

## MODELADO, IDENTIFICACIÓN Y CONTROL DE ACTUADORES LINEALES ELECTRO-NEUMÁTICOS. APLICACIÓN EN PLATAFORMA DE DOS GRADOS DE LIBERTAD.

**Ernesto Rubio R.\*, Luis Hernández S.\*,**  
**Rafael Aracil S.\*\*, Roque Saltarén P.\*\*\*, Raúl Moreno Q. \*\*\***

\*Universidad Central “Marta Abreu” de las Villas  
Departamento de Automática y Sistemas Computacionales.  
Carretera a Camajuaní, km 5 ½, Santa Clara, Villa Clara, Cuba  
[rubio@uclv.edu.cu](mailto:rubio@uclv.edu.cu)

\*\*Universidad Politécnica de Madrid  
División de Ingeniería de Sistemas y Automática.  
José Gutiérrez Abascal, No 2, E-28006, Madrid, España

\*\*\*Empresa de Simuladores Profesionales SIMPRO  
Ciudad de La Habana, Cuba

**Resumen:** En este trabajo se presenta un método de análisis y diseño de un controlador para actuadores lineales electro-neumáticos. El análisis del modelo físico de estos sistemas se hace con un nuevo enfoque: considerando la diferencia entre las constantes de tiempo de las cámaras del cilindro y el subdimensionado del carrete de la válvula, obteniendo como resultado un modelo que describe de forma más precisa la dinámica de estos sistemas. El modelo es validado con la identificación experimental por tramos de un sistema electro-neumático de pruebas. Luego, partiendo del modelo, se propone el diseño de un controlador lineal por ubicación de polos cuyo desempeño se verifica en la planta de pruebas. Finalmente, este método de análisis y diseño es aplicado en una plataforma industrial electro-neumática de dos grados de libertad (simulador de conducción), ofreciendo resultados satisfactorios. Copyright © 2007 CEA-IFAC

**Palabras Clave:** Sistema electro-neumático, modelado, identificación en lazo cerrado, control.

### 1. INTRODUCCIÓN

El control de posición en lazo cerrado de un cilindro neumático tiene un gran interés para numerosas aplicaciones industriales, en gran parte debido al bajo coste, robustez y simplicidad de los actuadores neumáticos. El control de posición de un cilindro neumático es un problema complejo, pues la dinámica de los sistemas neumáticos es altamente no lineal debido a la compresibilidad del aire, el comportamiento no lineal del flujo de aire a través de las válvulas y la existencia de elevadas fuerzas de

fricción estáticas y dinámicas entre el cilindro y el pistón (Pearce, 2005).

En los últimos años varios investigadores han dedicado esfuerzos a desarrollar controladores de posición de cilindros neumáticos. Por ejemplo, Brun (Brun *et al.*, 2000) estructuran parte del comportamiento no lineal del sistema y plantean una estrategia de control no lineal sobre esa base. Yamada (Yamada *et al.*, 2000), proponen un método de diseño de un controlador por ubicación de polos adaptable con un linealizador neuronal. Schulte (Schulte and Hahn, 2003), propone un controlador

por realimentación de estados a partir de una identificación experimental del sistema cilindro-válvula con técnicas borrosas. Karpenko (Karpenko and Sepehri, 2004), propone un controlador lineal robusto sintetizado por QFT (Quantitative feedback theory). Los tres primeros trabajos mencionados aquí, proponen controladores no lineales que directa o indirectamente realimentan aceleración y su derivada para garantizar robustez. La propuesta de Karpenko requiere la realimentación de la señal de presión lo cual eleva los costes del sistema si se va a aplicar en estructuras de varios grados de libertad.

En este artículo se presenta el modelado físico-matemático de los sistemas electro-neumáticos lineales considerando la diferencia entre las constantes de tiempo de las cámaras del cilindro y el hecho práctico de que el carrete de la válvula es subdimensionado (*underlapped valves*). Se obtiene así un modelo con comportamiento dinámico de tercer orden dependiente de la posición del cilindro similar al de Brun (Brun *et al*, 2000). Posteriormente se realiza un proceso de identificación experimental por tramos de un sistema electro-neumático real de pruebas que, teniendo en cuenta que el sistema tiene un polo próximo al origen, se hace en lazo cerrado. Se obtiene así una familia de modelos que, por aproximación estadística, se combinan en uno solo que varía su dinámica de forma continua en función de la posición del émbolo del cilindro. Los resultados de este modelo experimental continuo son muy cercanos al modelo dinámico teórico de tercer orden, lo que prueba que con este último se describe de forma precisa la dinámica del sistema.

Para diseñar la ley de control se propone partir del modelo dinámico de la planta y sintetizar un controlador lineal por ubicación de polos. Se usa una estructura similar a la presentada por Karpenko (Karpenko and Sepehri, 2004) pero se le añade un filtro compensador que elimina la necesidad de realimentar presión. El controlador sintetizado mantiene el buen desempeño del sistema en lazo cerrado con independencia de la variación dinámica de su modelo a lo largo de la carrera del cilindro. Lo anterior se valida aplicándolo a la planta real de pruebas.

Finalmente, este método de análisis y diseño del controlador propuesto, se aplica en un sistema industrial: una plataforma electro-neumática de dos grados de libertad que proporciona las sensaciones de ladeo y cabeceo en un simulador de conducción desarrollado por la empresa de Simuladores Profesionales (SIMPRO), ofreciendo resultados satisfactorios.

El trabajo se ha organizado como sigue: en la sección 2 se describe el sistema electro-neumático de pruebas y se expone su modelación física; en la sección 3 se muestra su identificación experimental por tramos, la combinación de los modelos experimentales en uno continuo y la comparación entre el modelo físico y el experimental; en la sección 4 se sintetiza y valida la ley de control propuesta en el sistema electro-neumático de pruebas; en la sección 5 se muestran

los resultados de aplicar el método propuesto de análisis y diseño, en la plataforma industrial de dos grados de libertad (simulador de conducción); finalmente, se dan las conclusiones del trabajo.

## 2. PLATAFORMA DE PRUEBAS

Un esquema de la plataforma de pruebas utilizada en este trabajo se muestra en la Figura 1. La misma, ubicada físicamente en la ETS Industriales-DISAM (UPM, España), está formada por los siguientes elementos:

- Un cilindro neumático de doble efecto ( $\varnothing 40$  mm, vástago de  $\varnothing 16$  mm y carrera  $L$  de 400 mm)
- Dos sensores para medir las presiones  $p_1$  y  $p_2$  en ambas cámaras del cilindro
- Una válvula proporcional de cinco vías FESTO MPYE-5-1/8-HF cuyos orificios de entrada y salida, de áreas efectivas  $x_e$  y  $x_s$  respectivamente, son proporcionales a un voltaje de comando  $u$
- Un potenciómetro lineal para medir la posición  $y$  de la masa  $M$

El sistema se alimenta con una presión de suministro  $P_s$  de  $7 \times 10^5$  Pa y está acoplado a un PC mediante una tarjeta de adquisición de datos del tipo dSPACE, muestreando cada 1ms. Como software para el muestreo en tiempo real se emplea el *Simulink* de MATLAB con *Real-Time Workshop* (MathWorks, 2004).

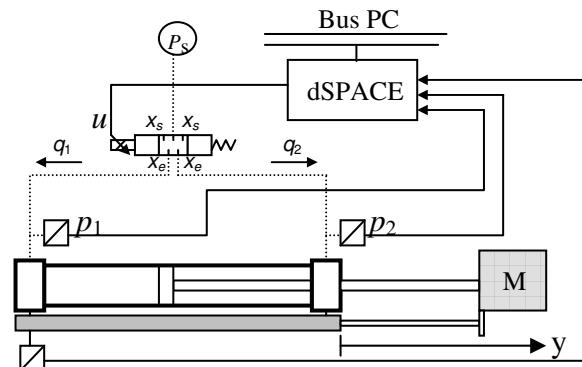


Figura 1. Esquema de la plataforma de pruebas.

### 2.1. Modelado dinámico teniendo en cuenta la válvula subdimensionada

El carrete de las válvulas neumáticas no debe quedar perfectamente ajustado dado que el aire no es un buen lubricante y la sensibilidad a la suciedad podría ser muy grande. Es por ello que en la práctica se hacen subdimensionadas (Burrows, 1972). Para el sistema mostrado en la Figura 1, con el carrete de la válvula en los alrededores de su posición central, se tendrán fugas de aire hacia ambas cámaras del cilindro (fugas de entrada) y de éstas hacia el exterior (fugas de salida). Las fugas de entrada  $q_{1e}$  y  $q_{2e}$ , pasarán a través de orificios de áreas  $x_{1e}$  y  $x_{2e}$  respectivamente y las de salida  $q_{1s}$  y  $q_{2s}$ , a través de orificios de áreas  $x_{1s}$  y  $x_{2s}$  respectivamente como se muestra en la Figura 2.

En lazo cerrado, cuando se alcanza la posición deseada, las presiones en las cámaras del cilindro han alcanzado unos valores  $p_{1o}$  y  $p_{2o}$  que provocan el equilibrio de fuerzas necesario para que la posición de la mansa no varíe. En ese momento, los flujos de aire hacia y desde el cilindro son nulos:  $q_1=q_2=0$  y los que circulan por los orificios de la válvula quedan igualados:  $q_{1e}=q_{1s}$  y  $q_{2e}=q_{2s}$ . Por tanto la acción de control  $u$  se estabilizará en un valor  $u_o$  que mantiene el carrete de la válvula en una posición tal que haga cumplir todo lo anterior. Este valor es único dado los valores de presión necesarios  $p_{1o}$  y  $p_{2o}$ .

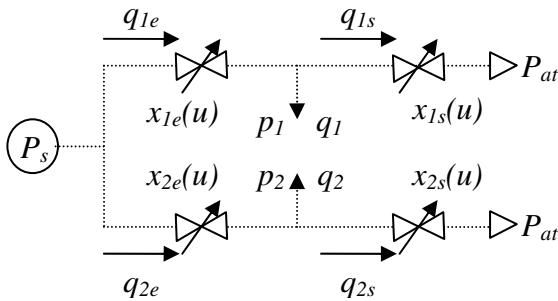


Figura 2. Representación de los flujos a través de los orificios de la válvula. ( $P_{at}$ : Presión atmosférica)

A continuación se desarrolla el modelo dinámico del sistema para pequeños movimientos alrededor de una posición  $y_o$  de la masa. Estos movimientos estarán dados por pequeñas variaciones alrededor de un voltaje de comando  $u_o$  que ubica el carrete de la válvula próximo a su posición central y determina las áreas de los orificios de la válvula:  $x_{1eo}$ ,  $x_{2eo}$ ,  $x_{1so}$ ,  $x_{2so}$ . Lo anterior define el punto de operación del sistema.

Se considerará que sólo hay fricción viscosa, que la temperatura es constante e igual en ambas cámaras del cilindro y que el gas es ideal, lo cual es común en la literatura de este tema (Brun *et al*, 2000; Karpenko and Sepehri, 2004). No obstante, a diferencia de trabajos precedentes, se tendrá en cuenta la influencia del subdimensionamiento de la válvula.

Bajo esas condiciones, del balance de fuerzas en el sistema se llega a:

$$A_1 P_1(s) - A_2 P_2(s) = (M s^2 + f_v s) Y(s) \quad (1)$$

donde:

- $P_1, P_2$ : Presiones en las cámaras del cilindro (Pa).
- $A_1, A_2$ : Área del pistón para cada cámara ( $\text{m}^2$ ).
- $M$ : Masa de la carga y el pistón (kg).
- $f_v$ : Constante de fricción viscosa (N / m/s).
- $Y$ : Posición de la masa (m).

El flujo másico de aire a través de los orificios de la válvula, depende del área del orificio y las presiones de entrada y salida:  $q_m = f(x, p_{ent}, p_{sal})$  y se calcula según la norma ISO-6358 (ISO-6358, 1989) que establece:

$$q_m = \begin{cases} K x p_{ent} \sqrt{\frac{273}{T}} & 0 < r < rc \\ K x p_{ent} \sqrt{\frac{273}{T}} \sqrt{1 - \left(\frac{r - rc}{1 - rc}\right)^2} & r \geq rc \end{cases} \quad (2)$$

donde:

- $x$ : Área efectiva del orificio ( $\text{m}^2$ )
- $p_{ent}$ : Presión de entrada al orificio (Pa)
- $p_{sal}$ : Presión de salida del orificio (Pa)
- $K$ : Constante proporcional de ajuste de unidades dada en ( $\text{kg/s.m}^2\text{Pa}$ )
- $r$ : Razón de presión.  $r = p_{sal}/p_{ent}$
- $rc$ : Razón de presión crítica que delimita el flujo sónico del subsónico. Determinada para válvula FESTO por Kawashima en (Kawashima *et al*, 2004),  $rc = 0.3$ .

Los flujos másicos hacia las cámaras del cilindro, atendiendo a la Figura 2 y la expresión (2), resultan:

$$\begin{aligned} q_1 &= q_{1e}(x_{1e}, P_s, p_1) - q_{1s}(x_{1s}, p_1, P_{at}) \\ q_2 &= q_{2e}(x_{2e}, P_s, p_1) - q_{2s}(x_{2s}, p_2, P_{at}) \end{aligned} \quad (3)$$

Para pequeños cambios de la acción de control ( $\Delta u$ ), las variaciones de áreas en los orificios de la válvula se considerarán iguales ( $\Delta x$ ). Por comodidad, la función de transferencia se desarrollará en función de las variaciones de área pero queda claro que ponerla en función de la acción de control  $u$  es solo cuestión de una constante de proporcionalidad.

Haciendo una aproximación lineal por serie de Taylor y despreciando los términos de orden superior, alrededor del punto de operación y para un  $\Delta x$  igual en todos los orificios, la ecuación (3) quedaría:

$$\begin{aligned} \Delta q_1 &= \left. \frac{\partial q_{1e}}{\partial x_{1e}} \right|_0 \Delta x + \left. \frac{\partial q_{1e}}{\partial p_1} \right|_0 \Delta p_1 - \left. \frac{\partial q_{1s}}{\partial x_{1s}} \right|_0 (-\Delta x) - \left. \frac{\partial q_{1s}}{\partial p_1} \right|_0 \Delta p_1 \\ \Delta q_2 &= \left. \frac{\partial q_{2e}}{\partial x_{2e}} \right|_0 (-\Delta x) + \left. \frac{\partial q_{2e}}{\partial p_2} \right|_0 \Delta p_2 - \left. \frac{\partial q_{2s}}{\partial x_{2s}} \right|_0 \Delta x - \left. \frac{\partial q_{2s}}{\partial p_2} \right|_0 \Delta p_2 \end{aligned} \quad (4)$$

Agrupando en (4) y transformando por Laplace, las variaciones de los flujos másicos resultan:

$$\begin{aligned} Q_1(s) &= G_1 X(s) - C_1 P_1(s) \\ Q_2(s) &= -G_2 X(s) - C_2 P_2(s) \end{aligned} \quad (5)$$

Donde las constantes  $G_1$  y  $G_2$  ( $\text{kg/s.m}^2$ ) y  $C_1$  y  $C_2$  ( $\text{kg/s.Pa}$ ) son las derivadas parciales del flujo másico dado por (2) respecto al área  $x$  y la presión en la cámara del cilindro correspondiente ( $p_{ent}$  o  $p_{sal}$ ), evaluadas en el punto de operación. Las derivadas parciales se han agrupado de manera que las constantes den valores positivos al evaluarlas en el punto de operación:

$$G_1 = \left. \frac{\partial q_{1e}}{\partial x_{1e}} \right|_0 + \left. \frac{\partial q_{1s}}{\partial x_{1s}} \right|_0 \quad G_2 = \left. \frac{\partial q_{2e}}{\partial x_{2e}} \right|_0 + \left. \frac{\partial q_{2s}}{\partial x_{2s}} \right|_0 \quad (6)$$

$$C_1 = -\left. \frac{\partial q_{1e}}{\partial p_1} \right|_0 + \left. \frac{\partial q_{1s}}{\partial p_1} \right|_0 \quad C_2 = -\left. \frac{\partial q_{2e}}{\partial p_2} \right|_0 + \left. \frac{\partial q_{2s}}{\partial p_2} \right|_0 \quad (7)$$

Por otra parte, despejando la masa de la ecuación de estado de los gases ideales, derivando respecto a la presión y el volumen (puesto este último en función de la posición del vástago) y transformando por Laplace, las variaciones de los flujos másicos quedan:

$$\begin{aligned} Q_1(s) &= \frac{A_1 y_o}{R T} s P_1(s) + \frac{A_1 P_{1o}}{R T} s Y(s) \\ Q_2(s) &= \frac{A_2 (L - y_o)}{R T} s P_2(s) - \frac{A_2 P_{2o}}{R T} s Y(s) \end{aligned} \quad (8)$$

donde:

- $R$ : Constante de los gases (J/kg.ºK).  
 $T$ : Temperatura del gas en las cámaras (ºK).  
 $L$ : Largo del cilindro (m).  
 $y_o$ : Posición de operación (m).  
 $p_{1o}, p_{2o}$ : Presión de operación en las cámaras (Pa).

Las ecuaciones (8) pueden abreviarse haciendo:

$$\begin{aligned} K_{1p} &= \frac{A_1 y_o}{R T} & K_{1y} &= \frac{A_1 p_{1o}}{R T} \\ K_{2p} &= \frac{A_2 (L - y_o)}{R T} & K_{2y} &= \frac{A_2 p_{2o}}{R T} \end{aligned} \quad (9)$$

$K_{1p}$  y  $K_{2p}$  en (kg/Pa) y  $K_{1y}$  y  $K_{2y}$  en (kg/m). Quedando:

$$\begin{aligned} Q_1(s) &= K_{1p} s P_1(s) + K_{1y} s Y(s) \\ Q_2(s) &= K_{2p} s P_2(s) - K_{2y} s Y(s) \end{aligned} \quad (10)$$

Igualando (10) y (5), despejando  $P_1$  y  $P_2$  se obtiene:

$$\begin{aligned} P_1(s) &= \frac{G_1}{(K_{1p} s + C_1)} X(s) - \frac{K_{1y} s}{(K_{1p} s + C_1)} Y(s) \\ P_2(s) &= -\frac{G_2}{(K_{2p} s + C_2)} X(s) + \frac{K_{2y} s}{(K_{2p} s + C_2)} Y(s) \end{aligned} \quad (11)$$

La función de transferencia global del sistema puede obtenerse sustituyendo (11) en (1) y agrupando  $Y(s)$  y  $X(s)$ :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{A_1 G_1 / C_1}{\tau_1 s + 1} + \frac{A_2 G_2 / C_2}{\tau_2 s + 1}}{s \left( M s + f_v + \frac{A_1 K_{1y} / C_1}{\tau_1 s + 1} + \frac{A_2 K_{2y} / C_2}{\tau_2 s + 1} \right)} \quad (12)$$

donde:

$$\tau_1 = \frac{K_{1p}}{C_1} \quad \text{y} \quad \tau_2 = \frac{K_{2p}}{C_2} \quad (13)$$

son las constantes de tiempo de cada cámara que se promedian para llegar al modelo ideal (Brun *et al.*, 2000).

Manipulando algebraicamente la ecuación (12), se obtiene una función de cuarto orden con uno de sus polos en el origen y un cero:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_1 s + b_0}{(a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) s} \quad (14)$$

donde:

$$\begin{aligned} b_1 &= A_1 G_1 K_{2p} + A_2 G_2 K_{1p} \\ b_0 &= C_2 A_1 G_1 + C_1 A_2 G_2 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} a_3 &= K_{1p} K_{2p} M \\ a_2 &= K_{1p} K_{2p} f_v + C_2 K_{1p} M + C_1 K_{2p} M \\ a_1 &= C_1 C_2 M + C_1 K_{2p} f_v + C_2 K_{1p} f_v \\ &\quad + A_1 K_{1y} K_{2p} + A_2 K_{2y} K_{1p} \\ a_0 &= A_1 K_{1y} C_2 + A_2 K_{2y} C_1 + C_1 C_2 f_v \end{aligned} \quad (16)$$

Sustituyendo (6), (7) y (9) en (15) y (16) se puede observar que estos coeficientes, al igual que sucede con los del modelo de Brun, una vez definido el punto de operación de la válvula, quedan exclusivamente dependientes de la posición  $y_o$  alrededor de la cual se encuentre trabajando el sistema, el resto de los parámetros son constantes.

## 2.2. Modelo con parámetros del sistema

En la Tabla 1 se muestran los datos reales del sistema utilizado. Los valores de las áreas efectivas de los agujeros de la válvula para el punto de operación fueron determinados experimentalmente según el método de Kawashima (Kawashima *et al.*, 2003).

Tabla 1. Datos reales del sistema en lazo cerrado una vez alcanzado el equilibrio en cualquier posición.

Pto. operación	Datos físicos	Constantes
$u_o = -1.73\%$	$M = 4.1 \text{ Kg}$	$rc = 0.3$
$x_{1eo} = 0.22 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$F_v = 0.12 \cdot 10^3 \text{ N/m/s}$	$K = 0.03 \text{ Kg/sm}^2 \text{ Pa}$
$x_{1so} = 0.42 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$T = 293 \text{ }^\circ\text{K}$	$P_s = 7 \cdot 10^5 \text{ Pa}$
$x_{2eo} = 0.27 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$A_1 = 1256 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$P_{at} = 1 \cdot 10^5 \text{ Pa}$
$x_{2so} = 0.36 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$A_2 = 1056 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$	$R = 287.2 \text{ J/K.g.}^\circ\text{K}$
$p_{1o} = 4.77 \cdot 10^5 \text{ Pa}$	$L = 400 \cdot 10^{-3} \text{ m}$	
$p_{2o} = 5.45 \cdot 10^5 \text{ Pa}$		

Con estos datos se procede a calcular el modelo según (14) variando la posición  $y_o$  de un extremo a otro del cilindro. Primeramente, con  $p_{1o}, p_{2o}, P_s$  y  $P_{at}$ , se calcula la razón de presión  $r$  en cada orificio la cual determina en (2) la función para el flujo que circula por ellos. Esta función se deriva según (6) y (7) y se evalúa en el punto de operación, determinándose así las constantes  $G$  y  $C$ . Luego se calculan las constantes  $K$  según (9) y finalmente todas estas constantes y el resto de los datos necesarios, se sustituyen en (15) y (16) quedando todos los coeficientes de (14) en función de la posición:

$$\begin{aligned} b_1 &= 1.95 \cdot 10^{-7} - 3.711 \cdot 10^{-9} y_o \\ b_0 &= 1.411 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} a_3 &= -7.67 \cdot 10^{-16} y_o^2 + 3.07 \cdot 10^{-16} y_o \\ a_2 &= -2.24 \cdot 10^{-14} y_o^2 + 9034 \cdot 10^{-15} y_o + 3.07 \cdot 10^{-16} \\ a_1 &= 5.88 \cdot 10^{-15} y_o + 5.74 \cdot 10^{-14} \\ a_0 &= 3.36 \cdot 10^{-13} \end{aligned} \quad (18)$$

Sustituyendo (17) y (18) en (14), y variando la posición  $y_o$  desde 30 mm hasta 370 mm, se obtiene la variación de los polos y ceros que se muestra en la Figura 3.

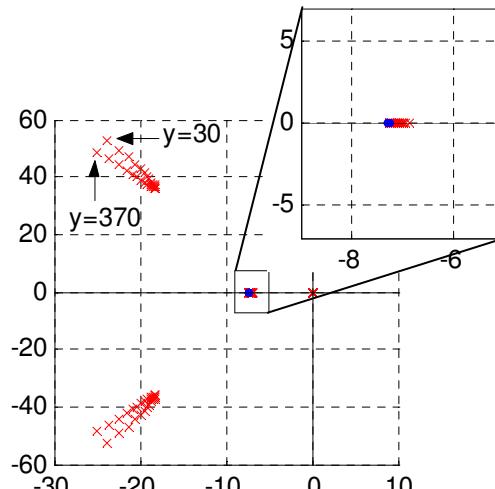


Figura 3. Ubicación de los polos y ceros variando la posición  $y_o$  de 30 mm a 370 mm.

Nótese que el cero prácticamente compensa la dinámica que introduce el polo real por lo que el sistema se comporta como uno de tercer orden, como apunta la mayoría de la literatura consultada, que puede representarse por la función de transferencia siguiente:

$$G_{yx}(s) = \frac{b}{s(s^2 + 2\varphi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (19)$$

donde  $\omega_n$  y  $\varphi$  son la frecuencia natural no amortiguada y razón de amortiguamiento del sistema respectivamente, mientras  $b$  representa la ganancia del mismo.

### 3. IDENTIFICACIÓN EXPERIMENTAL

Tener en cuenta el subdimensionado de la válvula y no promediar las constantes de tiempo de las cámaras, da como resultado un modelo que describe de forma más precisa la verdadera dinámica de los sistemas electro-neumáticos. Lo anterior se corrobora en esta sección con la identificación experimental por tramos del sistema.

#### 3.1. Identificación del sistema electro-neumático

Como se vio en la sección anterior, la dinámica de los sistemas electro-neumáticos varía con la posición del pistón, por lo que en este trabajo se propone su identificación dividiendo la carrera del cilindro en tramos e identificar alrededor de cada uno de ellos. Este proceso debe hacerse en lazo cerrado (Figura 4) porque de otra forma no podría lograrse variaciones estables alrededor de cada tramo que se defina dado que el sistema tiene un integrador implícito, ecuación (19). El lazo se cierra con un controlador proporcional, con ganancia  $K_p$ , para no alterar el orden del sistema. Este es un procedimiento común en la literatura, por ejemplo Schulte y Hahn (Schulte and Hahn, 2003) lo aplican a un sistema electro-neumático identificándolo en el campo de la frecuencia a partir de una señal multiseno combinando los modelos en una estructura borrosa.

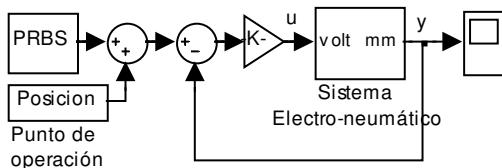


Figura 4. Esquema del proceso de identificación.

Para el proceso de identificación del sistema electro-neumático descrito, se escogieron nueve posiciones a lo largo de la carrera del vástago con una separación entre ellas de 40mm. Con esto se abarcó toda la carrera del cilindro y alrededor de esas posiciones se realizaron los experimentos.

Centrado en cada una de las posiciones escogidas, el sistema se excita con una señal PRBS durante 10 segundos muestreando la posición real y a 1ms. El

ancho de banda y amplitud de la señal PRBS, así como el valor de la ganancia proporcional  $K_p$ , se escogen de manera que garanticen que el sistema responda persistentemente excitado (Zorlu *et al*, 2003).

Luego, dado que se conoce perfectamente el controlador, la mejor forma de obtener los modelos paramétricos del sistema en lazo abierto es mediante la Identificación Indirecta (Ljung, 1999).

Para ello, se determina primeramente la función de transferencia del lazo cerrado  $G_{lc}$  a partir de las señales de posición real  $y$  y posición de referencia  $PRBS$  según una estructura ARMAX como se verá más adelante. Luego, con esta función de lazo cerrado  $G_{lc}$  se tiene la siguiente relación:

$$G_{lc}(z) = \frac{Y(z)}{PRBS} = \frac{K_p G_{sis}(z)}{1 + K_p G_{sis}(z)} = \frac{\text{num}_{Glc}(z)}{\text{den}_{Glc}(z)} \quad (20)$$

Como  $K_p$  es conocida, de (20) se puede obtener la función de transferencia del sistema en lazo abierto  $G_{sis}$ :

$$G_{sis}(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{G_{lc}(z)}{K_p(1 - G_{lc}(z))} \quad (21)$$

$$G_{sis}(z) = \frac{\text{num}_{Glc}(z) / K_p}{\text{den}_{Glc}(z) - \text{num}_{Glc}(z)} \quad (22)$$

Para cada posición se determina un modelo paramétrico discreto de tercer orden mediante el Toolbox de Identificación de MATLAB (Ljung, 2004). Se usa para ello la estructuras de estimación ARMAX dado que ésta es la estructura básica en temas de control tanto para la descripción de sistemas como para el diseño de controladores (Ljung, 1999).

La estructura ARMAX (auto regressive moving average and exogenous variable), es una estructura autoregresiva  $[A(z)y(k)]$  con variables exógenas  $[B(z)u(k)]$  que supone un ruido blanco  $[e(k)]$  de media cero y varianza constante afectado por un filtro de media móvil  $[C(z)/A(z)]$ . Se resuelve minimizando el error de predicción de forma iterativa aplicando el algoritmo de mínimos cuadrados extendido. Responde a la forma:

$$A(z)y(k) = B(z)u(k - nk) + C(z)e(k) \quad (23)$$

donde  $k$  representa el instante de muestreo  $k$ -ésimo,  $nk$  el retardo puro que pueda tener el sistema, mientras  $A$ ,  $B$  y  $C$  son polinomios en  $z$  de orden  $na$ ,  $nb$  y  $nc$  respectivamente.

A partir de los modelos obtenidos en lazo cerrado se determinan los de lazo abierto según (22) y se transforman al dominio continuo del tiempo para llevarlos a la forma esperada (19).

Los polos de los modelos en lazo abierto del sistema, obtenidos con la estructura ARMAX, siguen un patrón que varía en función de la posición. Dichos polos se muestran en la Figura 5 donde son señalados con una x. El comportamiento de estos polos es similar al del modelo teórico (12) graficado en la Figura 3.

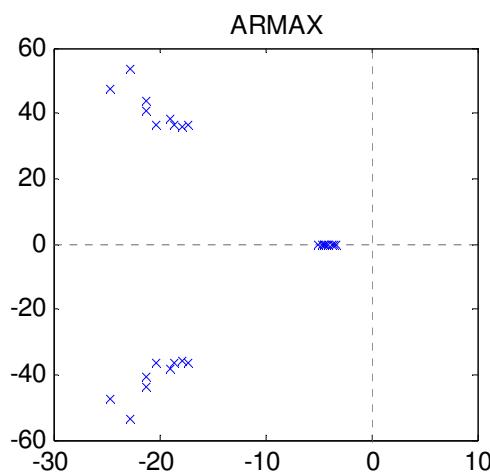


Figura 5. Ubicación de los polos para todas las posiciones según identificación experimental.

Nótese que el polo que debería estar en el origen no lo está exactamente, lo cual es una dificultad típica durante la identificación de sistemas con polos en el origen (Ljung, 1999). También quedan unos ceros en el numerador pero de dinámica despreciable por su lejanía del origen.

Obviando estos elementos que no corresponden a la estructura esperada según (19) los modelos de cada tramo se pueden aproximar a la forma:

$$Gsis(s) = \frac{k a_0}{s(s^2 + a_1 s + a_0)} \quad (24)$$

El resultado de la identificación lleva a una familia de modelos como aparece en la Tabla 2, donde los coeficientes de (24) toman diferentes valores para las posiciones consideradas como puntos de operación en la identificación.

Tabla 2. Familia de modelos con coeficientes en función de la posición.

Posición	Modelo	k	a <sub>1</sub>	a <sub>0</sub>
40 mm	Gsis1	745.6	45.70	3370
80 mm	Gsis2	754.6	42.98	2400
120 mm	Gsis3	791.3	38.33	1846
160 mm	Gsis4	832.8	36.89	1657
200 mm	Gsis5	820.4	35.34	1567
240 mm	Gsis6	795.2	35.69	1647
280 mm	Gsis7	821.2	39.13	1717
320 mm	Gsis8	728.1	42.09	2092
360 mm	Gsis9	745.4	49.64	2833

### 3.2. Combinación de los modelos

Se sabe que la variación del modelo dinámico es una función continua de la posición, con una forma aproximada a la ecuación (12) y simplificada en (19). No obstante, por razones prácticas, la identificación experimental del modelo dinámico se ha realizado solo para nueve posiciones.

A partir de estos nueve modelos, es posible establecer un único modelo continuo dependiente de

la posición y. Esto se logra determinando las funciones polinomiales que permiten la interpolación de la variación de los coeficientes de (24) en función de la posición.

Ajustando por mínimos cuadrados la variación de los coeficientes k, a<sub>1</sub> y a<sub>0</sub> en función de la posición por curvas polinomiales de segundo grado, se obtienen las ecuaciones (25), (26) y (27) mostradas gráficamente en la Figura 6.

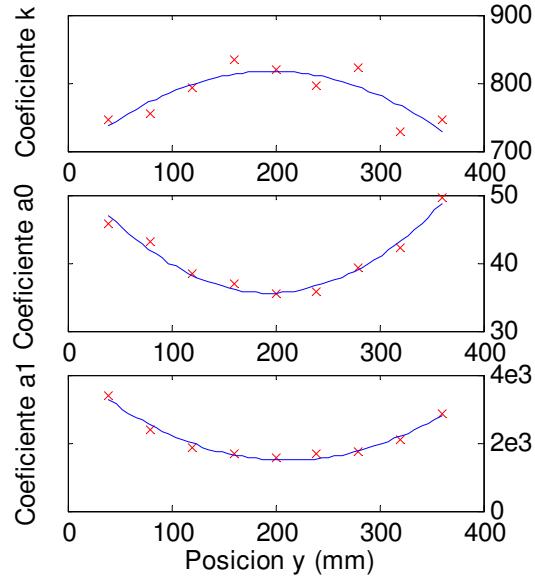


Figura 6. Variación gráfica de los coeficientes del modelo en función de la posición.

$$k(y) = -5.25 \cdot 10^{-4} y^2 + 0.516 y + 690.05 \quad (25)$$

$$a_1(y) = 7.62 \cdot 10^{-5} y^2 - 0.074 y + 53.5 \quad (26)$$

$$a_0(y) = 96 \cdot 10^{-4} y^2 - 10.2 y + 4172.1 \quad (27)$$

De esta forma la ecuación (24) con una familia de modelos para diferentes puntos de operación como se muestra en la Tabla 2 se convierte en una función continua de y con la estructura siguiente:

$$Gsis(s) = \frac{k(y) a_0(y)}{s(s^2 + a_1(y) s + a_0(y))} \quad (28)$$

En la Figura 7 se muestra en un mismo gráfico los resultados de la identificación experimental en cada punto de operación, el modelo continuo (28) y el modelo teórico (12). Nótese la gran similitud entre todos, lo que nos permite afirmar que la forma en que varía la dinámica del cilindro en dependencia de la posición ha sido validada por dos vías diferentes, una analítica y otra experimental. La primera por el modelo teórico (12), donde se ha tenido en cuenta el subdimensionado de la válvula y las constantes de tiempo de las cámaras del cilindro. Y la segunda por la identificación experimental mediante una estructura ARMAX cuyos resultados coinciden con los del modelo teórico.

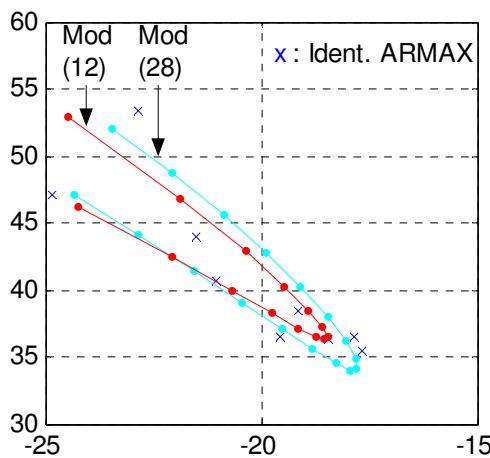


Figura 7. Comparación de la ubicación de uno de los polos complejos conjugados para el modelo teórico (12), el modelo combinado (28) y los modelos experimentales.

#### 4. POSICIONAMIENTO DEL SISTEMA

##### 4.1. Diseño del controlador

En el trabajo de Karpenko (Karpenko and Sepehri, 2004), se sintetiza un controlador por QFT a partir de la variación paramétrica de la planta. Este controlador es un PI con un lazo interno de realimentación de presión, que garantiza el desempeño requerido en lazo cerrado ante las variaciones de los coeficientes y posibles disturbios. En él, la señal de referencia se pasa por un prefiltrado que garantiza su suavidad evitando oscilaciones en la salida.

Por su parte Yamada (Yamada et al, 2000) propone un método de diseño de un controlador por ubicación de polos adaptable con linealizador neuronal que también realimenta presión. Combinando las ideas de Karpenko y Yamada, en este trabajo se propone, a partir de la variación paramétrica de la planta, sintetizar el controlador en función de la localización deseada de los polos de lazo cerrado. Concretamente se sigue el método de Åström y Wittenmark en (Åström and Wittenmark, 1997), usando una estructura similar a la de Yamada (Yamada et al, 2000) pero sin realimentar presión.

Representando la planta identificada (24) de la forma:

$$A(s) Y(s) = B(s) U(s) \quad (29)$$

donde ahora  $A$  y  $B$  son polinomios en  $s$ . Se propone un controlador de la forma:

$$R(s) U(s) = S(s) (Y_d(s) - Y(s)) \quad (30)$$

donde  $R$  y  $S$  son los polinomios del controlador y  $Y_d(s)$  la señal de entrada o referencia. Bajo estas condiciones es posible establecer que si la respuesta dinámica deseada,  $Y_m(s)$ , ante la señal  $Y_d(s)$ , está descrita por:

$$A_m(s) Y_m(s) = B_m(s) Y_d(s) \quad (31)$$

donde  $A_m$  y  $B_m$  son los polinomios del modelo en lazo cerrado deseado, entonces:

$$\frac{S(s) B(s)}{A(s) R(s) + B(s) S(s)} = \frac{S(s) B(s)}{A_c(s)} = \frac{B_m(s)}{A_m(s)} \quad (32)$$

donde  $A_c$  es la ecuación característica del sistema. Los polinomios  $R$  y  $S$  se obtienen resolviendo la ecuación diofántica correspondiente:

$$A(s) R(s) + B(s) S(s) = A_m(s) \quad (33)$$

De (24) se tiene:

$$\begin{aligned} A(s) &= s (s^2 + a_1 s + a_0) \\ B(s) &= k a_0 \end{aligned} \quad (34)$$

Mediante el proceso de modelado e identificación se logró caracterizar la variación de los parámetros  $a_0$  y  $a_1$  (Figura 6) como polos complejos conjugados de  $A$  que se desplazan en una región en dependencia de la posición del vástago (Figura 7). Para diseñar el controlador se toma el modelo medio del sistema formado por la media de cada coeficiente:

$$\frac{B(s)}{A(s)} = \frac{k_m a_{0m}}{s(s^2 + a_{1m}s + a_{0m})} = \frac{1.65 \cdot 10^6}{s(s^2 + 40.67s + 2122)} \quad (35)$$

La función de transferencia (35) constituirá la planta base para el diseño.

El controlador  $S/R$  propuesto, posee un filtro que compensa los polos complejos de la planta, garantizando una adecuada estabilidad relativa a pesar de las variaciones de los coeficientes y un controlador PI, al igual que en (Karpenko and Sepehri, 2004), que garantiza una adecuada respuesta del sistema ante disturbio. Quedando de la forma:

$$\frac{S(s)}{R(s)} = \frac{k_p (s + k_i) (s^2 + a_{1m} s + a_{0m})}{s (s + \omega_a)^2} \quad (36)$$

Los polos complejos conjugados del sistema se compensan con dos ceros aportados por  $S(s)$  ubicados sobre los polos de  $A(s)$ , por lo que es necesario introducir dos polos  $\omega_a$  en  $R(s)$  para mantener físicamente realizable el controlador. Con lo anterior, se tiene como ecuación característica del sistema:

$$A_c(s) = s^2 (s + \omega_a)^2 + k_p a_{0m} k_m (s + k_i) \quad (37)$$

Como ecuación característica deseada se propone:

$$A_m(s) = (s + p_1) (s + p_2) (s^2 + 2\varphi\omega s + \omega^2) \quad (38)$$

donde  $p_1$  y  $p_2$  serán dos polos reales no dominantes, mientras  $\varphi$  y  $\omega$  serán: respectivamente, la razón de amortiguamiento y frecuencia natural no amortiguada deseadas del sistema en lazo cerrado.

Resolviendo la ecuación diofántica  $A_c=A_m$  e igualando sus coeficientes, quedan las ecuaciones:

$$\begin{aligned} 2\omega_a &= p_1 + p_2 + 2\varphi\omega \\ \omega_a^2 &= p_1 p_2 + 2(p_1 + p_2)\varphi\omega + \omega^2 \\ k_m a_{0m} k_p &= 2p_1 p_2 \varphi\omega + (p_1 + p_2)\omega^2 \\ k_m a_{0m} k_p k_i &= p_1 p_2 \omega^2 \end{aligned} \quad (39)$$

Imponiendo como condición de diseño que el controlador no amplifique las altas frecuencias, lo que provocaría en la práctica oscilaciones en la acción de control perjudiciales para la válvula, se tiene una nueva ecuación a partir de hacer cero el límite de la magnitud de (36) para  $s=j\omega \rightarrow \infty$

$$2\log\left(\frac{\omega_a^2}{k_p k_i a_{0m}}\right) + 2\log\left(\frac{1}{\omega_a^2}\right) = \log\left(\frac{1}{k_i^2}\right) + \log\left(\frac{1}{a_{0m}^2}\right) \quad (40)$$

En estas condiciones, se tiene un sistema de cinco ecuaciones formado por (39) y (40), con siete variables:  $\varphi$ ,  $w$ ,  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $w_a$ ,  $p_1$  y  $p_2$ . Fijando como frecuencia natural no amortiguada  $\omega = 14$  rad/seg y una razón de amortiguamiento  $\varphi = 0.7$ , se resuelve el sistema y se obtiene el controlador (41):

$$\frac{S(s)}{R(s)} = \frac{(s+9.33)(s^2 + 40.67s + 2122)}{s(s+300)^2} \quad (41)$$

El diagrama de Bode de magnitud para este controlador se muestra en la Figura 8, mientras que en la Figura 9 se muestra el lugar de las raíces del sistema en lazo abierto  $SB/RA$ . En esta última están señalados los polos dominantes de lazo cerrado (38) resaltándose la compensación de polos complejos conjugados de lazo abierto.

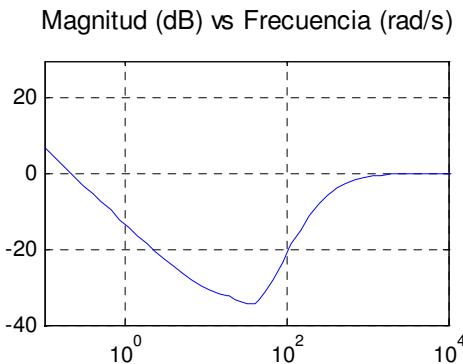


Figura 8. Diagrama de Bode del controlador S/R diseñado (41).

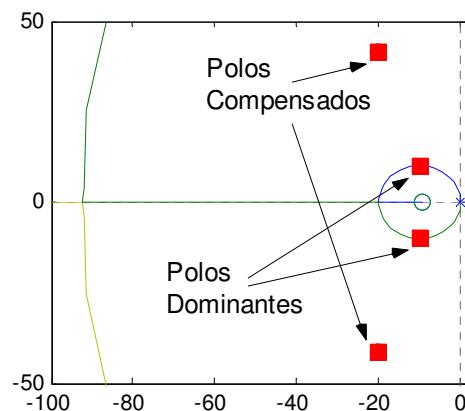


Figura 9. Lugar de las raíces de la función de transferencia de lazo abierto del controlador S/R frente al modelo medio B/A y ubicación de los polos dominantes de lazo cerrado. (no se aprecian:  $p_1 = 366$  y  $p_2 = 214$ )

El controlador sintetizado posee una adecuada estabilidad relativa para toda la gama de variación de los parámetros, lo cual se aprecia en la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto (Figura 10) evaluado para los modelos Gsis1...Gsis5 (Tabla 2).

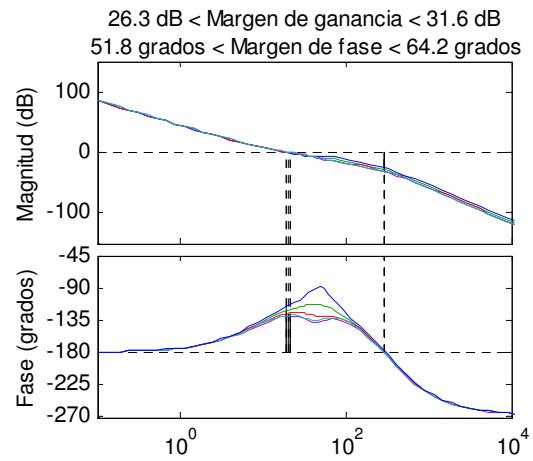


Figura 10. Diagramas de Bode del sistema en lazo abierto con el controlador (41) frente a los modelos Gsis1...Gsis5.

En la respuesta de frecuencia, el peor margen de ganancia es de  $26.3 \text{ dB}$  frente al modelo Gsis1 con un máximo de  $31.6 \text{ dB}$  frente al modelo Gsis5 mientras el peor margen de fase es de  $51.5$  grados frente al modelo Gsis5 con un máximo de  $64.2$  grados frente al modelo Gsis1.

#### 4.2. Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados experimentales obtenidos en la planta de pruebas descrita en la sección 2.

Para evitar el sobreimpulso en la respuesta del sistema ante una entrada escalón la señal de entrada se pasa por un prefiltro  $F(s)$  que garantiza una referencia suave con 1.5 seg. de tiempo de establecimiento (42) que resulta suficientemente rápido para la aplicación objeto de estudio.

$$F(s) = \frac{7.111}{s^2 + 5.33s + 7.111} \quad (42)$$

El comportamiento del sistema se evalúa a todo lo largo de la carrera del vástago. Se toma como señal de referencia sucesivas entradas tipo escalón prefiltrado que van desde un extremo a otro del cilindro.

En la Figura 11 se muestran los resultados experimentales con las curvas en función del tiempo de: Referencia (SP) y posición real del vástago (Pos); y señal de error (SP-Pos). En ella se aprecia la eficiente respuesta del sistema en todo el rango de trabajo del cilindro, los errores son pequeños a todo lo largo de la carrera, no evidenciándose un deterioro de los mismos con alguna posición específica.

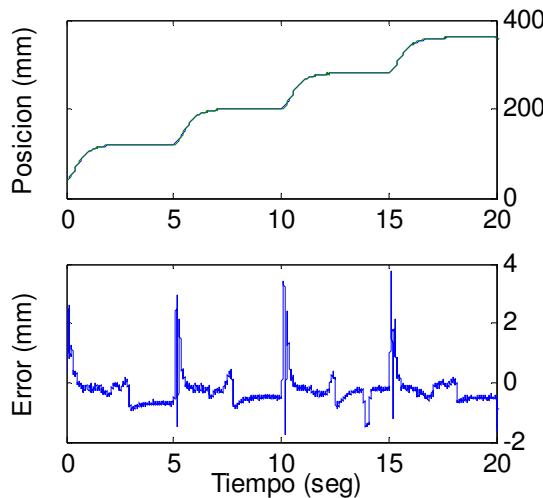


Figura 11. Experimento con entradas escalera prefiltrada a todo lo largo del cilindro.

## 5. APPLICACIÓN EN PLATAFORMA DE DOS GRADOS DE LIBERTAD

### 5.1. Descripción de la plataforma

Seguidamente se muestra la utilización del método de análisis y diseño del controlador descritos en este trabajo, en una plataforma neumática utilizada como simulador de conducción.

Dicho simulador de conducción, ha sido desarrollado por SIMPRO y es ampliamente utilizado en entrenamiento de personal. Consta de una cabina con todos los mandos reales a los que se enfrenta el conductor en un vehículo y un monitor a través del cual puede ver el mundo virtual por el que se mueve. La cabina pivota sobre una columna central mediante una articulación cardán y se estabiliza en un plano mediante la acción de dos cilindros neumáticos que, ubicados en dos de sus extremos perpendiculares, le imprimen al conductor las sensaciones de ladeo y cabeceo simulando de las pendientes del mundo virtual en que se mueve (Figura 12).

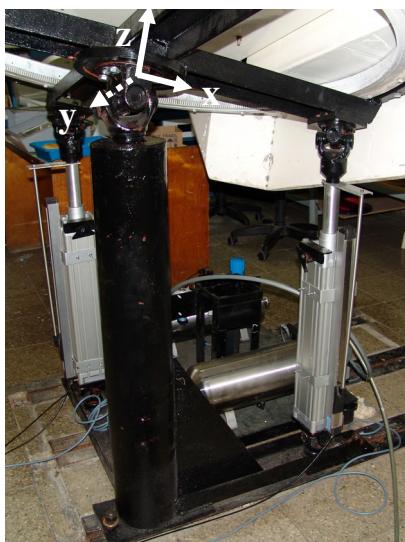


Figura 12. Detalle de la estructura mecánica y el sistema electro-neumático del simulador de conducción.

Los datos mecánicos más importantes de la plataforma del simulador se ofrecen en la Tabla 3 (Moreno, 2000). El origen de coordenadas para las medidas de longitud y ubicación del centro de masa (CM) se establece en el pivote central, como se muestra en la Figura 12, con la cabina en horizontal.

Tabla 3. Datos mecánicos del Simulador

Masa total de la cabina*	510	Kg
Posición del CM en Z	480	mm
Posición del CM en X	100	mm
Posición del CM en Y	60	mm
Distancia del origen a cada cilindro	500	mm
Elongación de los cilindros	±150	mm
Ángulos de ladeo y cabeceo	±0.26	rad

(\*). Para un conductor promedio de 70 Kg

Cada articulación electro-neumática está formada por un cilindro FESTO DNC-100-400 gobernado por una válvula proporcional de flujo FESTO MPYE-5-3/8 y cuya posición se mide con un potenciómetro lineal FESTO MLO-POT-450. Todo el sistema se controla con un PC a través de una tarjeta de adquisición de datos HUMUSOFT MF614 mediante el *Real Time Workshop* de MATLAB/SIMULINK (MathWorks, 2004), con período de muestreo de 1 ms.

### 5.2. Identificación experimental

Dado que la plataforma del simulador es un sistema más complejo que una simple articulación electro-neumática con masa constante, se estiman modelos ARMAX de diferentes órdenes. El modelo estimado que mejor ajusta su salida a la respuesta real del sistema con  $FIT > 65\%$  ( $FIT$ : porcentaje de ajuste definido en el *toolbox* de identificación), y cuyo análisis de la correlación de sus residuos con la señal de entrada está dentro del intervalo de confianza para el caso, resultó ser el de quinto orden (G5). En la Figura 13 se muestra la salida real ( $y$ ) comparada con la del modelo de quinto orden ( $y_5$ ).

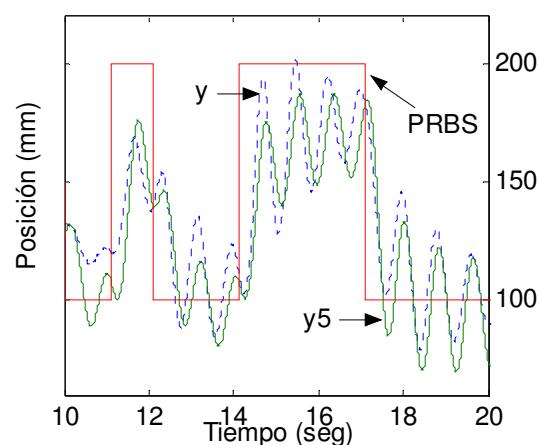


Figura 13. Detalle de señal PRBS, respuesta real ( $y$ ), respuesta del modelo identificado ( $y_5$ ).

A partir del modelo obtenido en lazo cerrado se calculó el de lazo abierto según (22) y se transformó al dominio continuo:

$$G5(s) = \frac{0.021 s^5 - 24.02 s^4 - 4.88 \cdot 10^4 s^3 + 2.12 \cdot 10^7 s^2 + 4.11 \cdot 10^8 s + 2.51 \cdot 10^{10}}{s^5 + 2876 s^4 + 3.92 \cdot 10^6 s^3 + 9.31 \cdot 10^6 s^2 + 2.31 \cdot 10^8 s + 1.23 \cdot 10^8} \quad (43)$$

Con el análisis del lugar de las raíces del modelo  $G5$ , se determinó que la dinámica dominante seguía siendo la de un modelo de tercer orden con un polo próximo al origen (Figura 14). Nótese que nuevamente el polo no se identifica exactamente en el origen como ocurrió con la plataforma de pruebas.

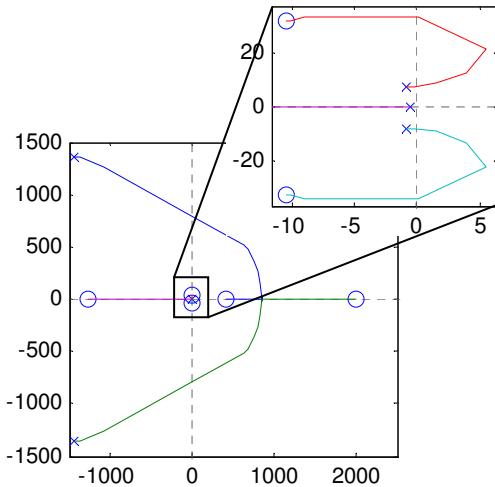


Figura 14. Lugar de las raíces del modelo en lazo abierto de quinto orden ( $G5$ ).

Para facilitar el método de diseño del controlador que se propone en la sección siguiente, se procede a reducir el modelo  $G5$ , ecuación (43), a su equivalente de tercer orden. Del modelo original se toma su ganancia estática y los polos complejos dominantes, se fija un polo en el origen y se obtiene como resultado el modelo reducido  $Gr$ :

$$Gr(s) = \frac{k a_0}{s(s^2 + a_1 s + a_0)} = \frac{102.158.22}{s \cdot (s^2 + 1.79 s + 58.22)} \quad (44)$$

En la Figura 15 se comparan los gráficos de respuesta de frecuencia de magnitud de los modelos  $G5$  y  $Gr$ . En ella puede apreciarse que son diferentes para las bajas y altas frecuencias. En el caso de las bajas frecuencias debido a que el polo del modelo reducido se ha colocado en el origen, despreciando en este modelo el efecto de la fricción y el subdimensionado de la válvula. Para las altas frecuencias la diferencia se debe al efecto de la discretización del sistema. Puede verse que alrededor de la frecuencia de corte la similitud de ambos modelos es muy grande, lo que permite concluir que con el modelo reducido no se pierde la dinámica fundamental del modelo original pudiéndose proceder con él mismo al cálculo del controlador con el método descrito en la sección 4.

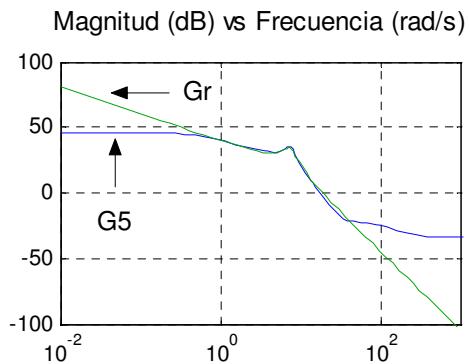


Figura 15. Diagrama de Bode del modelo de quinto orden ( $G5$ ) y su equivalente reducido ( $Gr$ ).

### 5.3. Diseño del controlador

Resolviendo el sistema formado por las ecuaciones (39) y (40) para la planta (44), fijando la frecuencia natural no amortiguada  $\omega = 10$  rad/seg y la razón de amortiguamiento  $\varphi = 0.7$  se obtiene el controlador siguiente:

$$\frac{S(s)}{R(s)} = \frac{(s+1.935)(s^2 + 1.792 s + 58.22)}{s(s+28.66)^2} \quad (45)$$

El diagrama de Bode de magnitud para este controlador se muestra en la Figura 16.

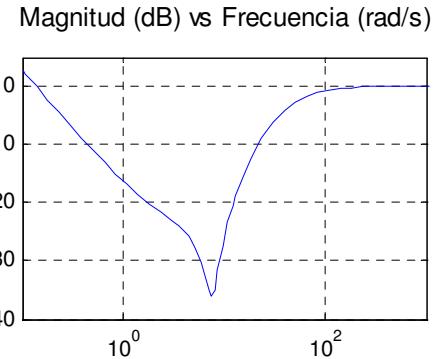


Figura 16. Diagrama de Bode del controlador S/R diseñado (45).

En la Figura 17 se muestra el lugar de las raíces de la función transferencia de lazo abierto del controlador  $S/R$  (45) en cascada con modelo identificado  $G5$  (43), en el gráfico están señalados los polos dominantes de lazo cerrado, resaltándose la compensación de polos complejos conjugados de lazo abierto. En este caso uno de los polos de lazo cerrado ( $p_1$  o  $p_2$ ), queda por delante de los dominantes pero su efecto queda compensado por el cero del PI.

Este mismo procedimiento se aplica a la articulación del cabecero y se obtiene un controlador similar:

$$\frac{S(s)}{R(s)} = \frac{(s+1.093)(s^2 + 0.8345 s + 60.02)}{s(s+28.47)^2} \quad (46)$$

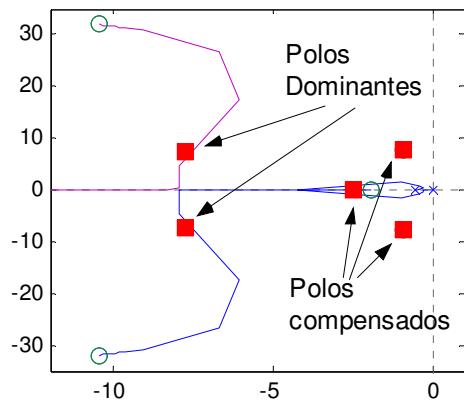


Figura 17. Lugar de las raíces de la función de transferencia de lazo abierto del controlador  $S/R$  frente al modelo identificado  $G_5$  y ubicación de los polos dominantes de lazo cerrado.

#### 5.4. Resultados experimentales.

Los reguladores sintetizados (45) y (46) se implementan en la plataforma descrita al inicio de esta sección (5.1). Las señales de referencia de posición para ambas articulaciones serán continuas, derivables y relativamente suaves ya que provienen del modelo matemático de un vehículo moviéndose en un entorno virtual bajo las leyes de la física que se comporta como un prefiltrado paso bajo a la entrada del sistema.

Según el fabricante de la plataforma, la condición crítica de movimiento a experimentar por el vehículo simulado se considera como la caída libre de un extremo pivotando en el otro. En estas condiciones la plataforma debe ser capaz de alcanzar aceleraciones angulares de hasta  $2 \text{ rad/seg}^2$  que para los cilindros representa aceleraciones lineales de hasta  $1000 \text{ mm/seg}^2$ .

Para probar las prestaciones del controlador diseñado se generó una señal de referencia para cada articulación que refleja las situaciones más extremas a las que podría someterse la plataforma en una aplicación real. Esta señal asegura que cada cilindro debe moverse desde velocidad cero, con aceleración máxima, durante un tiempo, y luego, con aceleración máxima negativa, a velocidad cero nuevamente. Esto ocurre en el centro y los dos extremos del cilindro, puntos críticos de la dinámica del mismo. En la Figura 18 y Figura 19 son presentadas respectivamente las respuestas a estas señales de referencia en el ladeo y cabeceo de la plataforma durante 17 segundos, donde son utilizados los equivalentes discretos de los controladores (45) y (46), cada uno actuando de forma desacoplada a 1 ms de muestreo. Bajo estas condiciones los errores no superan los 10mm, siendo máximos cuando el sistema se somete a las mayores aceleraciones y muy pequeños en estado estacionario. Quedando evidente que en ambos casos el controlador diseñado responde con unos índices de funcionamiento satisfactorios para este tipo de aplicación, con lo que queda

validado el uso del controlador presentado en la sección 4 para un sistema industrial con perturbaciones e interacciones no presentes en la plataforma de pruebas.

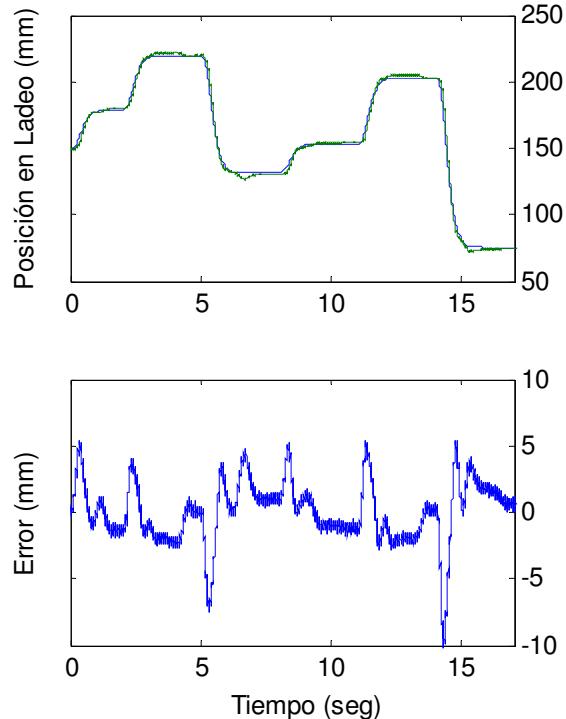


Figura 18. Señal de referencia y posición real alcanzada en el ladeo con su error de seguimiento.

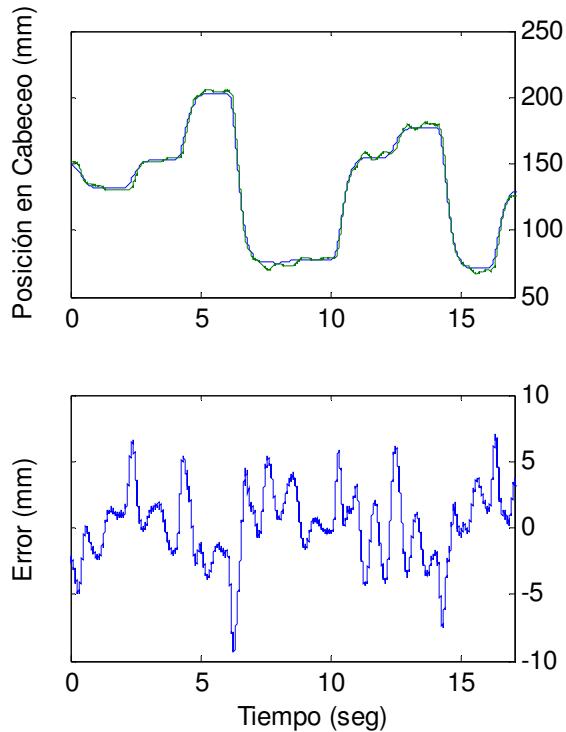


Figura 19. Señal de referencia y posición real alcanzada en el cabeceo con su error de seguimiento.

Los errores de seguimiento en los tramos de velocidad constante, más pronunciados en los extremos de los cilindros y con mayor significación en el caso del cabeceo, se pueden interpretar como efectos de la dependencia dinámica del sistema con la posición demostrada en las secciones 2 y 3. Afectan más en este caso por el efecto dinámico de carga, cuya influencia sobre el sistema, en función de la posición, es evidente al observar la posición del centro de masa en la Tabla 3. El centro de masa está más desplazado hacia la articulación del cabeceo por lo que es lógica su mayor incidencia en ella, coherente totalmente con el resultado experimental.

La estrategia de regulación propuesta es susceptible a ser mejorada sin necesidad de hacerle modificaciones importantes. Por ejemplo, si se tiene en cuenta la dinámica variable dependiente de la posición de los actuadores neumáticos, es muy fácil la implementación de controladores adaptativos por esquema de ganancias (Åström and Wittenmark, 1995). Mientras que mejorías en el seguimiento de la señal de referencia se pueden lograr con la prealimentación de las señales de aceleración y velocidad deseadas, muy fáciles de obtener de la señal de referencia al ser esta continua, derivable y relativamente suave, en un esquema similar al control de trayectoria clásico de robots industriales que presenta Fu (*Fu et al*, 1987).

## 6. CONCLUSIONES

Como conclusiones del trabajo se puede establecer que el modelado dinámico de los actuadores lineales electro-neumáticos, sin promediar las constantes de tiempo del cilindro y teniendo en cuenta el subdimensionado de la válvula, ofrece una mejor descripción de estos sistemas. Dicha afirmación se valida con la identificación experimental de una planta real. Con ella se muestra que, la descripción dinámica del sistema en dependencia de la posición del cilindro, obtenida experimentalmente, coincide en gran medida con la del modelo teórico presentado.

Partiendo de la descripción dinámica de la planta, lo mismo teórica que experimental, se plantea un método de síntesis del controlador por asignación de polos. Esté método ha sido probado primeramente en condiciones de laboratorio con una planta de pruebas, siendo posteriormente validado en una plataforma industrial de dos grados de libertad movida por dos actuadores electro-neumáticos. En ambos casos se han obtenido resultados completamente acordes con las especificaciones establecidas por el fabricante para este tipo de aplicación.

Finalmente, se puede decir que es posible obtener mejoras en la respuesta dinámica de los actuadores lineales electro-neumáticos descritos sin necesidad de cambiar el método de trabajo propuesto. Para ello solo sería necesario añadir otras prestaciones al controlador como prealimentación de las señales

deseadas de velocidad y aceleración o control adaptable por esquema de ganancias.

## REFERENCIAS

- Åström, K. and B. Wittenmark (1995). *Adaptive Control*. Addison Wesley.
- Åström, K. and B. Wittenmark (1997). *Computer-Controlled Systems. Theory and Design*. Prentice Hall.
- Brun, X., M. Belgharbi, S. Sesmat, D. Thomasset and S. Scavarda (2000). Control of an electropneumatic actuator, comparison between some linear and nonlinear control laws. *Journal of Systems and Control Engineering*.
- Burrows, C.R. (1972). *Fluid Power Servomechanisms*. Van Nostrand, London, England.
- Fu, K.S., R. Gonzalez and C. Lee (1987). *Robotics: control, sensing, vision, and intelligence*. McGraw-Hill.
- ISO-6358 (1989). *Pneumatic fluid power - Components using compressible fluids - Determinations of flow-rate characteristics*.
- Karpenko, M. and N. Sepehri (2004). QFT Design of a PI Controller with Dynamic Pressure Feedback for Positioning a Pneumatic Actuator. *IEEE American Control Conference*, pp. 5084-5089.
- Kawashima, K., T. Funaki and T. Kagawa (2003). Automated characteristic test bench of pneumatic servovalve. *7th International Symposium on Fluid Control, Measurement and Visualization*.
- Kawashima, K., Y. Ishii and T. Kagawa (2004). *Determination of flow rate characteristics of pneumatic solenoid valves using an isothermal chamber*. Precision and Intelligent Laboratory, Tokyo Institute of Technology.
- Ljung, L. (1999). *System Identification. Theory for the user*. Prentice Hall.
- Ljung, L. (2004). *System Identification Toolbox*. Version 6.0.1, Release 14.
- MathWorks (2004). *Real-Time Workshop*. Version 6.0, Release 14.
- Moreno, R. (2000). *Plataforma para Simuladores*. SIMPRO, Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echevarría", Ciudad de la Habana, Cuba.
- Pearce, M. (2005). Is there an alternative to fluid power?, *IEEE Journal of Computing & Control Engineering*, Vol. 16, pp. 8-11.
- Schulte, H. and H. Hahn (2003). Fuzzy state feedback gain scheduling control of servo-pneumatic actuators. *IFAC Control Engineering Practice*, Vol. 12, pp. 639-650.
- Yamada, Y., K. Tanaka and S. Uchikado (2000). Adaptive pole-placement control with multi-rate type neural network for pneumatic servo system. *IEEE Proceedings of the International Conference on Control Applications*.
- Zorlu, A., C. Özsoy and A. Kuzucu (2003). Experimental modeling of a pneumatic system. *IEEE Proceedings on Emerging Technologies and Factory Automation*, pp. 453-461.