Finishing Process for Hot-Dip Metallic Coatings on Strip", Metallurgical Transactions B, Vol. 7B, No. 4, pp. 607-618, Diciembre 1976.
- [13] L.G. Maloney, "Hot dip galvanizing line at U.S. Steel, Fairfield Works", Iron and Steel Engineer, pp. 71-73, Agosto 1997.
- [14] A.Z. Manitius, A.W. Olbrot, "Finite Spectrum Assignment Problem for Systems with Delays", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-24, No. 4, pp. 541-553, Agosto 1994.
- [15] R. Marino, P. Tomei, "Nonlinear Control Design", Prentice Hall, pp. 2-3, 1995.
- [16] M. Morari, E. Zafiriou, "Robust process control", Prentice Hall, pp. 121-125, 130-131, 1989.
- [17] K. Ogata, "Discrete time control systems", Prentice Hall, pp. 198-202, 1987.
- [18] K. Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall, pp. 217, 669-672, 813-826, 1998.
- [19] Z.J. Palmor "Time-Delay Compensation - Smith Predictor and its Modifications", The Control Handbook, CRC-IEEE Press, pp. 224-226, 234-235, 1996.
- [20] I. Postlethwaite, S. Skogestad, "Multivariable feedback control", John Wiley & Sons, pp. 36-37, 166-167, 174, 1996.
- [21] A. Ramón, "Control de espesor en el proceso del galvanizado", Universidad Autónoma de Nuevo León, F.I.M.E., pp. 16-20, 1993.
- [22] H. Shao, Y. Wang, J. Wang, "PI Tuning for Processes with Large Dead Time", Proceedings of the American Control Conference, pp. 4274-4276, Junio 2000.

