

IDENTIFICACIÓN Y CONTROL DE POSICIÓN DE UN SISTEMA DE LEVITACIÓN NEUMÁTICA

J.M. Escaño D. Algarín-Muñoz

Departamento de Electricidad y Automática Centro Tecnológico Altair, {jmesca,dalgarin}@e-altair.org

M.G. Ortega

Departamento de Ingeniería de sistemas y Automática, Universidad de Sevilla, mortega@esi.us.es

Resumen

En este artículo se describe la identificación y control de posición de un sistema de levitación neumática. El sistema utiliza realimentación visual para detectar la altura del objeto, la cual puede ser controlada mediante un compresor de aire accionado por un variador de velocidad. El sistema ha sido utilizado como banco de pruebas, habiéndose implementado diferentes técnicas de control, y realizando ensayos tanto de seguimiento de referencias como de rechazo de perturbaciones.

Palabras clave: Levitador neumático, control de procesos, control robusto, control borroso.

1 INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo se desarrollan diversas estrategias de control avanzado sobre un sistema de levitación por aire. El principal objetivo es realizar el control en tiempo real de la posición de un objeto (en este caso una bola) suspendido dentro de un flujo de aire, y atrapada por él con cierta fuerza.

Para desarrollar experimentalmente este estudio, se ha utilizado un sistema de laboratorio desarrollado en el Laboratorio de Control de Procesos del Centro Tecnológico Altair. El sistema está formado por un ventilador centrífugo accionado por un motor de corriente alterna conectado a un variador de velocidad. El variador recibe la consigna de velocidad a través de una entrada analógica (entre 0 y 10 V) proporcionada por un autómata programable de Schneider (modelo Momentum). Éste, a su vez, recibe la medida de la altura de la bola a través de una red ethernet con protocolo MODBUS sobre TCP-IP, desde un PC con el software adecuado[1] para analizar imágenes obtenidas mediante una cámara. En la figura 1 se representa un esquema del sistema.

Existen actualmente prototipos de sistemas de levitación neumática para el transporte de alimentos[14]. Las principales ventajas de este método es un bajo rozamiento y la manipulación de objetos sin que éstos entren en contacto con

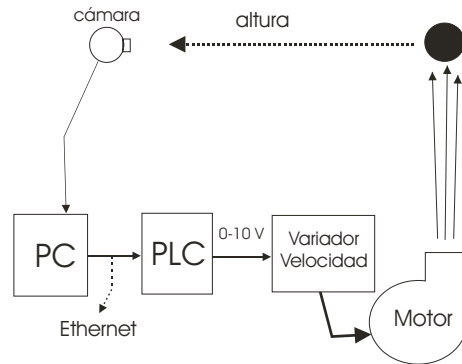


Figura 1: Esquema de la aplicación

partes mecánicas. La levitación en aire implica un transporte mucho más rápido y limpio. Un control de la posición de los objetos nos permitirá transportar distintos pesos en las diversas aplicaciones.

La organización del resto del artículo es la siguiente. En la sección 2 se presenta un breve estudio teórico que podría ser utilizado para modelar el sistema. En la sección 3 muestra los resultados de la identificación del sistema mediante funciones de transferencias en distintos puntos de operación. La descripción de la síntesis de diversos controladores, así como una comparación de los resultados obtenidos, están expuestas en la sección 4. Finalmente, las principales conclusiones de este trabajo se resumen en la sección 5.

2 MODELADO DEL SISTEMA

El comportamiento de este sistema puede explicarse basándose en el modelo de un cuerpo que se desplaza en el seno de un gas. Partiendo de dicho modelo, se tiene que en los puntos *A* y *B* (figura 2) la velocidad del flujo de aire es cero, mientras que en *C* y *D* hay una velocidad mayor que en zonas alejadas de la bola. Las regiones en las que el aire se está moviendo rápidamente son de baja presión, y por lo tanto, se produce una diferencia de presiones entre el centro de la corriente y las zonas alejadas, donde la velocidad decrece según nos alejemos. Cuando la pelota se desplaza de su posición central, experimenta una presión prove-

niente del aire en reposo que es mayor que la que se produce debido al aire en movimiento. Esta diferencia de presiones crea una fuerza neta sobre la pelota que la devuelve al centro de la corriente impidiendo que caiga. Un modelo completo de

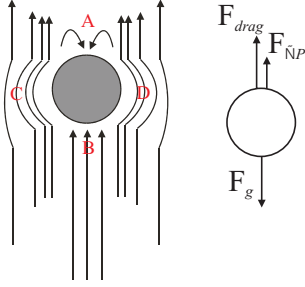


Figura 2: Fuerzas sobre el objeto

este sistema es bastante difícil de obtener. De una manera simplificada, podríamos decir que sobre la pelota actúan tres fuerzas fundamentales: la fuerza de la gravedad (F_g), la de arrastre del aire (F_{drag}) y la del gradiente de presión del aire sobre el objeto (F_p) (ver figura 2, derecha). Aplicando la segunda Ley de Newton, tenemos:

$$\begin{aligned}\sum F_y &= F_R(h) \\ F_R(h) &= -F_g + F_{\nabla P} + F_{drag}\end{aligned}$$

Los valores de para cada fuerza son:

- $F_{drag} = \frac{C_D}{2} \rho_a \pi r^2 v^2$, siendo v la velocidad del flujo de aire aplicada sobre la pelota, ρ_a la densidad del aire, r el radio de la pelota, C_D el coeficiente de arrastre del objeto.
- $F_{\nabla P} = \frac{2}{3} \pi r^3 \rho_a \frac{dv^2}{dh}$
- $F_g = \frac{4}{3} \pi r^3 \rho_b g$, donde ρ_b es la densidad de la bola.

Sustituyendo, tenemos que:

$$F_R(h) = -\frac{4}{3} \pi r^3 \rho_b g + \frac{C_D}{2} \rho_a \pi r^2 v^2 + \frac{2}{3} \pi r^3 \rho_a \frac{dv^2}{dh}$$

A lo largo del eje del flujo de aire, la velocidad sufre una dependencia de la distancia a la salida del ventilador. Aunque la dependencia varía según la distancia, existe una amplia zona donde se puede considerar proporcional a z^{-1} . Aquí podríamos considerar un punto de equilibrio, teniendo en cuenta que

$$v = \frac{A}{z}$$

donde A depende de la velocidad inicial y de la apertura de la boca de salida. Por tanto, en esa zona, la altura de equilibrio es:

$$\frac{1}{z_0^2} \left(1 - \frac{4}{r} 3z_0 \right) = \frac{4r \rho_b g}{3A^2 \rho_a}$$

Existe una zona a una distancia elevada (en nuestro caso empieza a observarse a partir de unos 50 cm), donde la velocidad decae rápidamente y su dinámica es compleja.

La velocidad de salida se suministra directamente con el sistema motor-variador electrónico, pero, como puede observarse, su aumento no implica un aumento lineal de la altura.

El movimiento en el eje horizontal es descontrolado y se tiene que, al desplazarse a uno de los lados hace que aparezcan fuerzas resistivas de fricción de diferente magnitud entre los extremos C y D, debido a las distintas presiones. Al ocurrir esto, se produce un par de fuerzas que provocan un giro de velocidad ω tal que $\sum M = I\omega$,

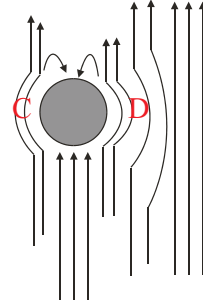


Figura 3: Líneas de corriente

es decir, que $M_B - M_D = I\omega$, donde $M_B = F_{rB}r$, $M_D = F_{rD}r$, e I es el momento de inercia de la bola. Al girar, parte de la energía potencial gravitatoria, se convierte en energía cinética de rotación, y otra en calor de fricción, por lo que la pelota cae a una nueva posición. Además, debido al efecto *Magnus*, aparece en la misma otra fuerza horizontal. Cuando entra en ese estado, es difícil elevarla con pequeños aumentos de velocidad.

Como se aprecia, el movimiento de la pelota es bastante complejo y en el mismo ocurren a la vez, muchas variables que hacen un que modelo exacto sea difícil de obtener. Además, para agravar esto, la superficie de la pelota es poco lisa, esto hace aparecer fenómenos aleatorios difíciles de medir.

3 IDENTIFICACIÓN DEL SISTEMA

Para identificar el sistema, se usaron señales senoidales en la entrada del sistema. Se establecieron tres puntos de trabajo equidistantes

para la altura. Se ha usado la Toolbox de identificación de MATLAB[6], comparando varios sistemas, reduciendo el orden y convirtiendo a continuo, se obtienen las funciones de pertenencia para cada punto de trabajo. Para calcular el sistema nominal se hace uso de los diagramas de bode (figura 4), calculando de forma experimental, un sistema cuyas curvas de bode estén aproximadamente entre los obtenidos (puede observarse en la figura 4 remarcado en línea azul gruesa).

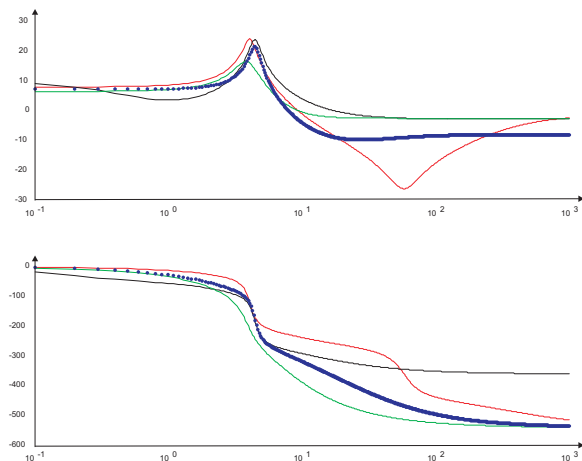


Figura 4: Respuesta frecuencial del sistema nominal

En concreto se diseñó el siguiente sistema nominal:

$$G_N(s) = \frac{-0.4023s^4 + 13.97s^3 - 111.8s^2 - 533.3s + 5881}{s^4 + 45.82s^3 + 178.3s^2 + 998s + 2542}$$

Se observa que el sistema es estable en lazo abierto, pero con un par de polos complejos conjugados dominantes, que hacen que la respuesta del sistema ante escalón sea muy oscilatoria (ver figura 5).

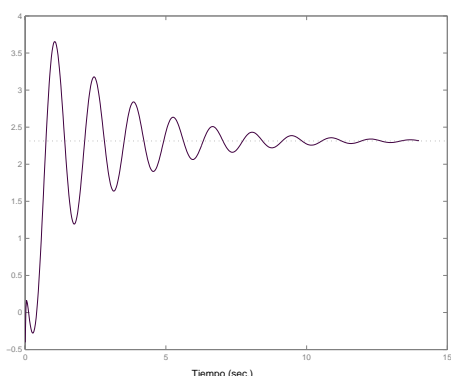


Figura 5: Respuesta ante escalón del sistema.

Debido a la falta de un modelo que resuma y agrupe todas las variables del proceso, y a la falta de medios para la medición de las perturbaciones, no

se puede obtener un modelo de las mismas, así pues, consideraremos su función de transferencia como la unidad.

4 ESTRATEGIAS DE CONTROL IMPLEMENTADAS

Se han probado tres estrategias de control sobre el sistema. Se han elegido un control clásico basado en PID, un sistema de control robusto H_∞ y una estrategia basada en la lógica borrosa.

4.1 CONTROL CON PID

La primera estrategia que probaremos está basada en un control clásico Proporcional- Integral y Derivativo. Para ello, se usó las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols, obteniéndose una $K_p = 0.002$, $K_i = 0.3$ y $K_d = 0.006$. Teniendo en cuenta un periodo de muestreo $T_s = 0.14s$, y ensayando en la planta el seguimiento de referencia y el rechazo de perturbaciones, tenemos el resultado de la figura 6, donde en la figura de arriba se ha introducido un escalón en la referencia de 20cm a 40cm y en la figura de abajo se ha eliminado parte del flujo de aire manualmente durante un pequeño intervalo.

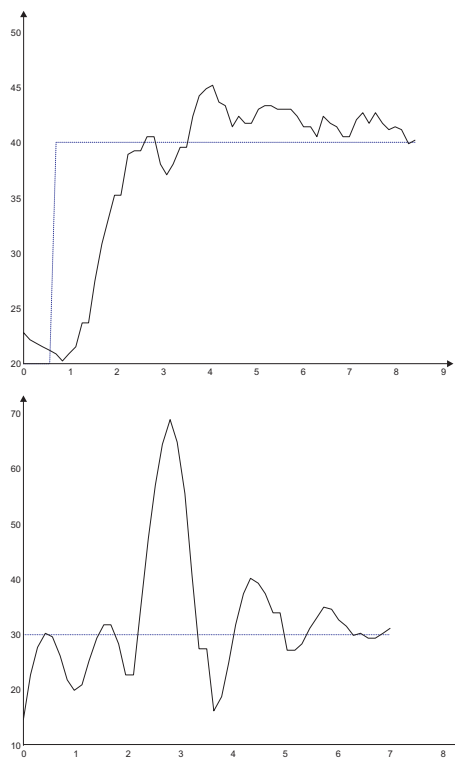


Figura 6: Seguimiento y rechazo a perturbaciones

Como se puede observar, un PID no es un controlador suficientemente robusto para este sistema. El seguimiento de referencia es bueno, pero el rec-

hazo de perturbaciones es lento, provocando oscilaciones.

4.2 CONTROLADOR H_∞

Para implementar un controlador H_∞ , se han seguido los siguientes pasos:

1. Cálculo de las incertidumbres del modelo:

Para ello, se ha partido de los modelos normalizados de las distintas funciones de transferencia obtenidas para cada punto de trabajo. A partir de esto, para cada una, se han calculado las incertidumbres multiplicativas:

$$E_m(s) = \frac{G^*(s) - G_N(s)}{G_N(s)}$$

siendo $G_N(s)$ el sistema nominal y $G^*(s)$ cada uno de los sistemas identificado en los distintos puntos de trabajo. Para cada sistema, obtenemos las siguientes curvas:

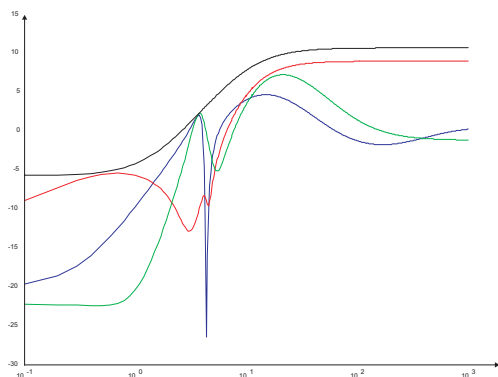


Figura 7: Incertidumbre multiplicativa. Función $W_T(s)$ como cota superior

2. Cálculo de las funciones de ponderación:

En función de las incertidumbres y del comportamiento deseado, se proponen las funciones de ponderación. Después de varios experimentos, se optó por una función:

$$W_T(s) = \frac{0.52(0.66s + 1)}{0.1s + 1}$$

que representa la cota superior de las incertidumbres a baja frecuencia, como se puede ver en la figura 7 representada en color negro.

El cálculo de un controlador H_∞ se reduce a un problema de ponderación de sensibilidades (problema de sensibilidad mixta [15]). Con esta formulación se pretende minimizar

la norma de la matriz de funciones de transferencias:

$$\left\| \begin{bmatrix} W_S(s)S(s) \\ W_{KS}(s)K(s)S(s) \\ W_T(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty$$

donde la función $W_{KS}(s)$ la elegimos igual a uno y si la hacemos más pequeña, tendremos un controlador más rápido. Después de diversas pruebas en simulación, y para garantizar la robustez del sistema, y teniendo en cuenta que la frecuencia de corte de la función $W_T(s)$ diseñada es aproximadamente $\omega_T = 2.8 \text{ rad/s}$, para $W_S(s)$ elegimos $\alpha = 0.5$; $\beta = 10^{-4}$, y $\kappa = 0.85$, para ir variándola (si el parámetros κ lo vamos aumentando, haremos controladores más rápidos, pero más oscilantes). Así pues, elegimos:

$$W_S(s) = \frac{\alpha s + 10^{\kappa-1}\omega_T}{s + \beta 10^{\kappa-1}\omega_T}$$

3. Construcción de la planta aumentada:

después de calcular las funciones de ponderación, se construye la planta aumentada (figura 8) la cual será necesaria para el cálculo de un controlador H_∞ .

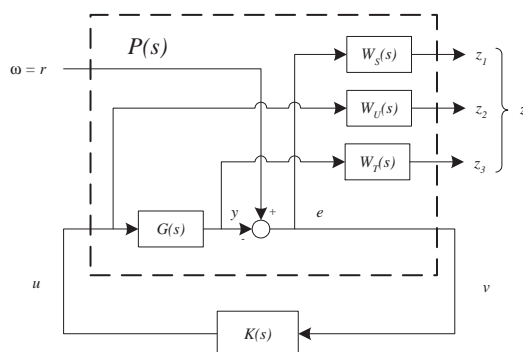


Figura 8: Planta aumentada

Usando las funciones adecuadas de la *Toolbox* de *Control Robusto*[12] y la *μ-Analysis and Synthesis*[2] de MATLAB, se diseñó el controlador que en simulación estaba en el límite de la robustez y rapidez adecuadas. Los resultados experimentales obtenidos se representan en la figura 9.

En la figura de la derecha observamos un mejor comportamiento ante las perturbaciones.

4.3 CONTROL BORROSO INCREMENTAL

Finalmente, sobre el sistema se ensayó un controlador basado en lógica borrosa. En concreto se

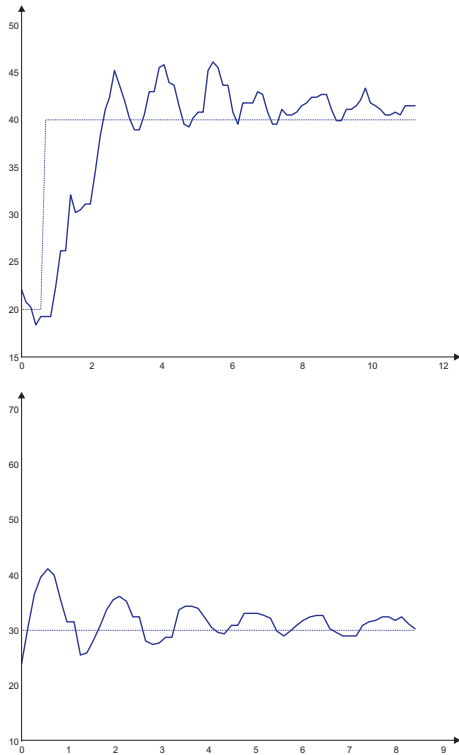


Figura 9: Resultados con controlador H_∞

diseñó un control directo *pseudo-lineal* incremental. Un controlador de este tipo es comparable a un PI, y de hecho se sintoniza primero un PI para luego, a través de sus constantes, calcular las del controlador borroso [5]. La estructura de cualquier control borroso es la de la figura 10.

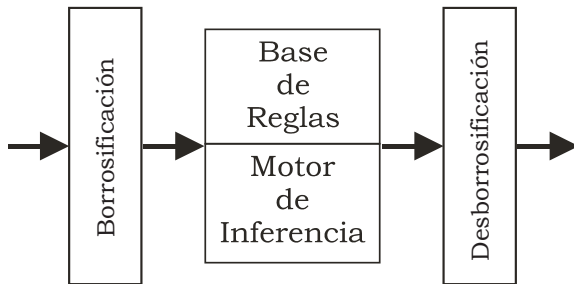


Figura 10: Estructura general de un controlador borroso.

En el caso de un controlador directo, las entrada serán funciones del error y la salida estará orientada a la variable manipulada. En este trabajo se usó un controlador incremental, cuyas entradas son el error y la derivada del error, moduladas por las constantes GE y GCE respectivamente. La salida será la derivada de la variable manipulada que, previa modulación con una constante GCU , se integra antes de actuar.

Se establecen, de la manera más simple, dos funciones de pertenencia triangulares para cada en-

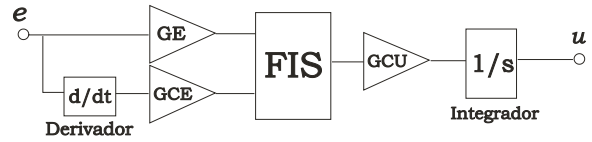


Figura 11: Estructura de un controlador borroso incremental.

trada con vértices de -1 y 1 respectivamente y tres para la salida con vértices -1, 0 y 1 (aunque en nuestro caso la salida será con singletons, no con triángulos). Los nombres pueden ser, para las entradas: Negativo y Positivo y para la salida: Negativo, Cero y Positivo.

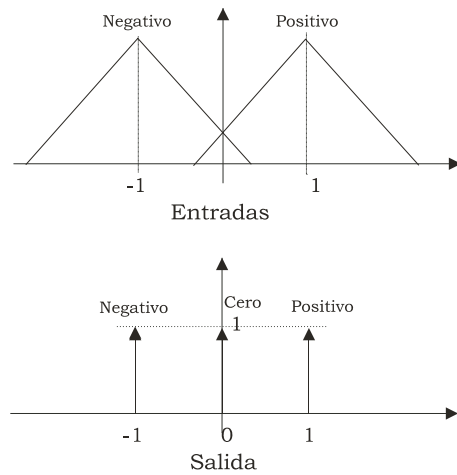


Figura 12: Funciones de pertenencia de las entradas y salida

La base de reglas para este tipo de controlador está formada por cuatro:

- SI e ES **positivo** Y de ES **positivo** ENTONCES du es **positiva**
- SI e ES **positivo** Y de ES **negativo** ENTONCES du es **cero**
- SI e ES **negativo** Y de ES **positivo** ENTONCES du es **cero**
- SI e ES **negativo** Y de ES **negativo** ENTONCES du es **negativa**

Un controlador borroso directo tiene la ventaja de que las entradas del algoritmo son simplemente el error y su derivada. Su ajuste es basado en un procedimiento (como los PID). En concreto, se debe ajustar las constantes de un PI (K_p , T_i) y, a través de ellas, se obtienen las GCU , y GCE (eligiendo una GE determinada).

$$K_p = GCE \cdot GCU \quad \frac{1}{T_i} = \frac{GE}{GCE}$$

El método de *desborrosificación* elegido para la salida es el propio del PLC:

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i \cdot S_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i}$$

donde n es el número de singletones (en nuestro caso tres: -1, 0 y 1) y μ_i es el grado de pertenencia asociado al singletón i .

Para el desarrollo del algoritmo se ha usado el lenguaje *FBD* de la norma *IEC 1131-3*, con las funciones de la librería *Fuzzy* del software propio del autómatas[4]. Los resultados son los que muestra la figura 13.

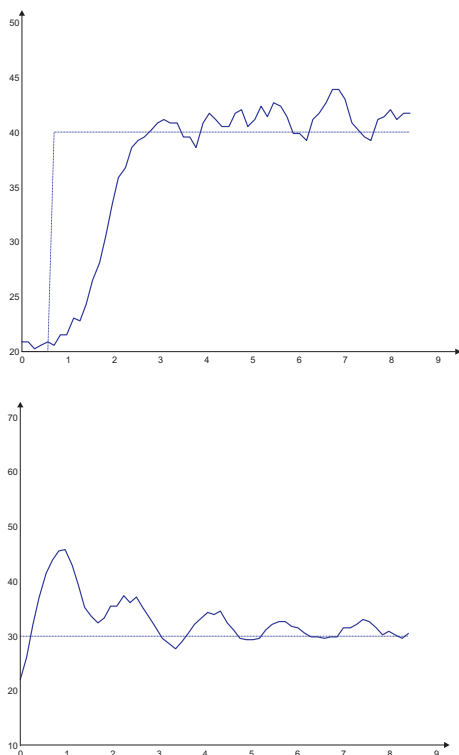


Figura 13: Arriba: Seguimiento referencias. Abajo: Rechazo perturbaciones

4.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

En los apartados anteriores se ha estado comparando gráficamente los resultados reales de cada controlador con el de un PID, en la Tabla 1 se muestra una comparación entre controladores, usando para ello el índice ITAE, utilizando para el seguimiento dos escalones, uno de 20 a 40 cm y otro de 30 a 50 cm, se estableció un tiempo suficiente para la estabilización del sistema con cada uno de los controladores.

Destacamos que en el seguimiento de referencia en zona media, el control borroso es el de mejor

Tabla 1: Índice *ITAE* de cada controlador.

	Seg. Ref. 20-40 cm	Seg. Ref. 20-40 cm	Rech. pert.
PID	31.27	29.54	43.17
H_{∞}	30.46	33.64	17.63
Borroso	26.58	30.88	25.84

comportamiento y en zona alta es el PID clásico (seguido del Borroso). Respecto al rechazo de perturbaciones, el control H_{∞} , es el de mejor comportamiento (seguido del borroso), siendo el de peor resultado el PID. Otro factor a tener en cuenta respecto a la elección de controlador, sería la forma de la señal de control. El control H_{∞} provoca una señal de control de bastante frecuencia, pudiendo provocar el deterioro del equipo de actuación a largo plazo.

5 CONCLUSIONES

En este artículo se ha expuesto el diseño e implementación de distintos controladores para un sistema de levitación neumática. Se ha observado que se trata de un sistema difícil de controlar, debido a su naturaleza no lineal.

Se ha implementado un controlador PID, el cual a proporcionado una respuesta satisfactoria en cuanto al seguimiento de referencia. Sin embargo, para el rechazo a perturbaciones ha resultado ser insuficiente. Asimismo, se ha diseñado un controlador H_{∞} basado en el problema de sensibilidad mixta, obteniendo características similares a las proporcionadas por el PID en cuanto a seguimiento de referencias. Sin embargo, este controlador ha resultado ser más robusto en cuando a rechazo a perturbaciones.

Finalmente, se ha implementado con controlador basado en lógica borrosa, el cual ha brindado mejor comportamiento tanto en seguimiento de referencia, rechazo de perturbaciones. Este tipo de controladores supone una clara alternativa a los sistemas clásicos de control, dado al desarrollo de funciones específicas parametrizables para PLC de gama cada vez más baja [4].

Agradecimientos

Los autores desean agradecer la financiación de este trabajo tanto a la asociación DMASTEC, como al MCyT (por su proyecto de investigación PDI2001-2424-C02-01).

Referencias

- [1] Algarín, D., (2002) “Reconocimiento de objetos mediante visión artificial”, Proyecto Integrado, *Centro Tecnológico ALTAIR*.
- [2] Balas, G.J., Doyle, J.C., Glover, K., Packard, A., Smith, R., (2001) “ μ -Analysis and Synthesis Toolbox, For Use with MATLAB”. *The MathWorks Inc.*
- [3] Castaño F., Ortega M.G., Rubio F.R., (2002) “A multivariable H_∞ Controller for a Rotary Dryer”, *Triennial world Congress IFAC*, pp 100-106.
- [4] IEC, (1997) “IEC 1131 Part 7: Fuzzy Control Programming”. *International Electrotechnical Commission (IEC) Technical Committee No. 65*.
- [5] Jantzen, J., (1998) “Tuning of Fuzzy PID Controllers”. *Technical University of Denmark. Department of Automation*, Bldg 326, DK-2800 Lyngby. Tech. Report no 98-H 871.
- [6] Ljung, L., (1995) “System Identification Toolbox Users Guide”. 3rd printing. *The Mathworks Inc.*
- [7] Lewis R.W., (1998) “Programming industrial control systems using IEC 1131-3 Revised edition”, *IEEE*.
- [8] Mathworks Inc., (1998). “Fuzzy Logic Toolbox Users Guide”. Version 2. 3rd printing. *The Mathworks Inc.*
- [9] McDonald, K.T., (1994) “Levitating Beachball”, *Joseph Henry Laboratories, Princeton University*.
- [10] Ogata, K., (1996) “Sistemas de Control en Tiempo Discreto”, *Prentice Hall*.
- [11] Schneider Electric, (2001) “Concept. Biblioteca de módulos IEC. Parte: FUZZY”. 840 USE 494 03 spa Version 2.5. (*Modicon*) *Schneider Electric*.
- [12] Mathworks Inc., (1998). “Robust Control Toolbox Users Guide”. Version 2. 3rd printing. *The Mathworks Inc.*
- [13] Segundo A., Pérez M., (2001), “Control de posición en tiempo real de un sistema no lineal”, *Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría*.
- [14] Reed, J., (2000). “Biscuit Levitation by air-jets”. Biennial Report 1998-2000, p-12, *Silsoe Research Institute*.
- [15] Skogestad, S., Postlethwaite, I., (1996) “Multivariable Feedback Control. Analysis and Design.” *Jonh Wiley & Sons*.
- [16] Zhou, Y., (2001) “Air Jets in Ventilation application”, *Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden*.