

Identificación y control de un sistema de levitación neumática para implementación de controladores digitales



Jimmer William Genoy Muñoz

Universidad del Cauca

**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control
Ingeniería en Automática Industrial
Popayán, noviembre de 2012**

Identificación y control de un sistema de levitación neumática para implementación de controladores digitales



Jimmer William Genoy Muñoz

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de
Ingeniero en Automática Industrial**

Director: PhD. Carlos Felipe Rengifo Rodas

Universidad del Cauca

**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control
Ingeniería en Automática Industrial
Popayán, noviembre de 2012**

Nota de aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Popayán, noviembre de 2012

Agradecimientos

Agradezco, a Dios, porque he hallado gracia en sus ojos y buena opinión ante los ojos de los hombres.

A mi abuelo, que está descansando en el cielo, por sus consejos llenos de extraordinaria sabiduría y a mi abuela por apoyarme cuando más lo necesité.

A mis padres, por ser los autores materiales de mi existencia.

A mis hermanos, por ser mi motivación más grande.

A toda mi familia, por su respaldo incondicional.

A mi director de Trabajo de Grado, PhD. Carlos Felipe, por su paciencia y solícita orientación.

Al ing. Juan Fernando, por todas sus enseñanzas.

Al ing. Juan Sebastián, por hacerme partícipe de sus logros.

Al ing. Cesar, por su amistad y por sus consejos.

Al lic. Edwin, por sus valiosas recomendaciones.

Muchas, muchas gracias a todos aquellos que me acompañaron y a los que hoy comparten conmigo este importante logro.

Índice general

Agradecimientos	3
Lista de figuras	9
Lista de tablas	10
Lista de Anexos	11
Introducción	12
Motivación	12
Trabajos similares al tenor de la propuesta	13
Descripción de trabajos similares	14
Modelado	15
Técnicas de control	17
Comparación entre el trabajo propuesto y otros trabajos similares	19
Presentación del módulo de levitación neumática	20
1. Identificación del sistema	25
1.1. Nivel de ruido del sensor	25
1.2. Estimación de la función de frecuencia	29
1.2.1. Análisis frecuencial por el método de correlación	31
1.2.2. Análisis frecuencial por el método de optimización	33
1.2.3. Análisis espectral por el método de Fourier	34
1.3. Obtención de un modelo de la planta	38

1.3.1. Selección de una estructura	38
1.3.2. Estimación de parámetros	38
1.3.3. Criterios de selección	41
1.3.4. Validación del modelo obtenido	42
2. Diseño del controlador por ubicación de polos	45
2.1. Sistema de control digital	45
2.2. Análisis teórico	46
2.2.1. Planta	46
2.2.2. Controlador	47
2.3. Modelo de la planta en tiempo continuo	48
2.3.1. Modelo de la planta	48
2.3.2. Especificaciones de la respuesta transitoria	48
2.3.3. Selección de las raíces deseadas en lazo cerrado	50
2.3.4. Solución de la <i>ecuación Diofantina</i>	52
2.4. Modelo de la planta en tiempo discreto	53
2.4.1. Modelo de la planta	53
2.4.2. Selección de las raíces deseadas en lazo cerrado	56
2.4.3. Solución de la <i>ecuación Diofantina</i>	56
2.5. Comparación entre los enfoques de diseño	58
2.5.1. Respuesta al escalón	58
2.5.2. Respuesta en frecuencia	59
2.5.3. Función sensibilidad	60
3. Aspectos de implementación del controlador	62
3.1. Partes del sistema de control	62
3.1.1. Microcontrolador	62
3.1.2. Sensor	63
3.1.3. Circuito electrónico	65
3.2. Realizaciones	65

3.2.1. Realización <i>Companion</i>	66
3.2.2. Realización <i>Modal</i>	67
3.3. Implementación del controlador	68
3.4. Rechazo a perturbaciones	70
3.5. Efectos de cuantización y redondeo	71
4. Sistema SCADA	73
4.1. Sistema SCADA	73
4.1.1. Ejecutar el sistema SCADA	74
4.1.2. Ventana del proceso	76
4.1.3. Ventana de registro de alarmas	81
4.2. Interfaz gráfica de usuario	83
4.2.1. Ejecutar el programa de simulación	83
4.2.2. Ventana de simulación del proceso	85
4.2.3. Ventana de configuración de los parámetros del controlador	87
Conclusiones	90
Trabajos Futuros	92
Bibliografía	95

Índice de figuras

1.	Levitación magnética	13
2.	Aplicación de los sistemas de levitación neumática para la manipulación de objetos	14
3.	Clasificación simultánea de varias esferas en [8] y [9].	14
4.	Manipulación automática de objetos esféricos en las tres dimensiones usando un flujo de aire en un cardán.4	15
5.	Diseño de cuerpo libre del sistema en [11] y [12].	16
6.	Estructura física del sistema en [14].	17
7.	<i>The balls in tubes</i> [11] y [12].	18
8.	Estructura física del sistema en [13].	19
9.	Vista explosionada de las partes del módulo de levitación neumática.	20
10.	Partes del módulo de levitación neumática.	21
11.	Relación entre el voltaje aplicado al ventilador contra la altura de la esfera.	23
1.1.	Respuesta del sistema ante una entrada nula medida por el sensor	26
1.2.	Respuesta del sistema ante una entrada tipo escalón medida por el sensor	26
1.3.	Funciones de autocorrelación para una entrada escalón	28
1.4.	Función de autocorrelación de la señal de salida ante una entrada nula	29
1.5.	Curvas de salida estimadas mediante el método de correlación (en rojo) y a través del método de optimización (en verde)	32
1.6.	Curva de respuesta en frecuencia por el método de optimización	33
1.8.	Curva de respuesta en frecuencia por el método de Fourier	36
1.9.	Espectro de coeficientes de $y(k)$ y $u(k)$ para una señal de entrada de frecuencia $f = 0.1$ Hz.	37

1.10. Ajuste de curvas: modelo de segundo orden	39
1.11. Ajuste de curvas: modelo de tercer orden	39
1.12. Ajuste de curvas: modelo de tercer orden con retardo de tiempo	40
1.13. Ajuste de curvas: modelo de cuarto orden	40
1.14. Ajuste de curvas: criterio de los mínimos cuadrados	41
1.15. Respuesta en frecuencia de la planta real contra el modelo obtenido	43
1.16. Respuesta al escalón de la planta real contra el modelo obtenido	44
2.1. Diagrama esquemático de un sistema de control digital en lazo cerrado	46
2.2. Diagrama de bloques de un controlador <i>R-S-T</i> en lazo cerrado	48
2.3. Respuesta típica de un sistema de segundo orden ante una señal tipo escalón.	50
2.4. Respuesta al escalón del modelo de la planta en lazo abierto	54
2.5. Respuestas del sistema en tiempo discreto en función del periodo de muestreo	55
2.6. Respuesta al escalón	58
2.7. Respuesta en frecuencia	59
2.8. Función sensibilidad	61
3.1. Tarjeta Arduino Mega	63
3.2. Medida de la distancia entre la esfera y el sensor ultrasónico	63
3.3. Conexiones del sensor	64
3.4. Circuito electrónico	65
3.5. Representaciones del controlador	66
3.6. Respuesta del sistema	69
3.7. Respuesta del sistema ante una perturbación	70
3.8. Sistema de levitación neumática	71
4.1. Ventana del proceso	76
4.2. Ventana de registro de alarmas	81
4.3. Ventana de simulación del proceso	85

4.4. Ventana de configuración de los parámetros del controlador 88

Índice de tablas

1.	Comparación entre el trabajo propuesto y otros trabajos similares	19
1.1.	Medidas de variación	27
1.2.	Funciones de transferencia resultantes del ajuste de curvas	41
1.3.	Matriz de selección del modelo de la planta	42
2.1.	Características de la respuesta transitoria	59
2.2.	Características de la respuesta en frecuencia	59
3.1.	Características técnicas de la placa Arduino	63
3.2.	Características técnicas del sensor	64
4.1.	Requerimientos de funcionamiento óptimo	74

Lista de anexos

Anexo A. Guia de Laboratorio

Introducción

Motivación

La función que cumplen los laboratorios en el ámbito académico y productivo es de vital importancia. En los centros de enseñanza superior, el trabajo en el laboratorio es la culminación de los conocimientos aprendidos dentro de las aulas de clase, pues complementa la formación académica de los estudiantes y permite el avance del conocimiento. La investigación y el desarrollo en la industria influyen directamente sobre el proceso de innovación y el crecimiento de una empresa. Por lo tanto, no se puede desligar la formación teórica de la práctica porque constituyen una única herramienta de enseñanza-aprendizaje [1].

La idea de diseñar y construir un módulo de levitación neumática surgió con el fin de proveer al Laboratorio de Control de Procesos de una plataforma de experimentación no convencional que estableciera mayores exigencias en el diseño de controladores y se constituyera en una herramienta académica alternativa para efectos de investigación en el área del control automático; inicialmente, para aplicar los métodos de diseño de controladores vistos en la materia de Sistemas de Control Digital. El diseño e implementación de este tipo de proyectos integra la aplicación de varios campos de conocimiento, entre los cuales se destacan: los sistemas dinámicos, el control de procesos, el diseño mecánico, el diseño electrónico hardware y el desarrollo de software.

El presente trabajo se basa en el trabajo de grado expuesto por los estudiantes Jhon A. Díaz y Oscar J. Quiñonez: “Diseño, construcción y control de un sistema de levitación neumática” [2]. En dicha propuesta, se intentó modelar el sistema mediante leyes físicas; sin embargo, debido a dificultades en la obtención de algunos coeficientes del modelo, no se logró conseguir una representación matemática lo suficientemente precisa para el diseño de un controlador. Finalmente, ellos diseñaron un controlador cuyos parámetros se obtuvieron experimentalmente y no a partir de un modelo.

Así las cosas, es preciso contar con una representación matemática que reproduzca de forma adecuada la dinámica del módulo de levitación neumática. Si bien, existen otras técnicas de control que no requieren un modelo matemático, tales como los controladores autosintonizados y las técnicas de control inteligente, en la materia de Sistemas

de Control digital los métodos usados en el diseño de los controladores digitales (por asignación de polos¹, PID²...) parten de un modelo del sistema a controlar.

Con el propósito de dar continuidad al trabajo de grado mencionado, y constituir al módulo de levitación neumática del Laboratorio de Control de Procesos como una herramienta académica que complemente el aprendizaje teórico-práctico del curso de Sistemas de Control Digital, se propone el diseño de un sistema de control de posición para dicho módulo. La estructura de la monografía es la siguiente: En el capítulo 1 se describe un método de identificación para la estimación de un modelo matemático de la planta; en el capítulo 2 se presenta el proceso de diseño de un controlador basado en la asignación de polos; en el capítulo 3 se detallan aspectos relativos a la implementación del controlador obtenido; en el capítulo 4 se describe la herramienta software desarrollada y finalmente, se analizan los resultados obtenidos a lo largo del trabajo.

Trabajos similares al tenor de la propuesta

Se denomina *levitación* al efecto mediante el cual un cuerpo u objeto queda suspendido en el aire, por una fuerza física contraria a la gravedad, en una posición estable y sin estar en contacto con otro objeto [3]. Se han desarrollado varias técnicas alrededor de este concepto, entre las que se destacan la levitación neumática o aerodinámica, la magnética, la acústica, la electromagnética, electrostática, la de flujo de gas, y la técnica de levitación óptica.

Durante la última década se han realizado importantes investigaciones alrededor del mundo sobre los sistemas de levitación neumática. Con base en esta tecnología, se pueden generar diversas aplicaciones, especialmente en las industrias de textiles, de impresión y de comidas; algunas de estas son el transporte y la organización de objetos blandos, porosos y delicados, la manipulación de ropa [4]-[5], de papel [6], de frutas y de vegetales [7] y la manipulación de semiconductores en su proceso de producción. En la Figura 2 se muestran algunas de estas aplicaciones.

La habilidad para trasladar cuerpos evitando el contacto con partes mecánicas y con un bajo coeficiente de rozamiento hace de los sistemas de levitación por aire un método de transporte de objetos más rápido y limpio en contraste con los métodos tradicionales.

A diferencia de la robótica tradicional donde normalmente se usa una pinza para asir los cuerpos, en la manipulación automatizada y simultánea de varios objetos los sistemas de levitación neumática deben superar al menos dos retos de control: el primero es que la dinámica de un objeto suspendido en el seno de un fluido no es fácil de modelar, y suele estar gobernada por sistemas de ecuaciones con derivadas parciales a partir de

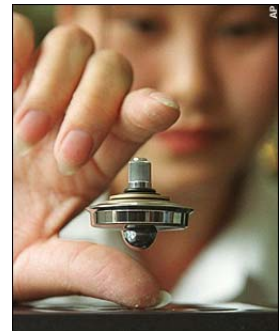


Figura 1: Levitación magnética

¹ Conocido también como RST.

² Controlador Proporcional-Integral y Derivativo. 13



Figura 2: Aplicación de los sistemas de levitación neumática para la manipulación de objetos

las cuales se puede obtener comportamientos caóticos y aleatorios; y el segundo, es que la dinámica de los objetos manipulados está fuertemente acoplada, ya que la presencia de un objeto en un campo de flujo cambia la estructura de ese campo con respecto a otros objetos [8].

Descripción de trabajos similares

- En las citas [8] y [9] se presenta un mecanismo y una estrategia de control automatizada que permite la manipulación sin contacto físico de varios objetos esféricos en las tres dimensiones del espacio por medio de un caudal de aire. A partir de un análisis minucioso de las fuerzas que actúan sobre un objeto esférico suspendido en el espacio y de su interacción con el caudal de aire de entrada, se logra obtener un modelo del sistema utilizando leyes físicas (ver Figura 3).

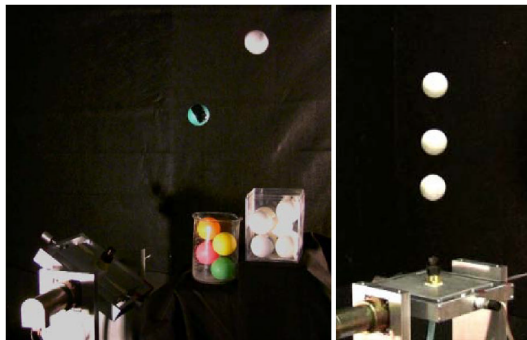
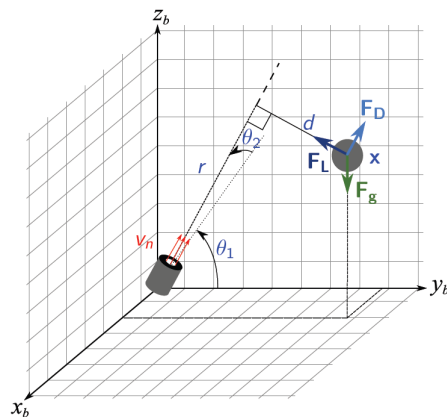


Figura 3: Clasificación simultánea de varias esferas en [8] y [9].

En la Figura 4(a) se muestra que es posible simplificar los dos retos de control. En dicho sistema los objetos son esferas, y el caudal de entrada es una única fuente de aire axial y simétrica que sale por una tobera [9]. En la Figura 4(b) se resumen las ecuaciones dinámicas que representan el comportamiento del sistema mencionado.



(a) Esquema hardware del sistema en [8] y [9]

Dynamic Equations	
v	$= c_1 \frac{v_n}{r} e^{-c_2 (\frac{d}{r})^2}$
F_L	$= C_L \frac{A}{\pi} \sqrt{\mu \rho} (v - \dot{r}) \frac{\delta v}{\delta d}$
F_D	$= -\frac{1}{2} C_D \rho \int_A (v - \dot{r})^2 dA$
F_g	$= -mg$
$m\ddot{x}$	$= \mathbf{F}_L + \mathbf{F}_D + \mathbf{F}_g$

(b) Ecuaciones dinámicas del sistema en [8] y [9]

Figura 4: Manipulación automática de objetos esféricos en las tres dimensiones usando un flujo de aire en un cardán.4

- De forma similar, en [10] se discute la estabilidad vertical y horizontal de una pelota de playa que levita en un flujo de aire; se representa matemáticamente el punto de equilibrio en dirección vertical y horizontal, de un cuerpo que se suspende libremente en un caudal de aire incompresible y laminar; para el modelado, se asume que el sistema está en equilibrio si el flujo de aire es uniforme, a pesar de las perturbaciones que se presentan en el eje vertical.

En general, una esfera que levita en medio de un caudal de aire está sujeta a tres fuerzas: la gravedad, el arrastre de alta velocidad y las fuerzas de gradiente de presión [10]. Por lo tanto, si se quiere hacer levitar dicha esfera, la fuerza de arrastre de alta velocidad debe ser lo suficientemente grande para contrarrestar las fuerzas de gravedad y de gradiente de presión (ver Figura 4(b)); si lo anterior se cumple, se puede decir que el movimiento vertical alrededor del punto de equilibrio es estable. No obstante, el movimiento vertical de la esfera puede oscilar debido a que la fuerza de arrastre desestabiliza al sistema; estas oscilaciones se acentúan a medida que aumenta la altura de la esfera.

Modelado

- Con el fin de simplificar en gran medida todas las ecuaciones que modelan la dinámica de un sistema de levitación neumática, en [2], [11], [12] y [13] se expone un esquema de hardware particular compuesto por una bola que levita en medio de un caudal de aire dentro de un tubo.
- En [2], se realizaron ajustes adicionales en dicho esquema; tales ajustes consis-

tieron en la implementación de un ducto de diámetro variable para contrarrestar la relación no lineal entre la velocidad del aire y la altura de la esfera, y el uso de un direccionador de flujo para introducir características de uniformidad al caudal de aire de entrada. Gracias a estos ajustes se logró suspensión más estable de la esfera, sin embargo, se afirma que la dinámica de la planta continúa siendo no lineal debido a la fuerza de rozamiento y a las pérdidas en la expansión por la cercanía de la esfera con las paredes del ducto. Finalmente, se obtiene una representación matemática del sistema, la cual consiste en un conjunto de ecuaciones diferenciales cuyos coeficientes se calculan de manera experimental.

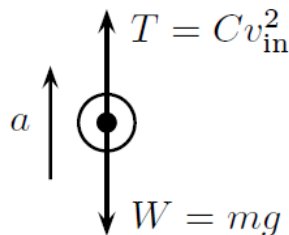


Figura 5: Diseño de cuerpo libre del sistema en [11] y [12].

- Del mismo modo, en [11] y [12] se describe un modelo muy simple de una bola dentro un tubo; se muestra cómo la linealización por realimentación permite utilizar un controlador PID. En cuanto a los parámetros de las ecuaciones, éstos pueden ser medidos fácilmente o pueden ser estimados a partir de los datos de entrada-salida del sistema (ver Figura 5). Al final, se obtiene una representación en espacio de estados de un modelo de segundo orden[12].
- En [14] se plantea un método de identificación y un control de posición del sistema. Al principio, se intenta obtener una representación matemática de la dinámica del sistema mediante leyes físicas; después, se concluye que el movimiento de la pelota describe un comportamiento complejo debido a la interacción de múltiples variables, lo cual dificulta obtener un modelo matemático preciso. Por último, se decide estimar un modelo lineal a partir de la identificación del sistema.

Se definen tres puntos de trabajo equidistantes debido a la no linealidad de la planta, y a través del Toolbox de identificación de MATLAB [15] se estiman las funciones de transferencia para cada uno.

Luego, a partir del análisis de la respuesta en frecuencia del sistema (Diagrama de Bode) se obtiene un modelo nominal ajustado a las repuestas en frecuencia de dichos puntos de trabajo [14]. Al final, se presenta un análisis comparativo de tres estrategias de control diferentes para el seguimiento de una referencia y el rechazo a perturbaciones:

- Control clásico basado en PID

- Control robusto H_{∞}
- Control basado en lógica difusa.

Se utiliza realimentación visual para detectar la altura del objeto y se controla la posición vertical de la esfera a través de un compresor de aire regulado por un variador de velocidad. En la Figura 6 se muestra el esquema de hardware de dicho sistema en lazo cerrado.

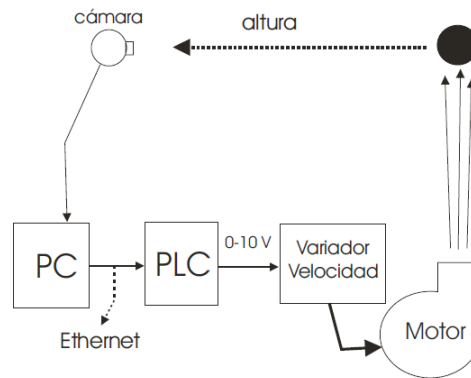


Figura 6: Estructura física del sistema en [14].

Técnicas de control

- En [8] y [9] se describe una estrategia de control basada en la linealización por realimentación. Se parte de un modelo clásico de la dinámica de fluidos y se estiman los estados del sistema utilizando datos obtenidos con visión estéreo. Las estrategias de control implementadas permiten realizar diferentes tareas de manipulación de objetos, tales como la clasificación de objetos basada en características físicas, el posicionamiento balístico de largo alcance y el seguimiento de trayectorias 3D³ a través de obstáculos. Todos los resultados se verifican con experimentos de hardware (ver Figura 3).
- En [11] y [12], la Universidad estatal de Ohio presenta una propuesta práctica de un sistema de levitación neumática, *The-Balls-in-Tubes*, la cual hace parte de varios experimentos de sistemas de control distribuido con redes de computador embebidas para el control de sus plantas de laboratorio. Fue diseñado para ser una herramienta académica de bajo costo, que permitiera el estudio y la implementación de estrategias de control, programación y asignación dinámica de recursos de forma distribuida y en red (DCS⁴) [11] (ver Figura 7).

³Las tres dimensiones del espacio.

⁴Sistema de Control Distribuido, por sus siglas en inglés.

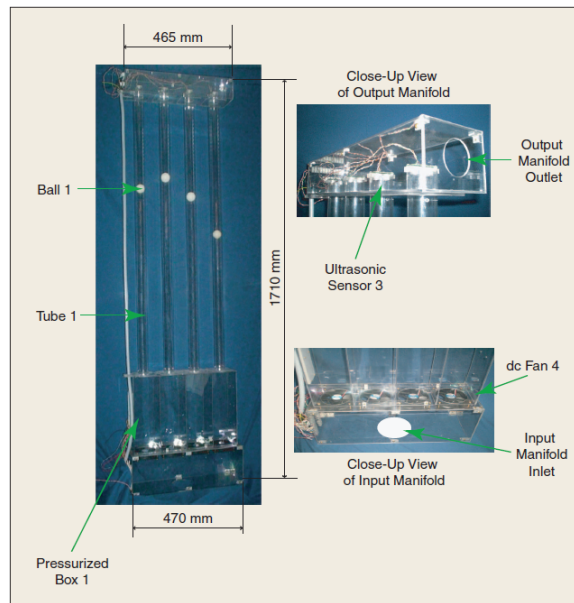


Figura 7: *The balls in tubes* [11] y [12].

Dicho trabajo consiste en balancear unas pelotas que se encuentran dentro de cuatro tubos a una determinada altura, fijando la presión del aire de forma óptima para mantener las esferas en una máxima altura promedio. Para esto, se implementan dos estrategias de asignación de recursos. La primera estrategia, denominada *Juggler*, se basa en mantener las pelotas en la vecindad de una altura común, de acuerdo con el aire que se tiene disponible en el *manifold* de entrada; la segunda, llamada *Dynamic Proportioning*, consiste en tener un controlador proporcional interno para cada tubo y, a través de un controlador externo que selecciona cada 10 segundos la altura deseada, se llevan las pelotas a dicho punto [11].

- En [13] se expone un estudio comparativo entre un esquema del control clásico (PID) y un esquema del control inteligente. Ambos tipos de control se implementan en un PLC⁵ para controlar la posición de un prototipo de levitación neumática. Dicho sistema se caracteriza por ser inestable, con una dinámica no lineal y sensible a perturbaciones (ver Figura 8).

Primero, se describe una estrategia del control clásico a través de un controlador PID; debido a la ausencia de un modelo matemático del sistema, los parámetros del controlador se estiman experimentalmente mediante el método del relé de Ziegler-Nichols. Luego, se presenta una estrategia de control basado en lógica difusa; a partir de la repuesta en el tiempo del sistema de lazo cerrado con el control PID, se obtiene una comprensión heurística del mismo, que permite formular las reglas de conocimiento del motor de inferencia para el nuevo controlador. Por último, se hace una evaluación comparativa del desempeño de ambos controladores

⁵Controlador Lógico Programable, por sus siglas en inglés.

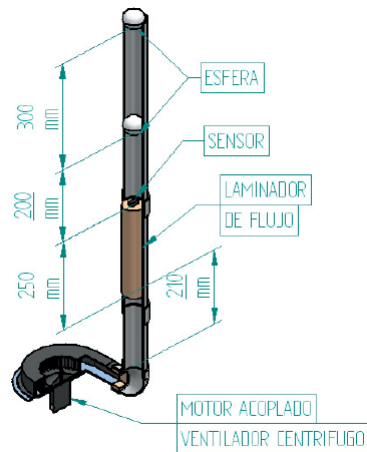


Figura 8: Estructura física del sistema en [13].

con respecto al seguimiento de la referencia y el rechazo a las perturbaciones [13].

Comparación entre el trabajo propuesto y otros trabajos similares

A modo de síntesis, en el caso del control basado en modelos, se busca obtener un modelo alrededor de un punto de trabajo que represente matemáticamente la dinámica del sistema; tal representación se obtiene usando técnicas de identificación [14] o mediante leyes físicas ([2], [8]-[9], [10], [11] y [12]) descritas normalmente por ecuaciones diferenciales, cuyos coeficientes se asumen conocidos; sin embargo, el diseño de experimentos para medir dichos coeficientes es dispendioso y en muchos casos requiere de una gran experiencia [16]. Con el fin de simplificar en gran medida dichas ecuaciones diferenciales, en los trabajos [2], [11] y [12] y [13] se expone una estructura física particular del sistema, compuesto por una bola que levita en medio de un caudal de aire dentro de un tubo.

Trabajos similares	Hardware del sistema		Control basado en un modelo		Estrategia de control que no precisa de un modelo
	Sin tubo	Con tubo	M. analíticos	Identificación	
[8] y [9]	•		•		
[11] y [12]		•	•		
[14]	•			•	
[10]	•		•		
[13]		•			•
[2]		•	•		
Propuesta		*		*	

Tabla 1: Comparación entre el trabajo propuesto y otros trabajos similares

A diferencia de los trabajos [8]-[9], [11]-[12], [10] y [13], descritos anteriormente, el propósito del presente trabajo de grado consiste en la identificación de un modelo matemático del módulo de levitación neumática; y en contraposición a [14], se parte del esquema de hardware descrito en [2], con el fin de desarrollar una herramienta académica para la implementación de controladores digitales en la materia de Sistemas de Control Digital (ver Tabla 1).

Presentación del módulo de levitación neumática

En la Figura 9 se muestra la disposición de las partes principales que componen el módulo de levitación neumática. En la Figura 10 se ilustran las partes que componen el sistema de levitación neumática construido en [2].

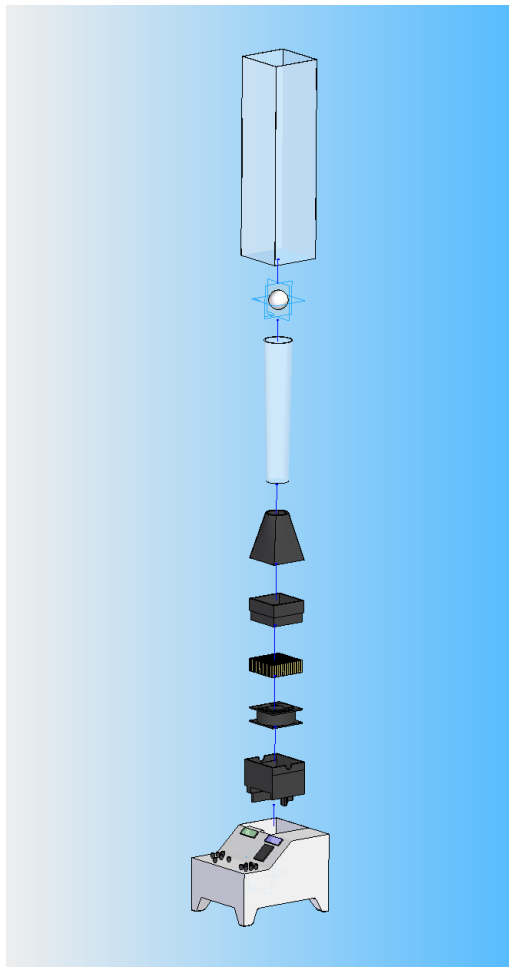


Figura 9: Vista explosionada de las partes del módulo de levitación neumática.

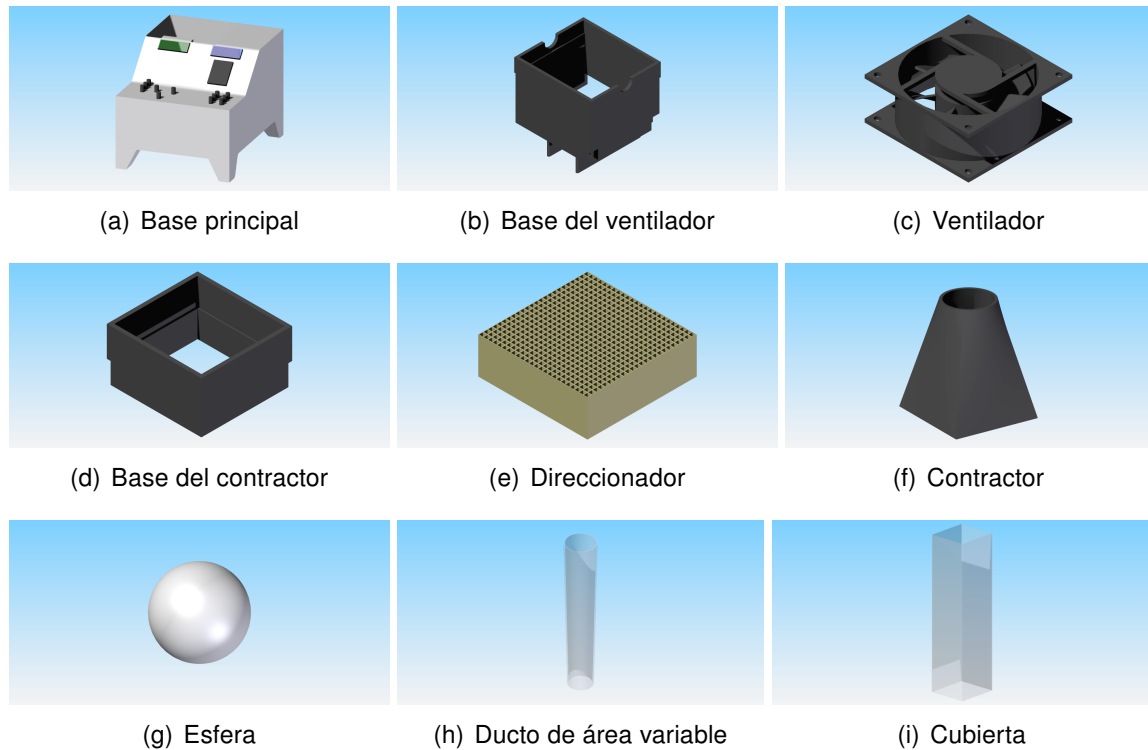


Figura 10: Partes del módulo de levitación neumática.

- a. **Base principal:** Chasis metálico que soporta las demás partes del módulo. Contiene una fuente de voltaje principal que alimenta el sistema electrónico con tensiones de ± 22 , ± 12 , $+5$ y 0 VDC. Cuenta, además, con un teclado para introducir un valor de consigna y dos pantallas LCD para la visualización de datos. Un microcontrolador convierte los datos que entrega el sensor a un nivel de voltaje proporcional a la altura de la esfera. Por último, el controlador PID analógico diseñado en [2] se conecta al chasis mediante un par de borneras; de esta manera, se cierra el lazo de control.
- b. **Base del ventilador:** Estructura de acrílico que mantiene fijo el ventilador.
- c. **Ventilador helicoidal:** Corresponde al actuador del sistema, su función es suplir el flujo de aire necesario para suspender la esfera dentro del tubo a una altura deseada. El caudal de aire suministrado para hacer levitar la esfera es proporcional al voltaje aplicado al ventilador; en la Figura 11 se ilustra la relación entre una señal de voltaje aplicada al ventilador y la altura de la esfera correspondiente. A partir de la gráfica, se tiene que la relación entre el voltaje aplicado al ventilador y la altura de la esfera es prácticamente lineal para el rango de voltajes entre 6.5 y 10.5 VDC. La señal de salida del controlador (esfuerzo de control), antes de ser aplicada al actuador, se convierte a un valor de tensión adecuado mediante un conversor

digital-analógico. El actuador seleccionado consiste en un ventilador DC, de los que se utilizan normalmente para refrigeración dentro de los ordenadores.

Una limitación significativa presente en este tipo de ventiladores es que poseen un ancho de banda bajo. Esto significa que su comportamiento es similar a un filtro pasa-bajos, limitando así el uso de señales de entrada moduladas por ancho de pulso de alta frecuencia.

- d. **Base del contractor:** Estructura de acrílico que sirve de estribo para el contractor.
- e. **Direccionador de flujo:** Su estructura física se asemeja al de un panal de abejas; su función principal es dar uniformidad al aire que pasa por su interior. Cuando el aire que sale impulsado desde el ventilador atraviesa los paneles del direccionador, las líneas de flujo se encausan en una trayectoria lineal; de esta manera se reducen de forma considerable las dinámicas de flujo de aire no deseadas, tales como pequeños remolinos y vórtices aleatorios.
- f. **Contractor:** Su función principal es filtrar las líneas de flujo de aire turbulentas que no han sido eliminadas por el direccionador y minimizar los efectos de la capa límite⁶ en las paredes del ducto, proporcionando una ganancia a la velocidad del aire.
- g. **Esfera:** Elemento uniforme y liviano, construido en poliestireno expandido, de 6.5 cm de diámetro.
- h. **Ducto de área variable:** Estructura física cuya función principal es canalizar el flujo de aire. Potencia el caudal de entrada, provee mayor estabilidad al sistema y facilita enormemente la suspensión de la esfera. Su geometría voluble permite compensar los pequeños cambios de presión con respecto a la altura del ducto.
- i. **Cubierta:** Carcaza de acrílico que protege el tubo.

⁶Área donde se encuentran las líneas de flujo de aire con la superficie de la esfera.

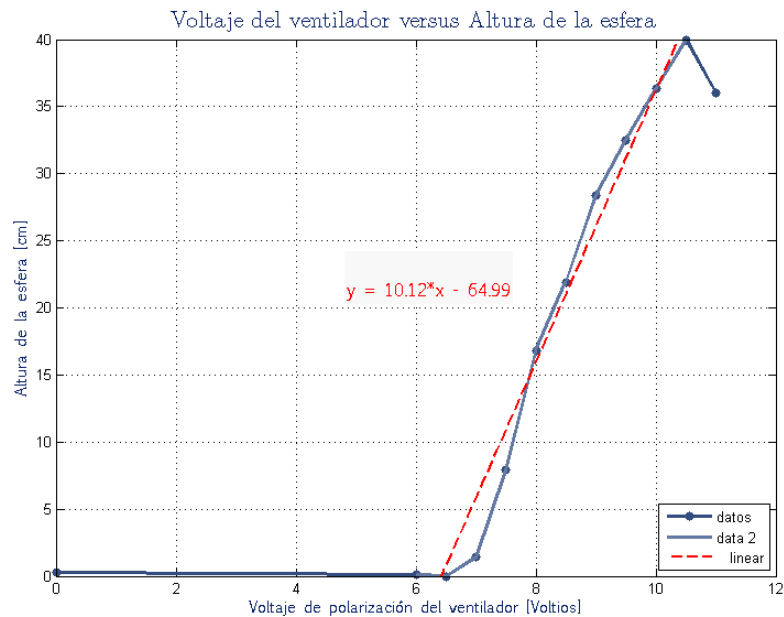


Figura 11: Relación entre el voltaje aplicado al ventilador contra la altura de la esfera.

A partir de la estructura inicial del módulo de levitación neumática se proponen algunos cambios importantes en el bloque de sensado y de control.

En el diseño del módulo de levitación neumática inicial, el proceso de medición de la variable controlada es el siguiente:

- En cada lectura, el sensor ultrasónico emite un pulso proporcional a la altura de la esfera.
- Luego, dicho valor es convertido a un número digital por un micro-controlador de 8 bits, cabe resaltar, que en el cálculo de la altura de la esfera se introducen errores de cuantización y redondeo debido a las limitaciones del tamaño de palabra del micro-controlador.
- Posteriormente, este número digital se traduce a un nivel de tensión proporcional a través de un convertor analógico-digital de 8 bits; en este paso se añaden nuevamente errores de cuantización en la medición, debido a la baja resolución del convertor.

Para la implementación del controlador, se utilizará una de las placas Arduino Mega⁷ recientemente adquiridas por la Universidad. Los pasos a seguir son los siguientes:

⁷En el *Capítulo 3* se hará una descripción más extensa de esta tarjeta.

- Diseño de un algoritmo de control.
- El algoritmo diseñado se codifica en un lenguaje de programación.
- Luego, el código resultante se embebe en el micro-controlador de la placa.
- Finalmente, la medición de la altura de la esfera y el control se hacen mediante una única tarjeta de forma digital.

Capítulo 1

Identificación del sistema

La identificación es una técnica utilizada para la determinación de modelos matemáticos de sistemas dinámicos a partir de datos experimentales, en la que se toma al sistema como una caja negra y se encuentra un modelo a partir de la medición de señales de entrada-salida [17]. Un modelo es una representación matemática que reproduce, bajo ciertas condiciones, la dinámica de un sistema físico; puede tener diferentes propósitos, que van desde la simulación de la respuesta del sistema hasta el diseño de controladores.

El presente capítulo está dividido en tres partes: primero, se describe un procedimiento para caracterizar el nivel de ruido del sensor utilizado; después, se presenta un método de identificación basado en la respuesta en frecuencia del sistema; y por último, se obtiene un modelo de la planta.

1.1. Nivel de ruido del sensor

Entrada nula: Con el fin de determinar el ruido inherente en la medida del sensor mientras la esfera permanece estática, se realizan mediciones de altura de la esfera sin aplicar señales de entrada al sistema. La adquisición de las señales de entrada y salida de la planta se realizó a través de una placa Arduino Mega; para cada entrada se tomó un conjunto de $N = 2000$ muestras, con un periodo de muestreo de $T_s = 0.02$ s (ver Figura 1.1).

Entrada tipo escalón: Se aplica un señal escalón de 8.0 V DC a la planta; para medir dicha señal, primero se divide a la mitad, ya que la máxima tensión de entrada al convertor analógico-digital es de 5 V DC, y luego se amplifica dos veces de manera digital. La adquisición de los datos se ve afectada por el ruido eléctrico inducido por el ventilador (ver Figura 1.2(a)).

Una vez la planta alcanza el estado estacionario, se mide la altura de la esfera a través del sensor de ultrasonido (ver Figura 1.2(b)).

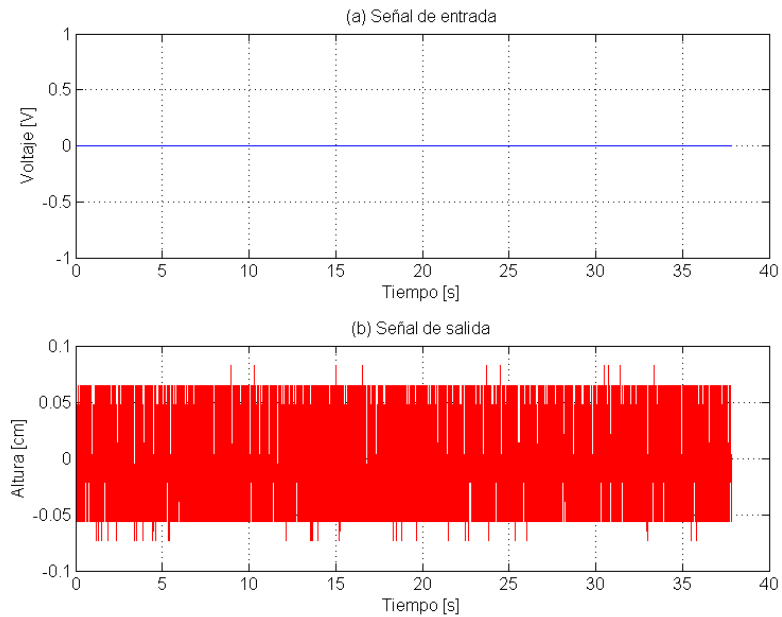


Figura 1.1: Respuesta del sistema ante una entrada nula medida por el sensor

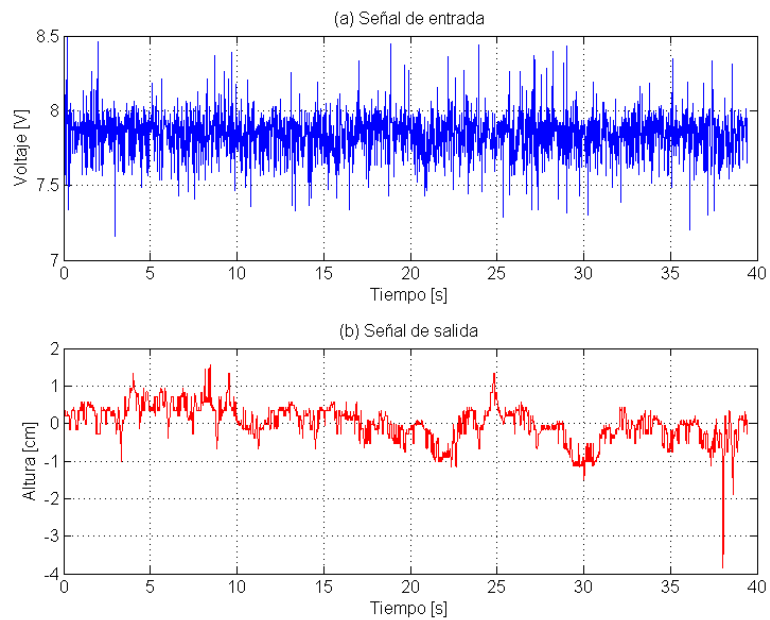


Figura 1.2: Respuesta del sistema ante una entrada tipo escalón medida por el sensor

Análisis de los resultados: La Tabla 1.1 resume un análisis estadístico de la respuesta del sistema ante una entrada nula y una entrada tipo escalón.

Entrada tipo escalón [V]	0.0	8.0
Media aritmética [cm]	43.216974	21.397156
Desviación estándar [cm]	0.057340	0.477470
Coefficiente de variación relativa [%]	0.132679	2.231466

Tabla 1.1: Medidas de variación

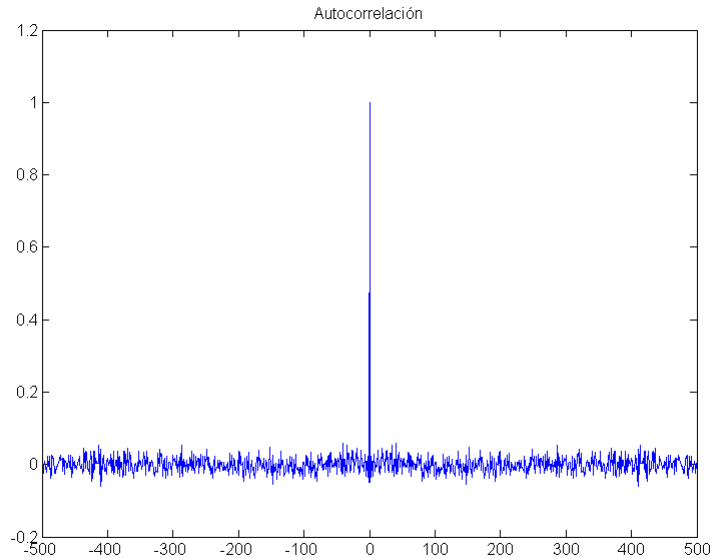
- **Media aritmética:** Corresponde al valor promedio de la altura de la esfera con respecto a cada señal de entrada.
- **Desviación estándar:** Representa la variación de los valores de altura de la esfera con relación al promedio; en los dos casos, dicha variación se puede interpretar como baja, dado que se encuentra en el orden de los 10^{-3} m.
- **Coefficiente de variación relativa:** Indica, a escala porcentual, qué tan variables son unos datos respecto a su media; para ambos casos el coeficiente de variación es inferior al 5 %, por lo tanto, los valores de altura de la esfera presentan poca variabilidad.
- **Función de autocorrelación:** Es una representación matemática que indica el grado de similitud entre una señal dada y una versión desfazada de sí misma en intervalos de tiempo sucesivos (τ).

El cálculo de la función de autocorrelación proporciona un valor normalizado que puede variar entre $+1$ y -1 ; un valor $+1$ representa una correlación positiva, es decir, un incremento en una de las señales produce un aumento en la otra señal; mientras que, un valor -1 indica una correlación negativa perfecta, esto es, un incremento en una de las señales produce una disminución proporcional en la otra señal; finalmente, un valor 0 significa que no existe una relación lineal entre las variables.

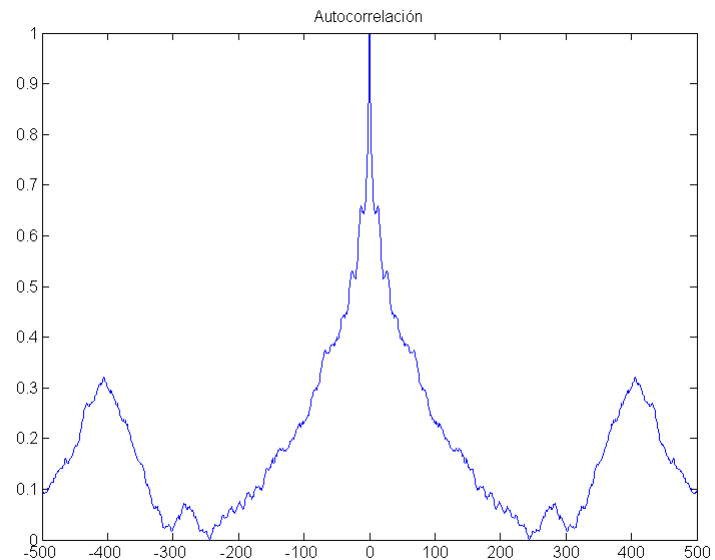
- Para las señales de entrada y salida con autocorrelaciones distintas de cero, no puede asumirse independencia.
- La función de correlación de funciones periódicas es también periódica.

A partir de las curvas de autocorrelación de las señales de entrada se concluye lo siguiente: En la Figura 1.3(a), la señal de entrada escalón describe un comportamiento similar al ruido blanco, el cual se caracteriza porque sus valores en dos instantes de tiempo diferentes no tienen correlación estadística y solamente alcanzan un valor máximo para un desplazamiento $\tau = 0$.

En las figuras 1.3(b) y 1.4 las curvas de autocorrelación de las señales de salida describen una relación estadística lineal, ya que, para $\tau = 0$ la función toma un valor de +1 y para $\tau \neq 0$ toma valores entre $[0, +1)$. Cuanto más lentamente decae la curva de autocorrelación, produce mayor grado de dependencia estadística de los datos a lo largo del tiempo, y por lo tanto, mayor redundancia.



(a) Función de autocorrelación de la señal de entrada



(b) Función de autocorrelación de la señal de salida

Figura 1.3: Funciones de autocorrelación para una entrada escalón

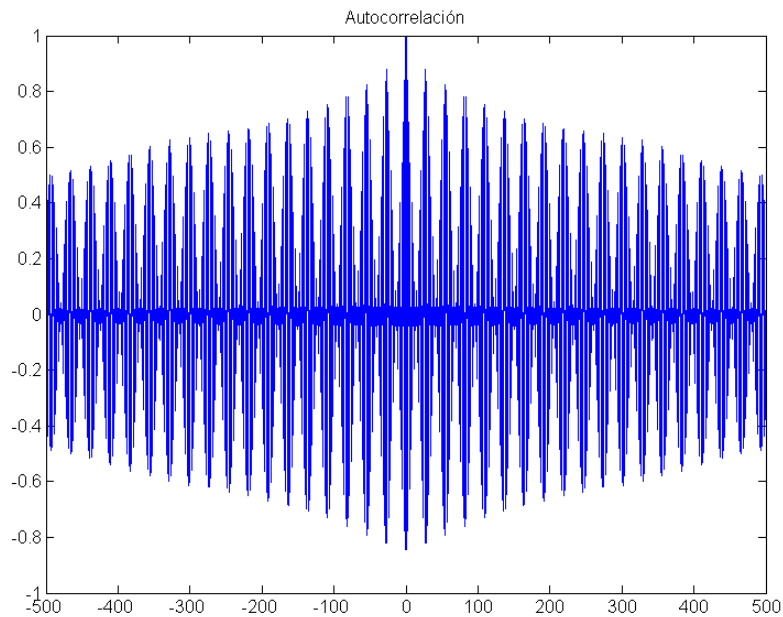


Figura 1.4: Función de autocorrelación de la señal de salida ante una entrada nula

De acuerdo a los resultados de la Tabla 1.1, la medida de posición suministrada por el sensor es buena, ya que los datos de las señales de entrada nula y entrada escalón presentan un variabilidad menor del 5 % respecto al valor promedio. No obstante, a partir de las curvas de autocorrelación de las señales de salida (ver figuras 1.3(b) y 1.4) se observa la introducción de un componente oscilatorio, el cual representa dinámicas de la planta difíciles de modelar que pueden afectar la medición de los datos, por ejemplo, el traslape de las ondas de ultrasonido cuando rebotan contra las paredes del tubo (efecto de interferencia).

1.2. Estimación de la función de frecuencia

Previo al análisis y al diseño de un sistema de control es preciso obtener un modelo de la planta. Hacerlo por métodos analíticos suele ser una tarea ardua y, en algunos casos, puede no ser lo suficientemente precisa para el diseño de un controlador; una alternativa es el modelamiento con base en datos experimentales. A continuación, se describe un método de identificación para la estimación de una función de transferencia de la planta, a partir de mediciones simples de la respuesta del sistema en el dominio de la frecuencia.

Un sistema lineal $G(k)$ puede ser descrito mediante su respuesta al impulso, la cual se denota como $g(k)$. La respuesta de dicho sistema ante cualquier otra señal $u(k)$ se

puede calcular como la convolución de $g(k)$ con $u(k)$, así:

$$y(k) = \sum_{l=0}^{\infty} g(l)u(k-l), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (1.1)$$

«Si una señal senoidal de frecuencia ω_0 , amplitud A y fase θ excita un sistema lineal, desde $k = -\infty$, la respuesta de este sistema será, para $k \geq 0$, una señal también senoidal de frecuencia ω_0 , de amplitud $A|G(e^{i\omega_0})|$ y fase $\theta + \phi$ » [16]. Por lo tanto, si se aplica una señal de entrada $u(k)$ al sistema

$$u(k) = A \cos(\omega_0 k + \theta) \quad (1.2)$$

en la salida se obtendrá una señal de la forma

$$y(k) = A|G(e^{i\omega_0})| \cos(\omega_0 k + \theta + \phi), \quad k \geq 0 \quad (1.3)$$

Ahora bien, la Ecuación 1.3 solo es válida para $k \geq 0$. De otra forma, $y(k)$ contendrá términos asociados con la respuesta transitoria del sistema.

Lo anterior sugiere una técnica sencilla para estimar la curva de respuesta en frecuencia, la cual consiste en excitar un sistema dinámico con señales sinusoidales de diferentes frecuencias en un rango determinado, y medir en cada caso la amplitud y fase de estado estacionario de la señal de salida.

Para llevar a cabo la prueba de la respuesta en frecuencia debe contarse con un dispositivo generador de funciones. Los rangos de frecuencia recomendados son de 0.001 a 10 Hz para sistemas con constantes de tiempo grandes y de 0.1 a 1000 Hz para sistemas con constantes de tiempo pequeñas; además, la señal sinusoidal debe estar razonablemente libre de armónicos o distorsión [18]. Dado que se conocen los parámetros de la señal de entrada, la razón entre las amplitudes proporcionará una estimación de $|G(e^{i\omega_0})|$, y la diferencia de fases dará una estimación de $\arg\{G(e^{i\omega_0})\}$ [16]; a partir de $|G(e^{i\omega_0})|$ y $\arg\{G(e^{i\omega_0})\}$ será posible construir un diagrama de Bode del sistema y, en consecuencia, obtener una función de transferencia alrededor de un punto de operación.

A pesar de lo sencilla que aparenta ser la técnica anterior, el ruido eléctrico presente en el ambiente afecta la medición de los datos y dificulta la correcta determinación de la curva de respuesta en frecuencia; por lo tanto, se propone la utilización de tres métodos para su correcta estimación. Primero, se presenta un análisis de correlación que consiste en medir el grado de similitud entre las señales de entrada y de salida; luego, se describe un método de optimización basado en el mejor ajuste de curvas; finalmente, se detalla un análisis espectral de las señales de entrada y de salida del sistema.

1.2.1. Análisis frecuencial por el método de correlación

La función de correlación es una medida de similitud entre dos señales, normalmente se utiliza para encontrar características importantes dentro de una señal desconocida a partir de otra que sí se conoce, como por ejemplo, la periodicidad de una señal enmascarada bajo el ruido eléctrico, o la identificación de la frecuencia fundamental de una señal, que no contiene dicho componente, pero que sí tiene numerosas frecuencias armónicas.

Con base en el análisis de correlación descrito en [16], se tiene lo siguiente: suponiendo que el sistema a identificar se excita con una señal $u(k)$ según la Ecuación 1.2 y que se dispone de un conjunto de N medidas de la señal $y(k)$ en estado estacionario, la correlación entre $y(k)$ y $\cos(\omega_0 k)$ se representa de acuerdo con las ecuaciones 1.4 y 1.5.

$$Ic(N) = \frac{A}{2} |G(e^{i\omega_0})| \cos(\theta + \phi) \quad (1.4)$$

$$Is(N) = \frac{A}{2} |G(e^{i\omega_0})| \sin(\theta + \phi) \quad (1.5)$$

Donde,

$$|G(e^{i\omega_0})| = \frac{\sqrt{Ic^2(N) + Is^2(N)}}{A/2} \quad (1.6)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{Is(N)}{Ic(N)}\right) - \theta \quad (1.7)$$

Procedimiento

A continuación, se describe el procedimiento experimental propuesto por [19] para la estimación de la curva de respuesta en frecuencia del sistema.

- a. Adicionar una extraseñal $u(k) = A \cos(\omega_0 k + \theta)$ a la señal que mantiene el sistema en el punto de operación deseado.
- b. Esperar hasta que se termine la respuesta transitoria, debido a la adición de $u(k)$.
- c. Una vez se ha estabilizado la salida, tomar un conjunto suficientemente grande de muestras de esta señal.
- d. Repetir los pasos anteriores para diferentes valores de ω_0 .

Una vez se completó el procedimiento anterior, se obtuvieron dos conjuntos de datos de muestras de las señales de entrada y de salida.

$$u(k) = A \sin(2\pi f k + \alpha) + B = A \cos(2\pi f k + (\alpha - \pi/2)) + B \quad (1.8)$$

Se aplicaron señales de entrada (según la Ecuación 1.8), en el rango de frecuencias de $f = \{0.02, 0.10, 0.15, \dots, 2.00\}$ Hz, con amplitudes en el intervalo de $A = \{1.5, \dots, 10\}$ V y un único nivel de DC de $B = \{8.6\}$ V (punto de operación); para cada valor de frecuencia del intervalo mencionado se tomaron $N = 2000$ muestras con un periodo de muestreo de $h = 0.02$ s.

El mínimo valor de frecuencia proporcionado por el generador de funciones es de 0.02 Hz, de ahí en adelante se hicieron incrementos de 0.05 Hz hasta que la oscilación de la esfera fuera visiblemente imperceptible (a pesar de aumentar la amplitud de la señal de entrada). No se aplicaron señales de entrada con amplitud constante, ya que el sistema las atenuaba de manera proporcional respecto al valor de su frecuencia.

En la Figura 1.5 se advierte que la curva de correlación (en rojo) no se ajusta en todos los casos a la curva real de salida (en azul), por lo tanto, la utilización de este método no garantiza un correcta estimación de la amplitud y fase de la señal de salida. Para solucionar este problema se propone la aplicación de un segundo método.

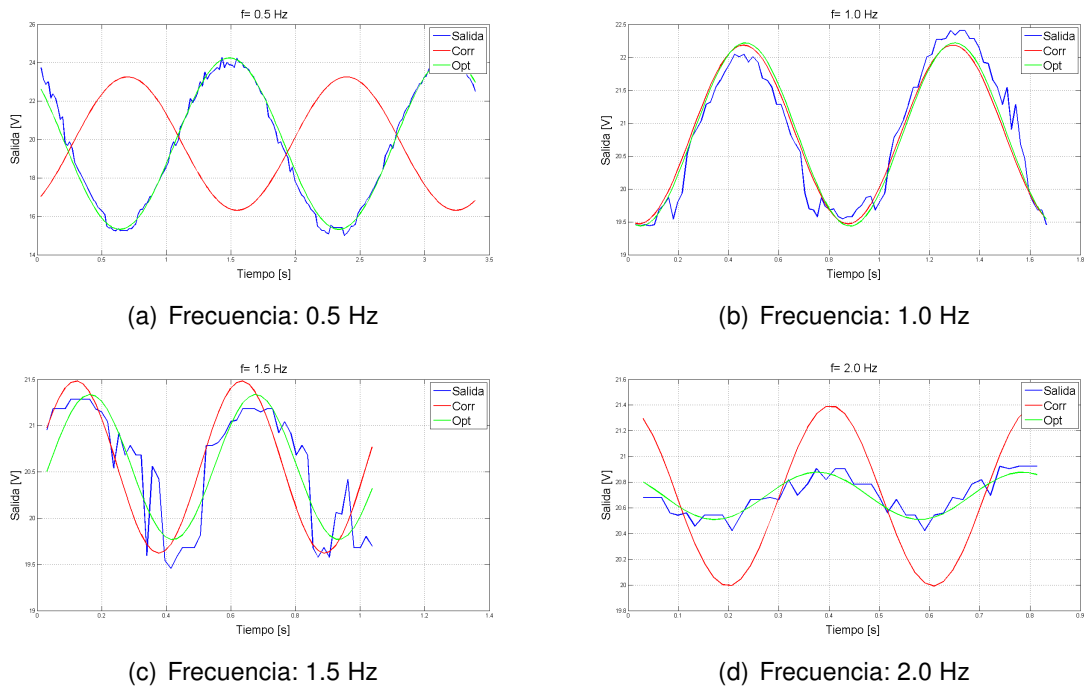


Figura 1.5: Curvas de salida estimadas mediante el método de correlación (en rojo) y a través del método de optimización (en verde)

1.2.2. Análisis frecuencial por el método de optimización

Dado un conjunto de N muestras de la señal de salida, se busca una función que se ajuste mejor a estos datos; para esto, se usa un método de optimización con base en el criterio del mínimo error cuadrático.

En la Figura 1.5 se ilustra una equivalencia los datos de la señal de salida (en azul) y la curva obtenida mediante el método de optimización mencionado (en verde), para cada componente frecuencia en el intervalo de $[0.02, 2]$ Hz. A partir de las curvas de optimización se estimaron los parámetros de amplitud y fase de las señales de salida; esto se hizo con el fin de obviar el ruido inherente en la medición de los datos y los efectos de atenuación que afectan la amplitud de las señales de entrada a medida que la frecuencia se aproxima al ancho de banda del sistema.

Una vez terminado el proceso anterior, se construyó un diagrama de Bode que describe la relación existente entre los parámetros de magnitud (en dB) y fase (en grados) de las señales de entrada y salida del sistema, en función de la frecuencia (en rad/s). Si bien las curvas de optimización estimadas se ajustaron correctamente a las señales de salida discretas en todos los casos, en la Figura 1.6 se muestra una respuesta bastante irregular de la gráfica de fase, mientras que en la gráfica de magnitud se describe un comportamiento típico de un sistema dinámico.

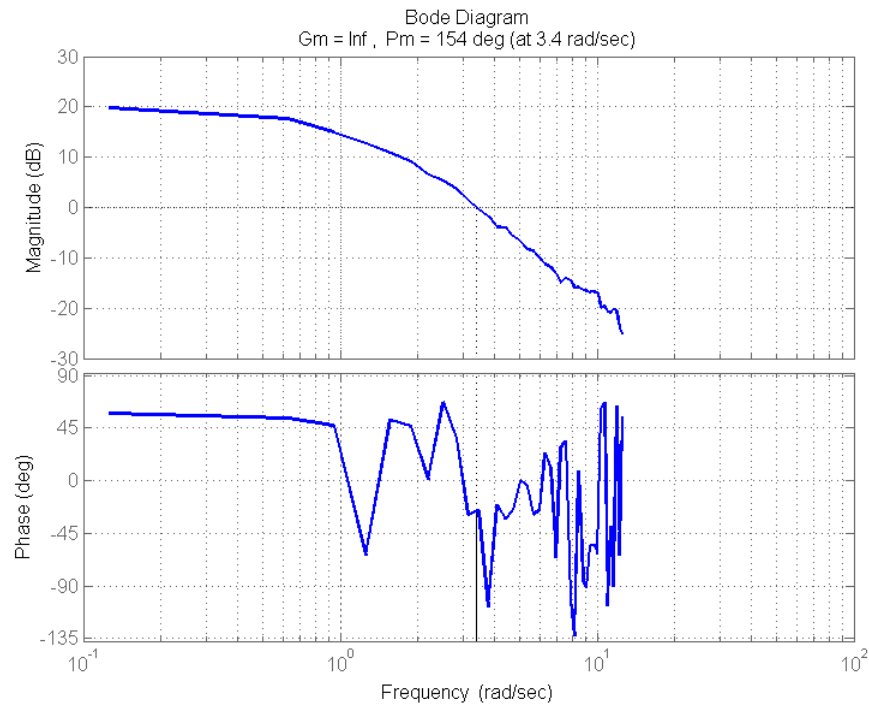


Figura 1.6: Curva de respuesta en frecuencia por el método de optimización

Finalmente, se presenta un tercer método con base en el análisis espectral o análisis de Fourier de las señales de entrada y salida medidas; dicho análisis consiste en descomponer señales complejas (en el dominio del tiempo) en señales más simples (en el dominio de la frecuencia), a partir de las cuales se puede extraer información relevante.

1.2.3. Análisis espectral por el método de Fourier

Así como la representación de sistemas lineales mediante la suma de convolución descrita en la Ecuación 1.1 se basa en la expresión de señales como una combinación lineal de impulsos desplazados, en el presente método se explora una representación alternativa de sistemas como combinación lineal de un conjunto de señales básicas, para lo cual se usan exponenciales complejas. Las representaciones resultantes se conocen como la *serie* y la *transformada de Fourier*.

Mediante la serie de Fourier es posible expresar una señal periódica como una suma ponderada de exponenciales complejas relacionadas armónicamente; posteriormente, se utiliza la transformada discreta de Fourier para encontrar los parámetros de amplitud y de fase de la función de frecuencia $G(e^{i\omega_0})$, a través de los espectros de coeficientes resultantes de las señales de entrada y salida discretas; luego, se obtiene un par de datos de amplitud y fase para cada componente de frecuencia en el intervalo de $[0.02, 02]$ Hz, y por último, con base en estos datos, se construye un diagrama de Bode que describe la respuesta en frecuencia del sistema. A continuación, se hace una breve descripción de las herramientas matemáticas utilizadas en este método para la obtención de la curva de respuesta en frecuencia. No se ahonda ni en las particularidades ni en las demostraciones de las ecuaciones presentadas, ya que no es competencia del presente trabajo y, además, existe abundante información en la literatura al respecto.

Representación de las señales en series de Fourier

Toda señal periódica, sin importar cuán complicada parezca, puede ser reconstruida a partir de sinusoides cuyas frecuencias son múltiplos enteros de una frecuencia fundamental, eligiendo las amplitudes y fases adecuadas [20].

El conjunto total de exponenciales complejas discretas que son periódicas, cuyo periodo fundamental es el mínimo entero positivo de N , y el valor $\omega_0 = 2\pi/N$ su frecuencia fundamental, está dado por:

$$\phi_n[k] = e^{jn\omega_0 k} = e^{jn(\frac{2\pi}{N})k}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.9)$$

La representación de una señal periódica en la forma de la Ecuación 1.10 se conoce

como la representación de la *serie de Fourier* o *ecuación de Síntesis*, y la Ecuación 1.11 como *ecuación de Análisis*. Los coeficientes de la *serie discreta de Fourier* a_n normalmente se denominan coeficientes espectrales de $X[k]$, los cuales descomponen a $X[k]$ en una suma de N exponenciales complejas [20]. Todas estas señales tienen frecuencias fundamentales que son múltiplos enteros de $2\pi/N$ y, por lo tanto, están relacionadas armónicamente¹.

$$X[k] = \sum_{n=(N)} a_n e^{jn\omega_0 k} = \sum_{n=(N)} a_n e^{jn(\frac{2\pi}{N})k}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1.10)$$

$$a_n = \frac{1}{N} \sum_{k=(N)} x[k] e^{-jn\omega_0 k} = \frac{1}{N} \sum_{k=(N)} x[k] e^{-jn(\frac{2\pi}{N})k} \quad (1.11)$$

De esta manera, en la Ecuación 1.11 el término para $k = 0$ es una constante y corresponde al valor de corriente continua. Los términos para $k = \pm 1$ tienen una frecuencia fundamental igual a ω_0 y se conocen en conjunto como *componentes fundamentales* o *componentes de la primera armónica*. En general, los componentes para $k = \pm N$ se denominan componentes de la N -ésima armónica [20].

La transformada de Fourier

En el ítem anterior se desarrolló una representación de señales periódicas como combinaciones lineales de exponenciales complejas. A partir de esto, se utiliza la *transformada de Fourier* para construir el espectro de coeficientes resultantes de la *serie de Fourier*.

Sean:

$$X[k] = \frac{1}{2N} \int_{2\pi} X(e^{jw}) e^{jwk} dw \quad (1.12)$$

$$X(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X[k] e^{-jwk} \quad (1.13)$$

La función $X(e^{jw})$ se conoce como la *transformada de Fourier en tiempo discreto*. Las ecuaciones 1.12 (*ecuación de Síntesis*) y 1.13 (*ecuación de Análisis*) se conocen como el *par de transformadas de Fourier*. Como en el caso continuo, normalmente se hace referencia a la *transformada de Fourier* como el espectro de $X[k]$, ya que proporciona información importante de $X[k]$ al descomponerla en exponenciales complejas de diferentes frecuencias [20].

Debido a la gran aceptación y al uso extendido de la transformada discreta de Fourier (DFT), se propone su utilización para la aplicación del presente método. La DFT se basa en un algoritmo desarrollado para adaptarse perfectamente a la ejecución digital de los ordenadores (FFT), esto reduce considerablemente los tiempos de procesamiento del cálculo de las transformadas [20].

¹Debido a que las exponenciales complejas discretas que difieren en frecuencia por un múltiplo de 2π son idénticas, cuando k se cambia en las ecuaciones 1.10) y 1.11) por cualquier múltiplo entero de N , se genera la misma secuencia. Esto se indica expresando los límites de las sumatorias como $k = (N)$.

Determinación de la curva de respuesta en frecuencia

Teniendo en cuenta que cualquier señal se puede representar como una suma ponderada de exponenciales complejas, de acuerdo a la teoría del análisis de Fourier, dadas $u(k)$ y $y(k)$ se pueden determinar fácilmente los parámetros de amplitud y fase de ambas señales a partir de los parámetros de sus componentes fundamentales. Esto es posible gracias a que el primer armónico contiene la mayor cantidad de información de una señal (amplitud) y oscila a la misma frecuencia.

Así pues, mediante la aplicación de la DFT sobre cada una de las señales de entrada y salida del sistema, se estimaron los parámetros de amplitud y fase de la función de frecuencia $G(e^{i\omega_0})$ respectivos. En la Figura 1.9(a) se ilustra la gráfica de magnitud del espectro de frecuencia de dos señales: una entrada y una salida; para una señal de entrada particular con una frecuencia de $f = 0.10$ Hz, el cálculo de su magnitud es:

$$|G(e^{i(2\pi \cdot 0.10)})| \approx 10.7940/1.2964 \text{ V/V} \approx 8.326134$$

Para el cálculo de la fase (ver Figura 1.9(b)) se realiza lo siguiente:

$$\theta \approx (-144.9925 - 105.3569)^\circ \approx -250.3494^\circ \equiv 109.6506^\circ.$$

Siguiendo este mismo proceso para cada componente de frecuencias del intervalo mencionado, se construyó la gráfica de respuesta en frecuencia mostrada en la Figura 1.8.

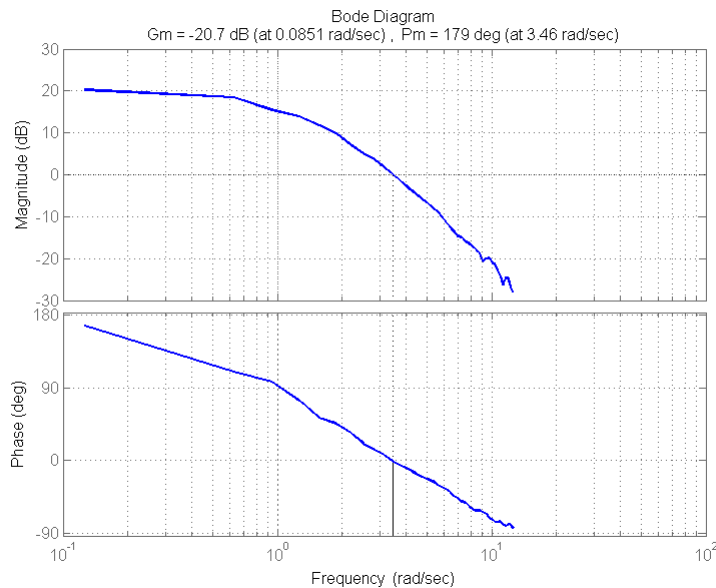
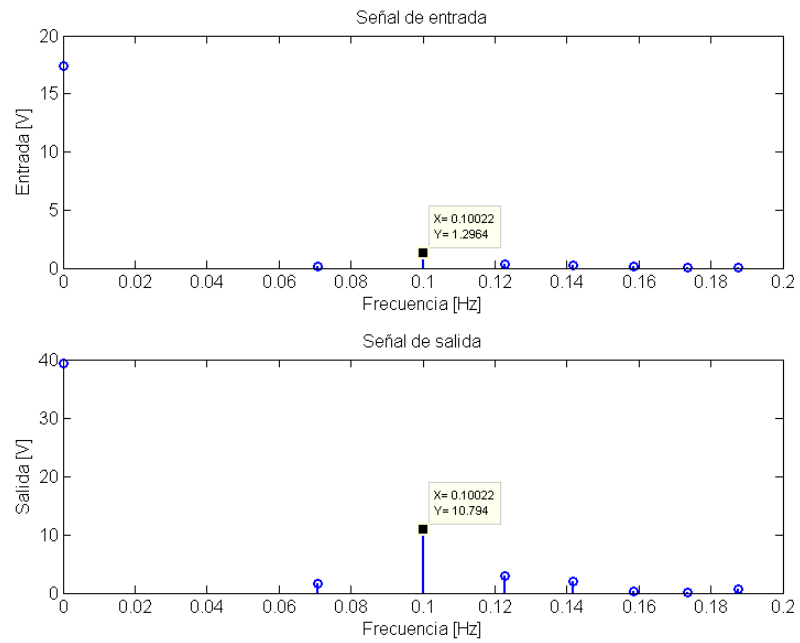
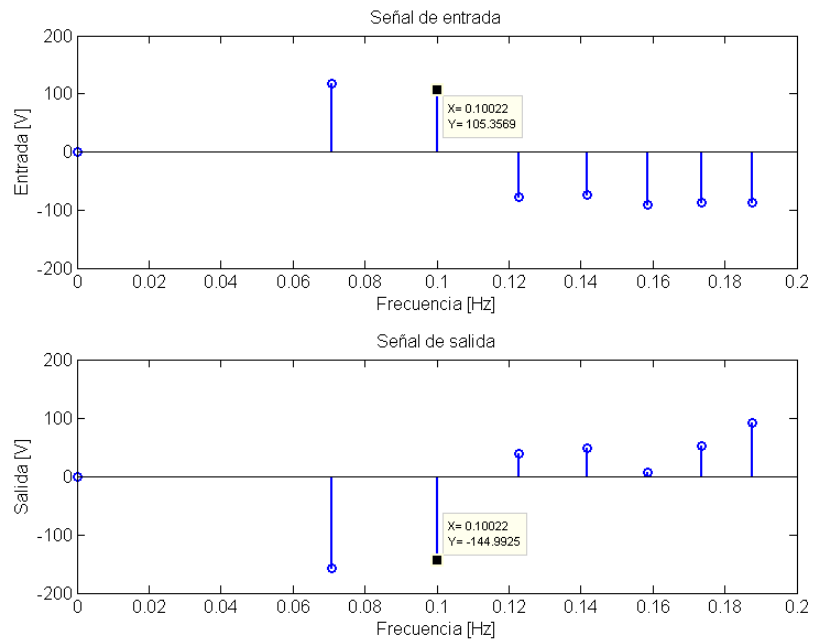


Figura 1.8: Curva de respuesta en frecuencia por el método de Fourier



(a) Gráfica de magnitud



(b) Gráfica de fase

Figura 1.9: Espectro de coeficientes de $y(k)$ y $u(k)$ para una señal de entrada de frecuencia $f = 0.1$ Hz.

1.3. Obtención de un modelo de la planta

A partir del diagrama de Bode mostrado en la Figura 1.8 es posible obtener una función de transferencia de la planta; para esto, se realiza un ajuste de curvas basado en el criterio del mínimo error cuadrático, el cual consiste en encontrar una función polinomial en términos de la variable compleja s que mejor se ajuste a los datos de dicha curva.

1.3.1. Selección de una estructura

Los criterios de selección para la estructura del modelo dependen del conocimiento a priori que se tenga de la planta, en muchos casos, este conocimiento permite que el proceso pueda ser descrito como un sistema lineal alrededor de un punto de operación deseado. Con base en un trazado asintótico sobre las gráficas de magnitud y fase, se proponen 4 estructuras distintas:

- a. Modelo de segundo orden

$$G_1(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (1.14)$$

- b. Modelo de tercer orden

$$G_2(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau_3 s + 1)} \quad (1.15)$$

- c. Modelo de tercer orden con retardo de tiempo

$$G_3(s) = \frac{K e^{-Ls}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau_3 s + 1)} \quad (1.16)$$

- d. Modelo de cuarto orden

$$G_4(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau_3 s + 1)(\tau_4 s + 1)} \quad (1.17)$$

1.3.2. Estimación de parámetros

Se basa en encontrar los parámetros de las estructuras propuestas que se ajusten mejor a los datos experimentales².

²Se habla de ajuste de la ecuación a los datos o ajuste de curvas, ya que se trata de adaptar la ecuación a los datos variando los valores de sus parámetros, y no al contrario.

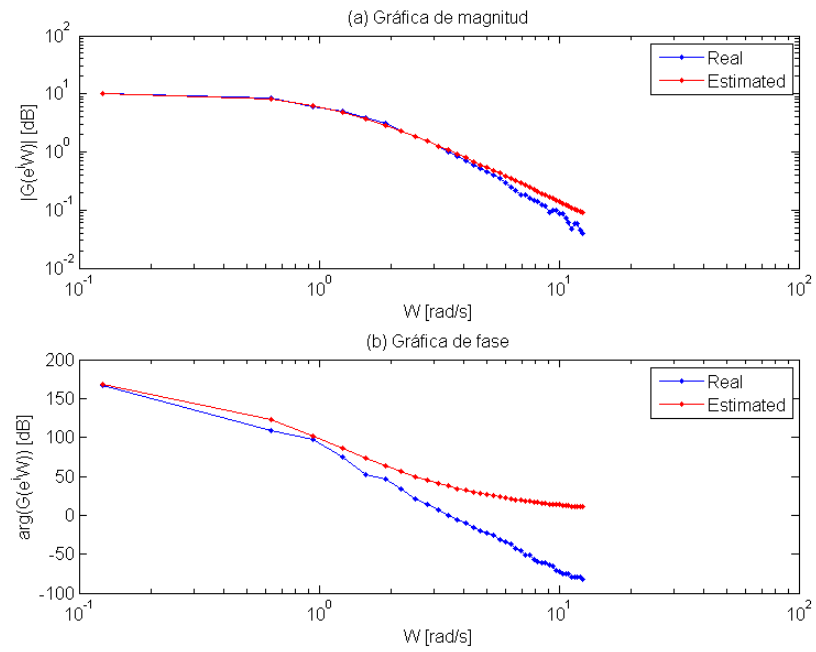


Figura 1.10: Ajuste de curvas: modelo de segundo orden

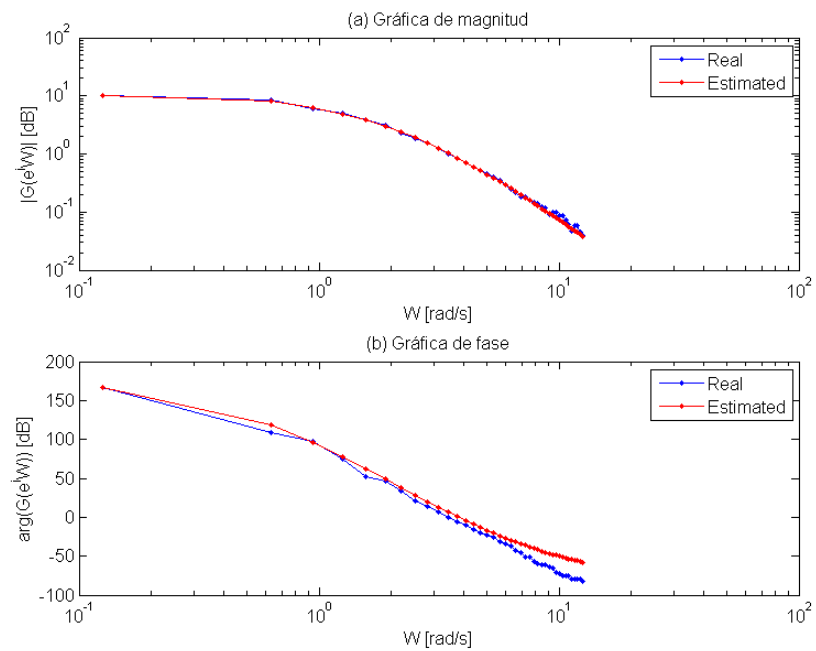


Figura 1.11: Ajuste de curvas: modelo de tercer orden

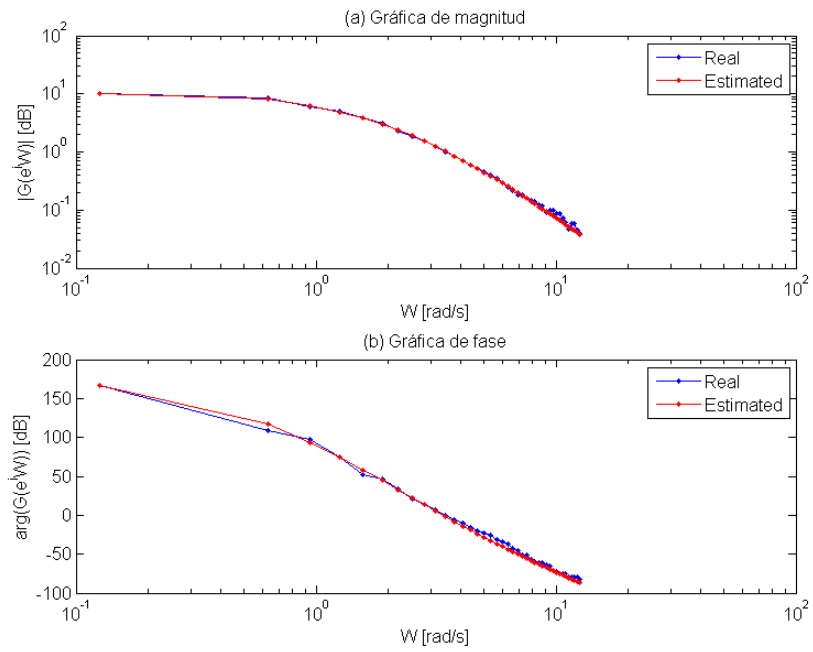


Figura 1.12: Ajuste de curvas: modelo de tercer orden con retardo de tiempo

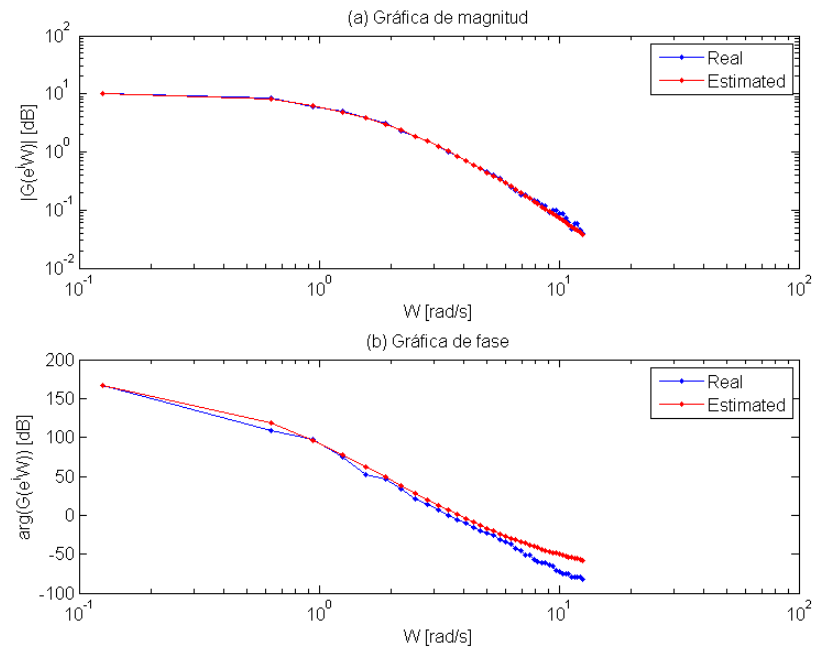


Figura 1.13: Ajuste de curvas: modelo de cuarto orden

En las figuras 1.10 a 1.13, se presentan las gráficas obtenidas mediante el método de ajuste de curvas; en cada una se ilustra la correspondencia de cada estructura (en rojo) a los datos de la respuesta en frecuencia del sistema (en azul). En la Tabla 1.2 se detallan las funciones de transferencia estimadas para cada una de las estructuras propuestas; se incluye además la sumatoria de los cuadrados de los errores en cada caso.

Estructura	Función de transferencia obtenida	Mínimo error cuadrático resultante
Orden II	$G_1(s) = \frac{-14.2348}{(s + 1.167)^2}$	0.4819246031
Orden III	$G_2(s) = \frac{-81.3785}{(s + 4.383)(s + 1.991)(s + 0.8938)}$	0.2904368298
Orden III con retardo	$G_3(s) = \frac{-81.379 e^{-0.04s}}{(s + 4.383)(s + 1.991)(s + 0.8938)}$	0.2904368373
Orden IV	$G_4(s) = \frac{7917466.5772}{(s - 9.732e004)(s + 4.381)(s + 1.991)(s + 0.8938)}$	0.2904367417

Tabla 1.2: Funciones de transferencia resultantes del ajuste de curvas

1.3.3. Criterios de selección

Cuando se formula un problema de identificación, es necesario definir un criterio para medir qué tan bien se ajusta el modelo a los datos experimentales, para esto, se debe tener en cuenta lo siguiente:

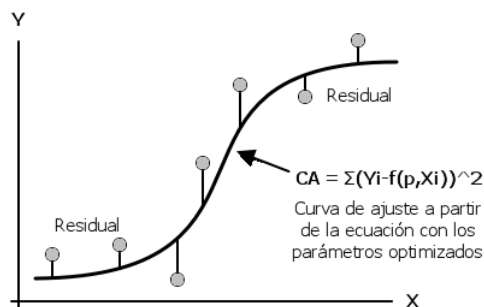


Figura 1.14: Ajuste de curvas: criterio de los mínimos cuadrados

- Seleccionar la función de transferencia que presente menor sumatoria del cuadrado del error. En la Figura 1.14 se ilustra el criterio de los mínimos cuadrados, el cual se basa en obtener aquellos valores de los parámetros que minimizan la sumatoria de las distancias verticales entre cada uno de los datos y la curva de ajuste.
- Comprobar que el tipo de curva predicho por las funciones de transferencia concuerde con el comportamiento cualitativo de los datos experimentales, es decir, verificar visualmente el mejor ajuste de curvas entre las cuatro estructuras propuestas.
- Escoger el modelo que contenga el menor número de polos, esto simplificará en gran medida los cálculos en el diseño del controlador e influirá directamente sobre el orden total del sistema de control en lazo cerrado.

Criterio	G_1	G_2	G_3	G_4
Mínima sumatoria de los errores al cuadrado	1	3	2	4
Mejor ajuste cualitativo de curvas	1	3	4	2
Modelo estimado de menor orden	4	3	2	1
Total	6	9	8	7

Tabla 1.3: Matriz de selección del modelo de la planta

Para facilitar la discriminación del modelo se utiliza una matriz de selección. A cada modelo postulado se le da un puntaje de 1 a 4 respecto al cumplimiento de los criterios de selección, siendo 1 el valor mínimo y 4 el valor máximo.

De acuerdo a los datos de la Tabla 1.3 el modelo de la planta seleccionado es:

$$G_e(s) = \frac{-81.3785}{(s + 4.383)(s + 1.991)(s + 0.8938)} \quad (1.18)$$

1.3.4. Validación del modelo obtenido

La validación del modelo consiste en comparar la respuesta de la planta real frente a la respuesta de simulación. La parte más difícil del diseño del sistema de control es el correcto modelado de la planta, a pesar de la variedad de enfoques que existen, es difícil obtener un modelo categórico que represente el comportamiento de la planta de manera precisa. “El objetivo de identificar un sistema es darse una idea de su comportamiento dinámico, el diseño de un controlador nunca debe partir del supuesto: se tiene un modelo matemático perfecto del sistema, siempre debe considerarse la incertidumbre asociada con los valores de los coeficientes del modelo —incertidumbre estructurada— y la incertidumbre asociada con las dinámicas no modeladas —incertidumbre no estructurada—” [16].

A manera de validación se trazó la curva de respuesta en frecuencia de la planta obtenida experimentalmente y la curva del modelo estimado (ver Figura 1.15). Se observa que las gráficas de magnitud y de fase del modelo (en rojo) se ajustan bien a los datos obtenidos de manera experimental (en azul).

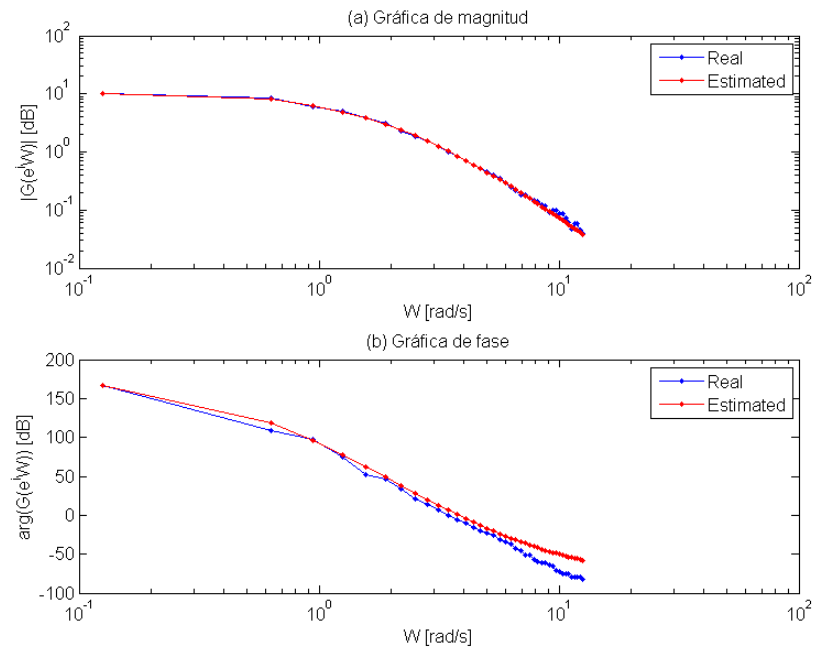


Figura 1.15: Respuesta en frecuencia de la planta real contra el modelo obtenido

Asimismo, en la Figura 1.16 se superpuso la respuesta del modelo de la planta (en azul) sobre la respuesta al escalón de la planta real (en verde). Primero, se llevó la planta a un punto de operación deseado y, una vez se estabilizó, se introdujo un escalón de 7.71 a 8.57 VDC. Luego, se adicionó otro escalón de 8.57 a 9.319 VDC con el fin de comparar la respuesta de la planta ante diferentes valores de entrada.

El modelo de la planta obtenido tiene una ganancia de 10.43 veces, lo cual significa que al introducir un escalón de 0.86 V (8.57 - 7.71 V), la salida cambia de 16.17 a 25.14 cm ($16.18 \text{ cm} + 0.86 \text{ V} * 10.43 \text{ cm/V}$). Asimismo, al adicionar un segundo escalón de 0.7495 V (9.319 - 8.57 V) la salida cambia de 25.14 a 32.96 cm aproximadamente ($25.14 \text{ cm} + 0.7495 \text{ V} * 10.43 \text{ cm/V}$).

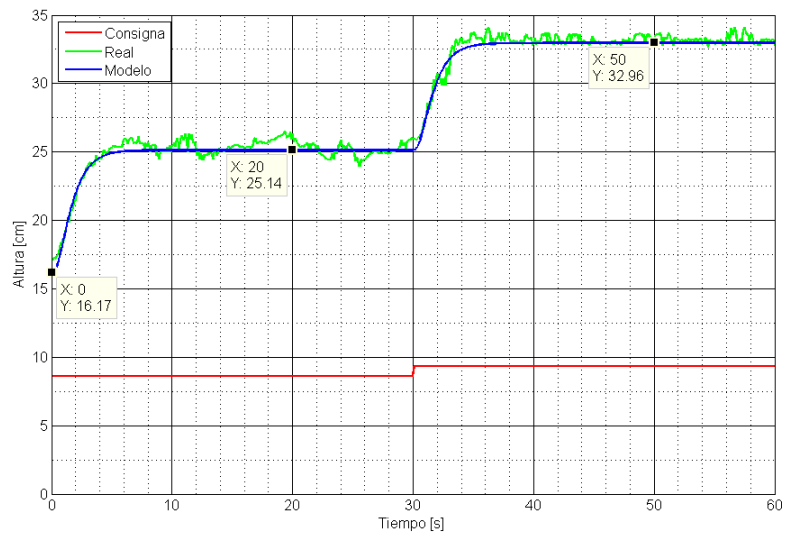


Figura 1.16: Respuesta al escalón de la planta real contra el modelo obtenido

En las figuras 1.15 y 1.16 se muestra una gran similitud entre las curvas reales y las curvas de simulación, por lo tanto, el modelo estimado representa adecuadamente la dinámica de la planta. No obstante, el controlador diseñado debe ser lo suficientemente robusto para corregir las incertidumbres del modelo y disminuir las oscilaciones de la esfera en estado estacionario.

Capítulo 2

Diseño del controlador por ubicación de polos

En este capítulo se presenta el diseño de un controlador digital compuesto por tres polinomios R , S y T , los cuales son conocidos como estructura de control R - S - T [21]; el diseño del controlador consiste en la selección de los coeficientes de estos polinomios a partir de la especificación de los polos deseados de lazo cerrado y de la función de transferencia de la planta en lazo abierto [22].

El presente capítulo está compuesto por 5 secciones: primero, se describe el sistema de control implementado; luego, se establecen los conceptos teóricos de diseño del controlador; después, se presentan dos enfoques de diseño: el primero se basa en el modelo de la planta en tiempo continuo con discretización del controlador, y el segundo se basa en el modelo de la planta en tiempo discreto; por último, se realiza una comparación entre ambos enfoques.

2.1. Sistema de control digital

En la Figura 2.1 se muestra el diagrama esquemático del sistema de control digital implementado, el cual se compone básicamente por cinco elementos: una planta, un sensor, conversor(es) analógico-digital y/o digital-analógico, un algoritmo de control, y un reloj [22].

A través del reloj se sincronizan todas las operaciones, los tiempos en los que las señales analógicas medidas son convertidas en valores digitales se denominan *instantes de muestreo* y se denotan por kh , donde $k = 1, 2, \dots, n$; el tiempo entre dos muestras sucesivas se denomina *periodo de muestreo* y se representa con la letra h [23].

El controlador tiene dos entradas: una señal de referencia $u(kh)$ y una salida $y(t)$, que

es una señal en tiempo continuo, para obtener su equivalente en tiempo discreto normalmente se utiliza un ADC¹; una vez convertida, la señal $y(kh)$, se interpreta como una secuencia de números procesados y medidos usando un algoritmo de control. En este caso, el sensor entrega una señal digital que es proporcional a la salida de la planta.

Internamente, se procesan $u(kh)$ y $y(kh)$ en cada instante de muestreo, y se obtiene un señal resultante $u_c(kh)$ denominada *esfuerzo de control*, la cual es convertida en una señal analógica $u_c(t)$ a través de un DAC².

De lo anterior, se observa que el periodo de muestreo es una parte intrínseca del sistema de control, por lo tanto, el desempeño de todo sistema depende de su apropiada selección; si se discretiza la planta con un periodo de muestreo muy bajo, los polos obtenidos tenderán a 1 ($\lim_{h \rightarrow 0} e^{-s_i \cdot h} = 1$), lo cual afectaría la estabilidad relativa del sistema.

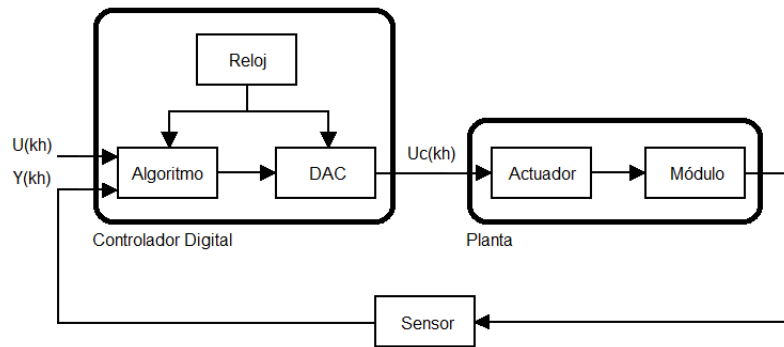


Figura 2.1: Diagrama esquemático de un sistema de control digital en lazo cerrado

2.2. Análisis teórico

2.2.1. Planta

El módulo de levitación neumática, descrito en el capítulo anterior, tiene una entrada u_c , que es el esfuerzo de control, y una salida y , que es la altura de la esfera medida por el sensor. Ambas señales están relacionadas por el siguiente modelo de entrada-salida:

$$A(z)y(k) = B(z)u_c(k) \quad (2.1)$$

Dados los polinomios $A(z)$ y $B(z)$, debe asegurarse que el grado de $B(z)$ sea menor que el grado de $A(z)$, que los polinomios $A(z)$ y $B(z)$ no tengan factores en común, y

¹Analog-Digital Converter

²Digital-Analog Converter

que el polinomio $A(z)$ esté normalizado de tal manera que el término con la potencia más alta en z sea uno; dicho polinomio se llama mónico. La dinámica de la planta está representada por la función de transferencia $G_{ol}(z) = B(z)/A(z)$, la cual incluye el actuador y el sensor.

2.2.2. Controlador

El controlador tiene una salida u_c , que es el esfuerzo de control, y dos entradas: el valor de consigna u y la salida de la planta y . La relación entre las señales de entrada, la señal de salida y los polinomios R , S y T puede ser representada por medio de la siguiente ecuación:

$$R(z)u_c(k) = T(z)u(k) - S(z)y(k) \quad (2.2)$$

Se utiliza la Ecuación 2.1 para eliminar a $u_c(k)$ de 2.2.

$$[A(z)R(z) + B(z)S(z)]y(k) = B(z)T(z)u(k) \quad (2.3)$$

Por lo tanto, la función de transferencia del *polinomio característico* es:

$$A_{cl}(z) = A(z)R(z) + B(z)S(z) \quad (2.4)$$

De esta manera, el diseño del controlador se reduce a un problema algebraico en el que, dados $A(z)$, $B(z)$ y $A_{cl}(z)$, se deben encontrar los polinomios $R(z)$ y $S(z)$ que satisfacen la Ecuación 2.4, denominada *ecuación Diofantina* o *ecuación característica*. La función de transferencia que relaciona la consigna de entrada y la salida del sistema realimentado está dada por:

$$Y(z) = \frac{B(z)T(z)}{A_{cl}(z)}U(z) \quad (2.5)$$

En la Ecuación 2.5 se aprecia que los ceros del sistema en lazo abierto son también los ceros del sistema en lazo cerrado, siempre y cuando los polinomios $B(z)$ y $A_{cl}(z)$ no tengan factores en común; a partir de esta ecuación se puede determinar el polinomio $T(z)$. Para la selección del polinomio $R(z)$ se deben considerar dos cosas: que el coeficiente del término de mayor orden en z sea uno, y que el grado de $R(z)$ sea mayor o igual al grado de $S(z)$ y $T(z)$ [22].

En la Figura 2.2 se ilustra un diagrama de bloques de un controlador R - S - T . La ley de control está compuesta por un bloque prealimentado con la función de transferencia $H_{ff}(z) = T(z)/R(z)$ y un bloque realimentado con la función de transferencia $H_{fb}(z) = S(z)/R(z)$.

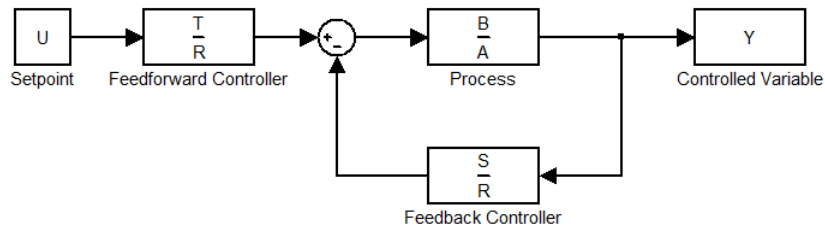


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un controlador R - S - T en lazo cerrado

Cabe resaltar que el proceso de diseño se puede realizar tanto en tiempo continuo (en términos de la variable compleja s) como en tiempo discreto (en términos de la variable compleja z), teniendo en cuenta las propiedades de cada transformada.

Para solucionar la *ecuación Diofantina* se debe cumplir lo siguiente:

- $R(z)$ debe tener un orden menor que $A(z)$ y, además, debe ser mónico.
- $S(z)$ y $T(z)$ deben ser del mismo orden.
- $S(z)$ generalmente no es mónico.
- $T(z) = t_0 z^m$, donde m es el orden de $R(z)$.

2.3. Modelo de la planta en tiempo continuo con discretización del controlador

2.3.1. Modelo de la planta

El modelo de la planta obtenido en el capítulo 1 es:

$$G_{ol}(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{81.3785}{(s + 4.383)(s + 1.991)(s + 0.8938)}$$

2.3.2. Especificaciones de la respuesta transitoria

Se parte del análisis de un sistema de segundo orden debido a que su estructura matemática es un referente en la Teoría del Control Clásico, simplifica el diseño del controlador y su curva de respuesta al escalón es particular. El modelo canónico de un sistema

segundo orden es el siguiente:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.6)$$

donde ξ es el coeficiente de amortiguamiento y ω_n es la frecuencia natural no amortiguada.

En general, las características de desempeño deseadas de los sistemas de control se especifican en términos de cantidades en el dominio del tiempo. A continuación se describen los principales requerimientos de desempeño; dichas definiciones fueron tomadas de [18].

- **Tiempo de retardo (t_d):** Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance la mitad del valor final por primera vez.
- **Tiempo de levantamiento o de elevación (t_r):** Es el periodo que necesita la curva de respuesta para pasar del 10 % al 90 %, del 5 % al 95 % o del 0 % al 100 % de su valor final. Para sistemas de segundo orden subamortiguados, por lo general se usa el criterio de 0 % a 100 %, mientras que para sistemas sobreamortiguados suele utilizarse de 10 % a 90 %.
- **Tiempo pico (t_p):** Es el periodo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobreimpulso.
- **Máximo sobreimpulso o sobrepaso máximo (M_p):** Es el valor pico más alto que alcanza la curva de respuesta con respecto a la entrada de referencia. Si este valor en estado estacionario no está normalizado, es común utilizar el sobrepaso porcentual máximo, el cual está directamente relacionado con la estabilidad relativa del sistema y se denota por

$$M_p = \frac{c(tp) - c(\infty)}{c(\infty)} 100 \%$$

- **Tiempo de estabilización o de asentamiento (M_s):** Es el tiempo que toma la respuesta para alcanzar y mantenerse dentro de un rango establecido alrededor del valor final (entre el 2 % y el 5 % del valor final). El tiempo de asentamiento está relacionado con la constante de tiempo más grande del sistema.

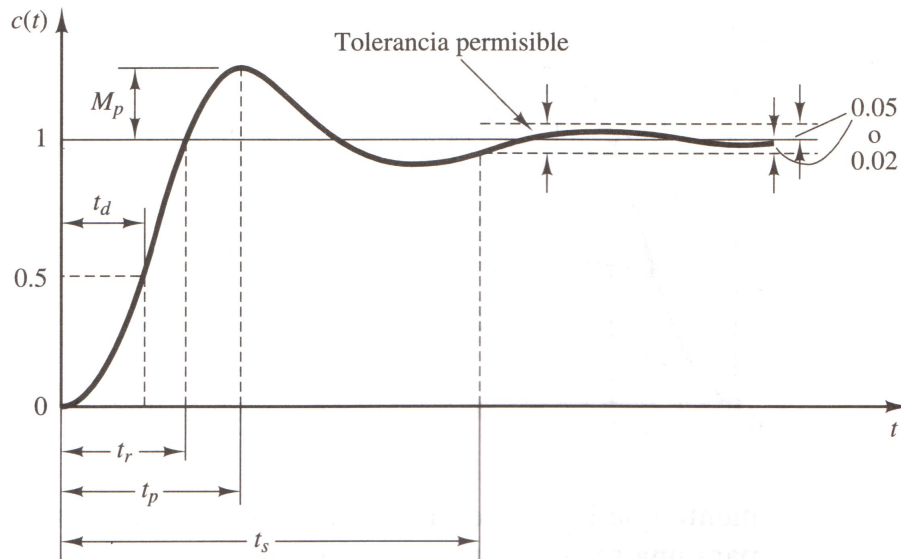


Figura 2.3: Respuesta típica de un sistema de segundo orden ante una señal tipo escalón.

En la Figura 2.3 se ilustra la relación entre la respuesta al escalón de un sistema de segundo orden y los requerimientos de tiempo. Cabe resaltar que los parámetros t_d , t_r , t_p , M_p y t_s se derivan de ω_n y ξ .

2.3.3. Selección de las raíces deseadas en lazo cerrado

Por lo general, se busca que la estructura de A_{cl} sea lo más sencilla posible, esto significa que el grado de los polinomios R y S debe ser el mínimo que satisface a la *ecuación Diofantina*.

En el diseño del controlador se deben considerar dos raíces complejas conjugadas dominantes, las cuales definen las principales características de la respuesta del sistema (tiempo de establecimiento y sobreimpulso); a partir de su ubicación en el plano complejo, se logra que un sistema de mayor orden exhiba un comportamiento similar a un sistema de segundo orden. Teniendo en cuenta que el modelo de la planta es de tercer orden y si se desea que el controlador tenga acción integral, se escoge un *polinomio característico* con 6 raíces deseadas en lazo cerrado:

$$A_{cl}(s) = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + 2\eta\xi_i\omega_n)^4 \quad (2.7)$$

Si se desea que la respuesta transitoria del sistema sea suficientemente rápida y amortiguada se deben escoger cuidadosamente los valores de ξ y ω_n . Debido a que el polo

más lento (del modelo de la planta) se encuentra en $s = -0.8938$, por lo tanto, la constante de tiempo dominante es de 1.1118 s y el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 5 veces dicha constante, es decir, 5.6 s. El tiempo de establecimiento de lazo cerrado se escogió en 6 s (mayor que el de lazo abierto) para garantizar que no haya saturación del actuador en ninguno de los puntos de operación en los que trabajará el sistema.

El coeficiente de amortiguamiento de los polos dominantes de lazo cerrado se escogió en 0.6 con el fin de obtener un amortiguamiento deseado menor al 9%. Debe tenerse presente que los polos no dominantes afectan de manera adversa el amortiguamiento global, por esta razón, en simulación se presenta un sobreimpulso del 6% aproximadamente, mientras que en experimentación el amortiguamiento real fue del 8% aproximadamente.

Se selecciona $\xi = 0.6$ y $\omega_n = 1.11$ a partir de las ecuaciones 2.8 y 2.9 [23].

$$T_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (2.8)$$

$$M_p = e^{-\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}} \quad (2.9)$$

Los requerimientos de la respuesta transitoria seleccionados son:

- $\xi = 0.6$: Coeficiente de amortiguamiento
- $\omega_n = 1.11$: Frecuencia natural no amortiguada
- $\eta = 4$: Constante; donde $\eta = 2, 3$ o 4

Para la escogencia de los polos no dominantes de lazo cerrado se seleccionó $\eta = 4$. La escogencia de este parámetro se discute en la sección 2.5.

El polinomio característico resultante es:

$$A_{cl}(s) = [s - (-0.6667 \pm 0.8889i)][s - (-2.6667)]^4$$

A continuación se procederá con la escogencia del orden de los polinomios $R(s)$, $S(s)$ y $T(s)$.

- **Selección del polinomio $R(s)$:** Debe tener un grado menor que $A(s)$ y además debe ser mónico; para obtener un error de estado estacionario igual a cero se adiciona un integrador.

$$R(s) = (s^2 + r_1s + r_0)s \quad (2.10)$$

- **Selección del polinomio $S(s)$:**

$$S(s) = s_3s^3 + s_2s^2 + s_1s + s_0 \quad (2.11)$$

- **Selección del polinomio $T(s)$:**

$$T(s) = t_0 \quad (2.12)$$

2.3.4. Solución de la ecuación Diofantina

Sea $G(s)$ la función de transferencia de la planta en lazo abierto:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}$$

y A_{cl} el polinomio característico:

$$A_{cl}(s) = s^6 + a_{cl5}s^5 + a_{cl4}s^4 + a_{cl3}s^3 + a_{cl2}s^2 + a_{cl1}s + a_{cl0}$$

Para encontrar los coeficientes de los polinomios $R(s)$ y $S(s)$ del controlador, se debe resolver la siguiente ecuación algebraica:

$$A_{cl}(s) = A(s)R(s) + B(s)S(s)$$

Al igualar los términos correspondientes en ambos lados de la ecuación se obtiene un sistema de 6 ecuaciones y 6 incógnitas:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & a_1 & 0 & 0 & 0 & b_0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 & b_0 & 0 \\ a_0 & 0 & 0 & b_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{cl5} - a_2 \\ a_{cl4} - a_1 \\ a_{cl3} - a_0 \\ a_{cl2} \\ a_{cl1} \\ a_{cl0} \end{bmatrix}$$

Al resolver se obtiene:

$$\begin{aligned} R(s) &= s^3 + 4.7322s^2 + 9.3071s \\ S(s) &= 0.0272s^3 + 0.4083s^2 + 1.0872s + 0.7671 \end{aligned} \tag{2.13}$$

El escalar t_0 , del polinomio $T(s)$, se despeja de la función de transferencia del sistema realimentado (Ecuación 2.5) evaluada en cero para asegurar que el sistema de lazo cerrado tenga una ganancia de estado estacionario unitaria.

$$T(s) = t_0$$

$$\begin{aligned} \frac{B(s)T(s)}{A(s)R(s) + B(s)S(s)} \Big|_{s=0} &= 1 \\ \frac{b_0(t_0)}{(s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0)(s^3 + r_1s^2 + r_0s) + b_0(s_3s^3 + s_2s^2 + s_1s + s_0)} \Big|_{s=0} &= 1 \\ \frac{b_0(t_0)}{0 + b_0s_0} &= 1 \\ \frac{t_0}{s_0} &= 1 \\ t_0 &= s_0 \end{aligned}$$

Por lo tanto, el polinomio T(s) es:

$$T(s) = 0.7671 \quad (2.14)$$

Para efectos de la implementación, las funciones de transferencia: prealimentada y realimentada se convierten a tiempo discreto, usando un periodo de muestreo de $h= 0.2$ s (más adelante se describe el criterio de selección adoptado).

$$\begin{aligned} H_{ff}(z) &= \frac{T(z)}{R(z)} = \frac{0.0008063z^2 + 0.00254z + 0.0005018}{z^3 - 2.155z^2 + 1.543z - 0.3881} \\ H_{fb}(z) &= \frac{S(z)}{R(z)} = \frac{-0.02718z^3 + 0.01166z^2 + 0.0268z - 0.01513}{z^3 - 2.155z^2 + 1.543z - 0.3881} \end{aligned} \quad (2.15)$$

2.4. Modelo de la planta en tiempo discreto

2.4.1. Modelo de la planta

Selección del periodo de muestreo:

Muestrear significa reemplazar una señal en tiempo continuo por una secuencia de números, los cuales representan valores de la señal en ciertos instantes de tiempo. El muestreo es una propiedad fundamental de los sistemas de control digital, porque su naturaleza es el tiempo discreto.

Es útil caracterizar el periodo de muestreo con una variable adimensional que tenga una buena interpretación física: para sistemas oscilatorios se normaliza con respecto

al periodo de oscilación, y para sistemas no oscilatorios se usa el tiempo de elevación t_r como factor de normalización [22]. La selección del periodo de muestreo se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$h = \frac{t_r}{N_r} \quad (2.16)$$

donde N_r es el número de periodos o ciclos por tiempo de elevación, y t_r es el tiempo de elevación. Por lo general, se escoge un valor entre 4 y 10 para N_r [22].

A partir de la curva de respuesta al escalón del modelo de la planta en lazo abierto se obtiene un tiempo de levantamiento de $t_r \approx 2.89s$ (ver Figura 2.4).

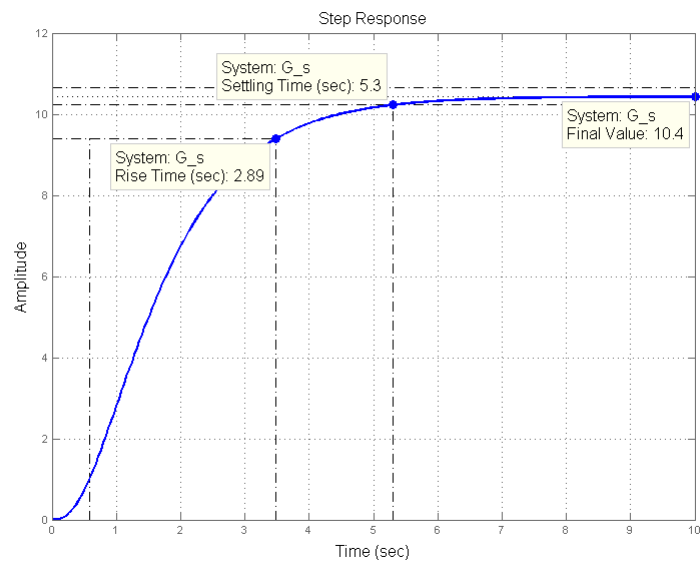
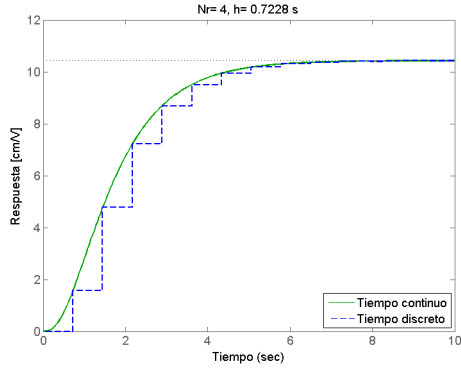


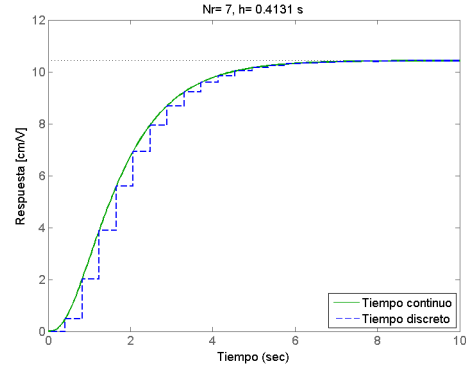
Figura 2.4: Respuesta al escalón del modelo de la planta en lazo abierto

En las figuras 2.5(a)-(e) se observa cómo varía la respuesta del sistema en tiempo discreto a medida que se incrementa el valor de N_r . En la Figura 2.5(f) se observan ciertas diferencias entre el diagrama de Bode del modelo de la planta en tiempo continuo frente al de tiempo discreto; sin embargo, el ancho de banda en ambas curvas es el mismo y los márgenes de estabilidad son similares, por lo tanto, los contrastes entre las curvas no afectan considerablemente la respuesta del modelo discretizado (ver Figura 2.5(e)). Finalmente, se escoge un tiempo de muestreo intermedio, no muy grande, que pueda afectar la estabilidad relativa del sistema, ni muy pequeño, que sobrecargue al procesador del microcontrolador. Para $h = 0.2s \rightarrow N_r \approx 14.5$, la función de transferencia de la planta en tiempo discreto obtenida es:

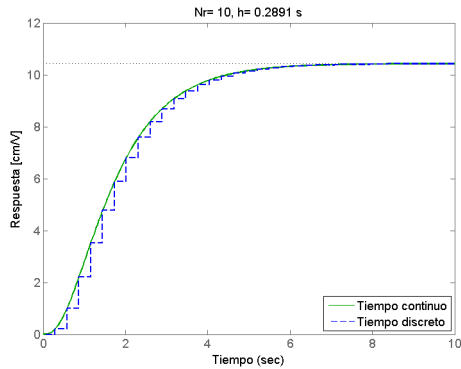
$$G_{ol}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.07624z^2 + 0.2144z + 0.03688}{z^3 - 1.924z^2 + 1.189z - 0.2337} \quad (2.17)$$



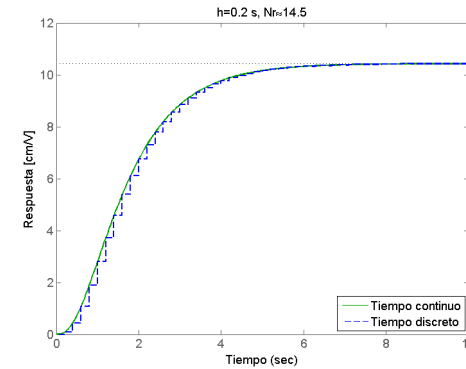
(a) $Nr = 4, h = 0.7228 \text{ s}$



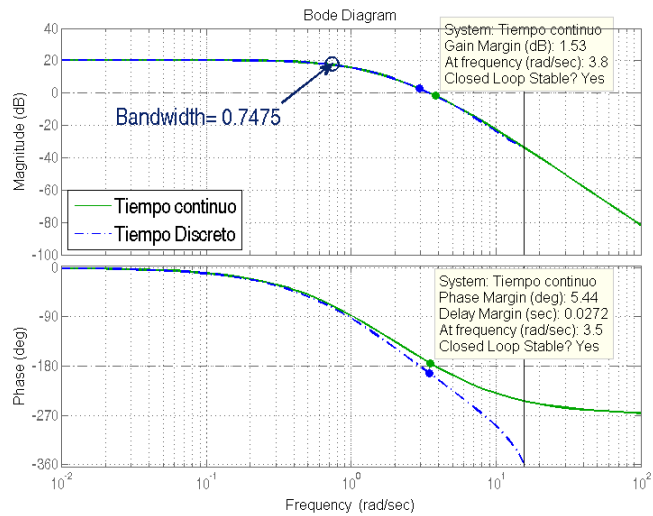
(b) $Nr = 7, h = 0.4131 \text{ s}$



(c) $Nr = 10, h = 0.2891 \text{ s}$



(d) $h = 0.2 \text{ s}, Nr \approx 14.5$



(e) Diagrama de Bode, $h=0.2 \text{ s}$

Figura 2.5: Respuestas del sistema en tiempo discreto en función del periodo de muestreo

De la Ecuación 2.17, se tiene que la fracción $B(z)/A(z)$ es propia, que los polinomios $A(z)$ y $B(z)$ no tienen factores en común y que $A(z)$ es mónico.

2.4.2. Selección de las raíces deseadas en lazo cerrado

Para obtener el equivalente en tiempo discreto de los polos definidos por $A_{cl}(s)$, se aplica la transformación $pz = e^{ps_i h}$, donde $i = 1, 2, \dots, 6$ para cada polo en tiempo continuo.

El polinomio característico resultante es:

$$A_{cl}(z) = [z - (0.8614 \pm 0.1548i)][z - 0.5866]^4$$

A continuación se procederá con la escogencia del orden de los polinomios $R(z)$, $S(z)$ y $T(z)$.

- **Selección del polinomio $R(z)$:** Debe tener un orden menor que $A(z)$ y además debe ser mónico; para obtener un error de estado estacionario igual a cero se adiciona un integrador.

$$R(z) = (z^2 + r_1z + r_0)(z - 1) \quad (2.18)$$

- **Selección del polinomio $S(z)$:**

$$S(z) = s_3z^3 + s_2z^2 + s_1z + s_0 \quad (2.19)$$

- **Selección del polinomio $T(z)$:** Los polinomios $S(z)$ y $T(z)$ deben ser del mismo orden.

$$T(z) = t_0z^3 \quad (2.20)$$

2.4.3. Solución de la ecuación Diofantina

Sea $G(z)$ la función de transferencia de la planta en lazo abierto:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_2z^2 + b_1z + b_0}{z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0}$$

y $A_{cl}(z)$, el polinomio característico:

$$A_{cl}(z) = z^6 + a_{cl5}z^5 + a_{cl4}z^4 + a_{cl3}z^3 + a_{cl2}z^2 + a_{cl1}z + a_{cl0}$$

Para encontrar los coeficientes de los polinomios $R(z)$ y $S(z)$ del controlador, se debe resolver la siguiente ecuación algebraica:

$$A_{cl}(z) = A(z)R(z) + B(z)S(z)$$

Al igualar los términos correspondientes en ambos lados de la ecuación se obtiene un sistema de 6 ecuaciones y 6 incógnitas:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & b_2 \\ 1 & a_2 - 1 & 0 & 0 & b_2 & b_1 \\ a_2 - 1 & a_1 - a_2 & 0 & b_2 & b_1 & b_0 \\ a_1 - a_2 & a_0 - a_1 & b_2 & b_1 & b_0 & 0 \\ a_0 - a_1 & -a_0 & b_1 & b_0 & 0 & 0 \\ -a_0 & 0 & b_0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{cl5} - a_2 + 1 \\ a_{cl4} - a_1 + a_2 \\ a_{cl3} - a_0 + a_1 \\ a_{cl2} + a_0 \\ a_{cl1} \\ a_{cl0} \end{bmatrix}$$

Al resolver se obtiene:

$$\begin{aligned} R(z) &= z^3 - 2.1507z^2 + 1.5401z - 0.3894 \\ S(z) &= 0.0709z^3 - 0.1190z^2 + 0.0602z - 0.0082 \end{aligned} \quad (2.21)$$

El escalar t_0 , del polinomio $T(z)$, se despeja de la función de transferencia del sistema realimentado (Ecuación 2.5) evaluada en el círculo unitario del plano z para asegurar que el sistema de lazo cerrado tenga una ganancia de estado estacionario igual a 1.

$$T(z) = t_0 z^3$$

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \Big|_{z=1} = 1$$

$$\frac{B(z)(t_0 z^3)}{A(z)[(z^2 + r_1 z + r_0)(z - 1)] + B(z)(s_3 z^3 + s_2 z^2 + s_1 z + s_0)} \Big|_{z=1} = 1$$

$$\frac{B(1)(t_0)}{A(1)[(1 + r_1 + r_0)(0)] + B(1)(s_3 + s_2 + s_1 + s_0)} = 1$$

$$\frac{t_0}{s_3 + s_2 + s_1 + s_0} = 1$$

$$t_0 = s_3 + s_2 + s_1 + s_0$$

Por lo tanto, el polinomio $T(z)$ es:

$$T(z) = 0.0038z^3 \quad (2.22)$$

Y las funciones de transferencia prealimentada y realimentada:

$$H_{ff}(z) = \frac{0.003848z^3}{z^3 - 2.151z^2 + 1.54z - 0.3894} \quad (2.23)$$

$$H_{fb}(z) = \frac{-0.07087z^3 + 0.119z^2 - 0.06021z + 0.008206}{z^3 - 2.151z^2 + 1.54z - 0.3894}$$

2.5. Comparación entre los enfoques de diseño

A continuación se comparan los dos enfoques de diseño expuestos y se presenta la incidencia del parámetro η en la robustez del sistema. El enfoque 1 representa al controlador obtenido a partir del modelo de la planta en tiempo continuo con discretización del controlador, y el enfoque 2 representa al controlador basado en el modelo la planta en tiempo discreto.

2.5.1. Respuesta al escalón

En la Figura 2.6 se observa que a pesar de haber seleccionado polos de lazo cerrado estables, el sistema de lazo cerrado para el enfoque 1 y $\eta = 2$ se vuelve inestable cuando se incluye en la simulación el efecto de cuantización asociado al DAC y al ADC.

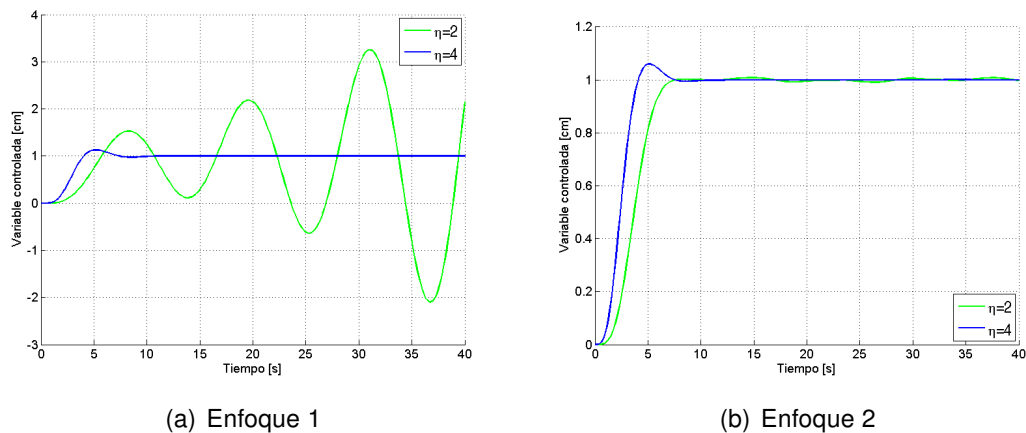


Figura 2.6: Respuesta al escalón

Se advierte la incidencia del parámetro η en la estabilidad del sistema. En la Figura 2.6(a) se observa que para $\eta = 4$ la respuesta del sistema presenta un sobreimpulso del 13 % y un error de estado estacionario igual a cero, mientras que con $\eta = 2$ el sistema se

Características de la respuesta transitoria	Enfoque 1		Enfoque 2	
	$\eta = 2$	$\eta = 4$	$\eta = 2$	$\eta = 4$
Tiempo de levantamiento [s]	-	2.05734	3.5164	2.2760
Tiempo de establecimiento [s]	-	9.2302	6.5872	6.6463
Máximo sobreimpulso [%]	-	12.9952	1.1261	6.0869
Tiempo Pico [s]	-	5.2000	14.8000	5.2000

Tabla 2.1: Características de la respuesta transitoria

vuelve inestable. Por lo tanto, el sistema realimentado basado en el enfoque 1 es más sensible ante cambios del parámetro η que el enfoque 2.

En general, las características de la respuesta al escalón del sistema realimentado del enfoque 2 son superiores a las del enfoque 1 (M_p y T_s son menores).

2.5.2. Respuesta en frecuencia

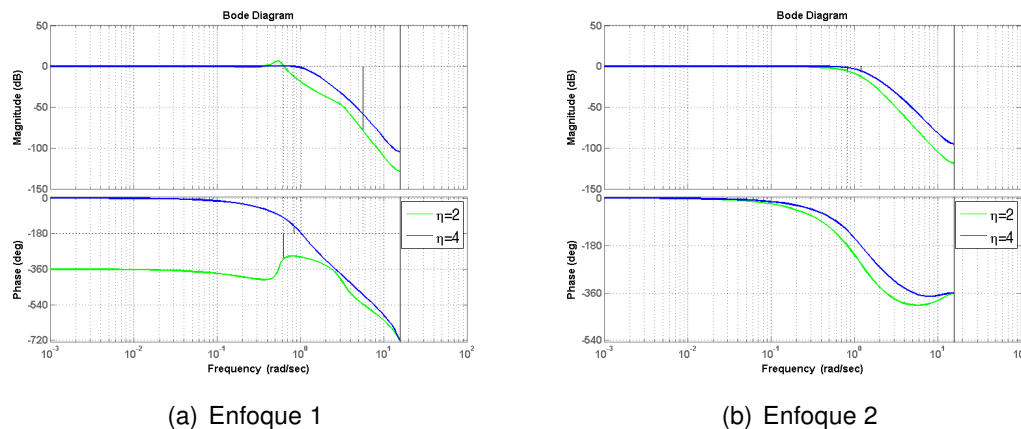


Figura 2.7: Respuesta en frecuencia

Márgenes de estabilidad	Enfoque 1		Enfoque 2	
	$\eta = 2$	$\eta = 4$	$\eta = 2$	$\eta = 4$
Margen de ganancia [dB]	79.3($a5.69rad/s$)	1.49($a1.02rad/s$)	1.49($a1.02rad/s$)	5.33($a1.19rad/s$)
Margen de fase [grados]	-126($a0.631rad/s$)	39.2($0.832rad/s$)	∞	∞

Tabla 2.2: Características de la respuesta en frecuencia

En la Figura 2.7, se muestra cómo varían las curvas de respuesta en frecuencia con respecto a cambios en el parámetro η .

En la Tabla 2.2 se presentan los márgenes de estabilidad del sistema realimentado para los dos enfoques. Se muestra que el sistema basado en el enfoque 1 es más sensible ante cambios del parámetro η , ya que al cambiar $\eta = 4$ por $\eta = 2$ el sistema se vuelve inestable (un sistema de fase mínima es estable si los Márgenes de ganancia y de fase son positivos). En general, los márgenes de estabilidad del enfoque 2 son mayores que los del enfoque 1.

Finalmente, para la implementación del controlador se escoge el enfoque 2 ya que presenta un mejor desempeño que el enfoque 1.

2.5.3. Función sensibilidad

Representa, en forma porcentual, los cambios presentes en la función de transferencia del sistema en lazo cerrado con respecto a variaciones de la planta en lazo abierto.

$$FS_G^T = \frac{\Delta T(z)/T(z)}{\Delta G(z)/G(z)} \quad (2.24a)$$

$$FS_G^T = \frac{\partial T(z)}{\partial G(z)} \frac{G(z)}{T(z)} \quad (2.24b)$$

donde

$$T(z) = \frac{H_{ff}(z)G(z)}{1 + G(z)H_{fb}(z)}$$

Luego

$$FS_G^T = \left\{ \frac{H_{ff}(z)[1 + G(z)H_{fb}(z)] - H_{ff}(z)G(z)H_{fb}(z)}{[1 + G(z)H_{fb}(z)]^2} \right\} \frac{G(z)[1 + G(z)H_{fb}(z)]}{H_{ff}(z)G(z)}$$

Por lo tanto

$$FS_G^T = \frac{1}{1 + G(z)H_{fb}(z)} \quad (2.25)$$

En la Figura 2.8 se ilustra la función sensibilidad en tiempo discreto para el enfoque 2. Se advierte una fuerte dependencia del parámetro η .

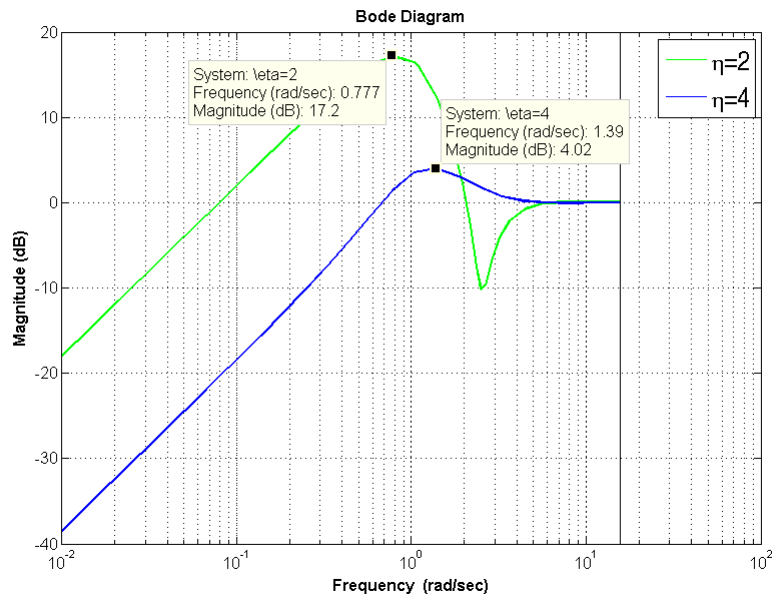


Figura 2.8: Función sensibilidad

La curva azul, cuando $\eta = 2$, muestra un comportamiento irregular y es muy sensible a frecuencias bajas (presenta un máximo pico a $\omega_s = 0.777$ rad/s). Mientras que la curva verde, cuando $\eta = 4$, describe un comportamiento típico de la función sensibilidad de un sistema dinámico. Rechaza las perturbaciones de régimen permanente, atenúa las perturbaciones a frecuencias en las que $|FS(j\omega)| < 1$, y amplifica (con ganancia unitaria) las perturbaciones a frecuencias en las que $|FS(j\omega)| > 1$; es especialmente sensible a perturbaciones de ciertas frecuencias (alrededor de $\omega_s = 1.39$ rad/s).

Capítulo 3

Aspectos de implementación del controlador

Este capítulo describe aspectos relacionados con la implementación del controlador diseñado en el capítulo anterior. Está dividido en cuatro secciones: en la primera sección, se exponen las partes del sistema de control, tales como la tarjeta donde se ejecuta el algoritmo de control, el sensor ultrasónico para hacer mediciones de la altura de la esfera y el circuito electrónico utilizado; en la segunda sección, se presentan dos realizaciones para el controlador digital; en la tercera sección, se muestran las curvas de respuesta del sistema de control realimentado en el seguimiento de referencias y el rechazo a perturbaciones; y en la última sección, se detallan algunos factores que pueden entorpecer el desempeño del sistema de control.

3.1. Partes del sistema de control

3.1.1. Microcontrolador

En la Figura 3.1 se ilustra la tarjeta Arduino utilizada para implementar el controlador digital diseñado.

Esta tarjeta está basada en el microcontrolador ATmega2560, tiene 54 entradas/salidas digitales (de las cuales 14 proporcionan salida PWM, 16 entradas digitales, 4 UARTS (puertos serie por hardware), un cristal oscilador de 16 MHz, conexión USB, una entrada de alimentación eléctrica externa, un conector ICSP y un botón de reset [24].

En la Tabla 3.1 se describen las características técnicas de la tarjeta Arduino Mega. La información detallada se encuentra disponible en el sitio web del fabricante <http://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560>.

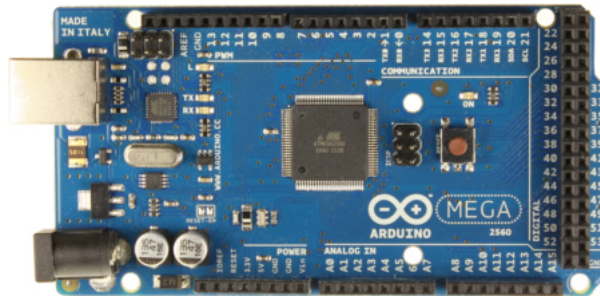


Figura 3.1: Tarjeta Arduino Mega

Descripción	Valor
Microcontrolador	ATmega2560
Voltaje de funcionamiento	5 V
Voltaje de entrada (recomendado)	7-12 V
Voltaje de entrada (límite)	6-20 V
Pines E/S digitales	54 (14 proporcionan salida PWM)
Pines de entrada analógica	16
Intensidad por pin	40 mA
Intensidad por pin 3.3 V	50 mA
Memoria Flash	256 KB de las cuales 8 KB las usa el gestor de arranque (bootloader)
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB
Velocidad de reloj	16 MHz

Tabla 3.1: Características técnicas de la placa Arduino

3.1.2. Sensor

La medición de la altura de la esfera se hace a través de un sensor ultrasónico, el cual entrega un pulso analógico con un ancho proporcional a la distancia entre la esfera y el sensor. Para iniciar una lectura se suministra un pulso de activación y luego se mide un pulso eco de salida, cuya longitud corresponde al tiempo que tarda una onda ultrasónica en viajar desde el sensor hasta la superficie de la esfera (ver Figura 3.2).

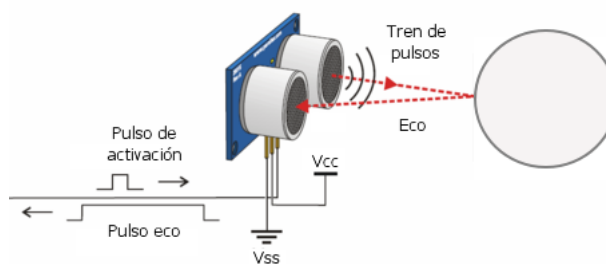


Figura 3.2: Medida de la distancia entre la esfera y el sensor ultrasónico

La altura de la esfera se calcula de acuerdo a la Ecuación 3.1:

$$y = AM - (eco \cdot CS) \quad (3.1)$$

$$CS = 10000 / (2 \cdot c)$$

donde *eco*, es el pulso de respuesta proporcionado por el sensor en μs ; *c*, es la velocidad del sonido en el aire, la cual varía en función de la temperatura [25]; y *AM*, es la altura máxima del ducto.

La velocidad del sonido en el aire *c* no depende de la amplitud, la frecuencia o longitud de onda del sonido. Para un gas ideal la velocidad del sonido depende solo de la temperatura y es independiente de la presión del gas. Esta relación también se aplica al aire, en buena aproximación puede considerarse como un gas ideal [25].

En la Figura 3.3 se muestra el diagrama de conexiones del sensor y en la Tabla 3.2 se describen sus características técnicas.

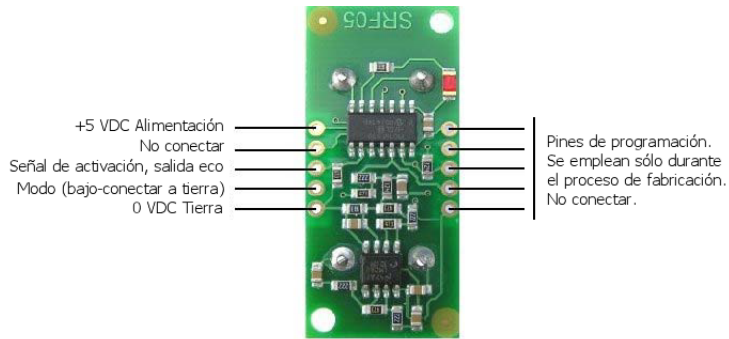


Figura 3.3: Conexiones del sensor

Descripción	Valor
Dimensiones de la tarjeta	43 mm × 20 mm × 17 mm
Tensión de alimentación	5 VDC
Frecuencia de trabajo	40 KHz
Rango máximo	4 m
Rango mínimo	1.7 cm
Duración mínima del pulso de activación (nivel TTL)	10 μs
Duración del pulso eco de salida (nivel TTL)	100 a 25000 μs
Tiempo mínimo de espera entre una medida y el inicio de otra	20 ms

Tabla 3.2: Características técnicas del sensor

3.1.3. Circuito electrónico

Para regular el flujo de aire suministrado por el ventilador se utiliza una señal PWM¹. La función *analogWrite()* produce una onda cuadrada estable en un pin de la tarjeta, con un ciclo de trabajo especificado hasta que se vuelve a llamar a dicha función. La tensión entregada al ventilador está determinada por el periodo (aproximadamente 2 ms) y el ciclo de útil de trabajo de la señal PWM. En la Figura 3.4 se muestra un diagrama esquemático del circuito electrónico utilizado.

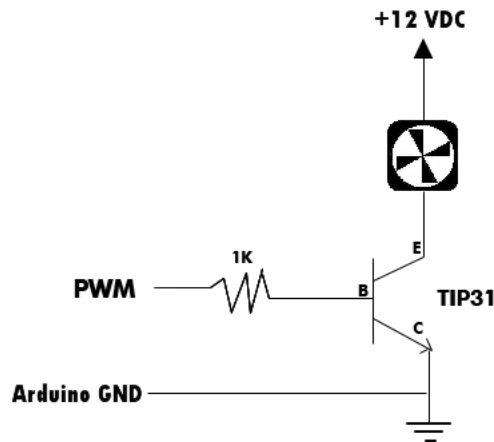


Figura 3.4: Circuito electrónico

3.2. Realizaciones

Con el fin de disminuir los errores numéricos presentes en el cálculo del esfuerzo de control, el controlador es representado como un sistema MISO² en espacio de estados.

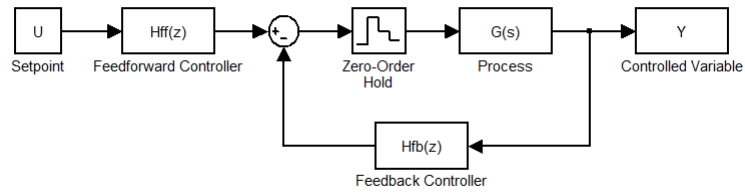
$$\begin{aligned}\dot{X}_{3x1} &= A_{3x3}X_{3x1} + B_{3x2}U_{2x1} \\ U_{c1x1} &= C_{1x3}X_{3x1} + D_{1x2}U_{2x1}\end{aligned}\quad (3.2)$$

donde U_{2x1} es el vector que contiene las entradas: valor de consigna y variable controlada; X_{3x1} es el vector de estados (el componente recursivo); U_{c1x1} es el esfuerzo de control; A , B , C y D son matrices numéricas.

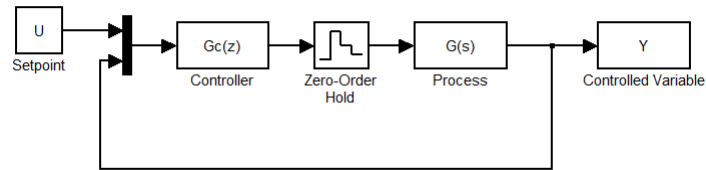
En la Figura 3.5 se ilustra los diagramas de bloques del controlador representado en funciones de transferencia y en espacio de estados.

¹Modulación por ancho de pulso, por sus siglas en inglés.

²Múltiple Entrada-Salida Simple, por sus siglas en inglés.



(a) Función de transferencia



(b) Espacio de estados

Figura 3.5: Representaciones del controlador

3.2.1. Realización *Companion*

En la realización *companion* el polinomio característico del sistema aparece explícito en la primera columna de la derecha de la matriz A .

Para un sistema con un polinomio característico de la forma

$$A_{cl}(s) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n$$

La matriz A correspondiente es

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -\alpha_n \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\alpha_{n-1} \\ 0 & 1 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & -\alpha_2 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & -\alpha_1 \end{bmatrix}$$

Su representación en espacio de estados es

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.307 \\ 1 & 0 & -1.189 \\ 0 & 1 & 1.882 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 1 & -15.82 \\ 0 & 57.1 \\ 0 & -42.28 \end{bmatrix} U$$

$$U_c = \begin{bmatrix} 0.02526 \\ 0.03158 \\ 0.03352 \end{bmatrix}^T X + \begin{bmatrix} 0.01342 \\ -0.305 \end{bmatrix}^T U$$

Esta realización tiene la desventaja de que sus coeficientes son los mismos del polinomio característico, lo cual hace que sea extremadamente sensible a errores de cálculo si el sistema es de alto orden y si los polos o ceros están cercanos entre sí; esto puede evitarse representado al sistema como una combinación de subsistemas de primer y segundo orden. Si la representación del controlador tiene n_r distintos polos reales y n_c parejas de polos complejos, el algoritmo de control puede ser transformado en una realización *modal*.

3.2.2. Realización *Modal*

En la realización *modal*, A es una matriz cuadrada diagonal con bloques de tamaño de 1-por-1 para autovalores reales, y de 2-por-2 para autovalores complejos. Sin embargo, si hay valores característicos repetidos o grupos de autovalores cercanos, el tamaño de la matriz puede ser mayor.

Por ejemplo, para un sistema de autovalores $(\lambda_1, \sigma \pm j\omega, \lambda_2)$ la matriz modal A tiene la forma

$$A = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma & \omega & 0 \\ 0 & -\omega & \sigma & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

Su representación en espacio de estados es

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0.4409 & 0.3355 & 0 \\ -0.3355 & 0.4409 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0.06885 & 0.07125 \\ -0.05035 & -0.7545 \\ 0.1854 & -0.1854 \end{bmatrix} U$$

$$U_c = \begin{bmatrix} -0.1173 \\ -0.03491 \\ 0.1703 \end{bmatrix}^T X + \begin{bmatrix} 0.01342 \\ -0.305 \end{bmatrix}^T U$$

3.3. Implementación del controlador

Para la implementación del controlador el uso de una u otra realización no es crítico; así pues, se usó la realización *modal* debido a las ventajas que presenta sobre la realización *companion*.

El modelo obtenido mediante técnicas de identificación es una función de transferencia en términos de la variable compleja s , la cual relaciona las variaciones de altura con respecto a las variaciones de voltaje alrededor de un punto de operación. Para llevar la planta a dicho punto de operación se le suministra una tensión de 8.56 V, lo cual hace que la esfera se eleve a unos 22 cm.

En consecuencia, el controlador diseñado a partir del modelo obtenido proporciona una desviación de voltaje, la cual debe sumarse al valor de base (8.56 V). Posteriormente, este valor debe traducirse al ancho de pulso de una salida PWM (valor digital) utilizando la siguiente expresión:

$$PWM = \frac{(\Delta_u + 8.56) * 255}{VMax} \quad (3.3)$$

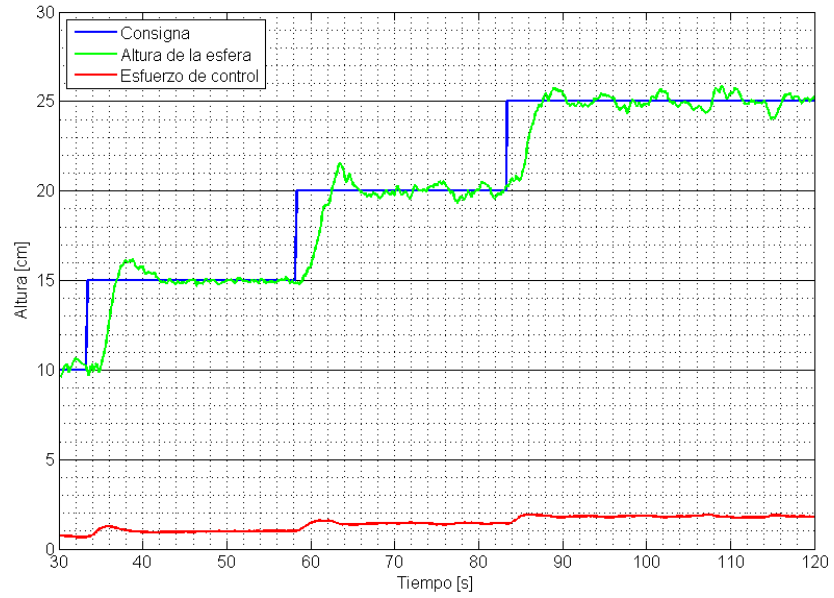
Siendo:

Δ_u , el valor instantáneo de la ley de control entregado por el controlador.

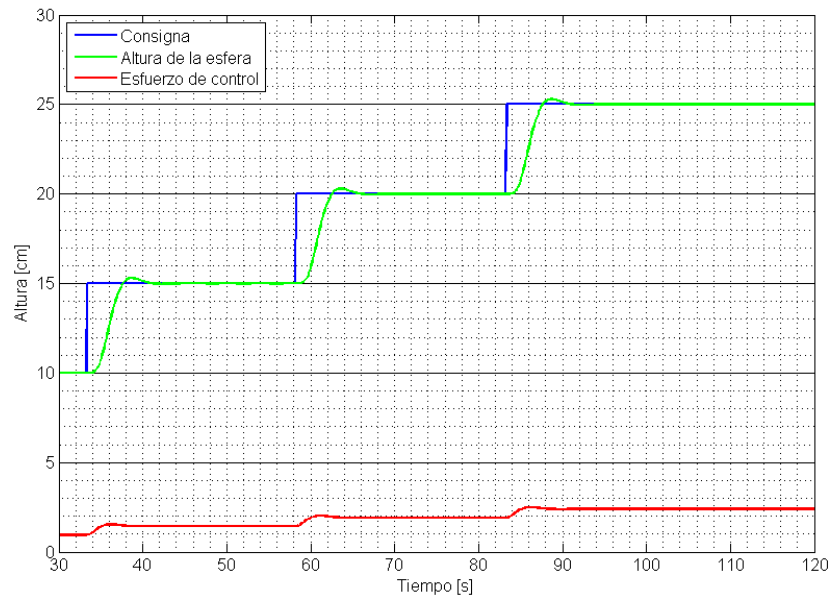
VMax, el voltaje máximo de la salida PWM.

El número 255 se fundamenta en el hecho de que el registro PWM es de 8 bits.

En la Figura 3.6(a) se ilustra la respuesta del sistema realimentado contra la respuesta de simulación (ver Figura 3.6(b)). Se muestra que para diferentes valores de consigna el sistema de control sigue la señal de referencia en todos los casos. Para efectos de visualización, en la Figura 3.6 la señal del esfuerzo de control corresponde a Δ_u .



(a) Curva real



(b) Curva de simulación

Figura 3.6: Respuesta del sistema

3.4. Rechazo a perturbaciones

En la Figura 3.7 se muestra la respuesta del sistema realimentado ante un disturbio externo. En $t= 60$ s se produce una perturbación, la cual hace que la altura de la esfera decaiga, inmediatamente el controlador contrarresta dicha perturbación y lleva el sistema nuevamente al valor de referencia.

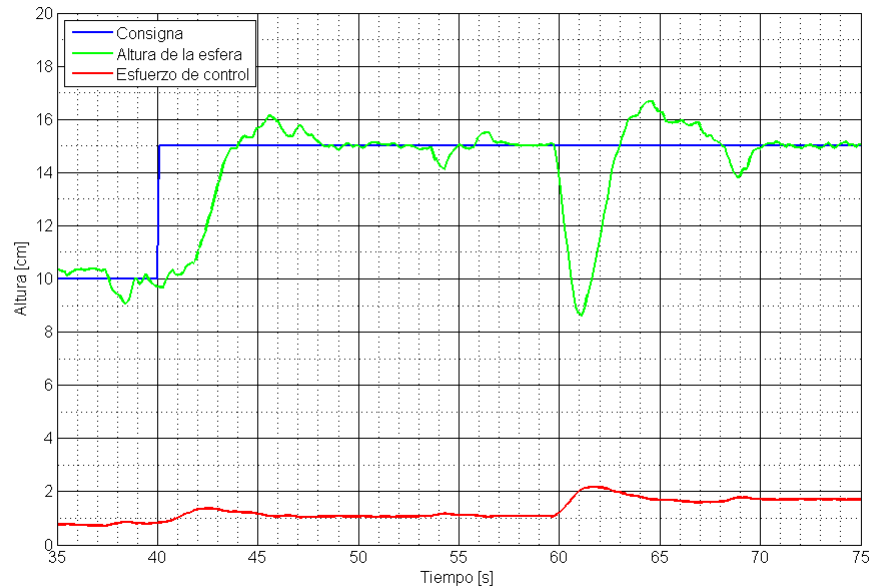


Figura 3.7: Respuesta del sistema ante una perturbación

La Figura 3.8 ilustra el sistema de control realimentado, el cual se compone de las siguientes partes:

- El módulo de levitación neumática.
- Un sensor de posición.
- Un microcontrolador (placa Arduino).
- Un circuito electrónico.
- Y un sistema SCADA, mediante el cual se realiza adquisición de datos, supervisión de variables de la planta y control de la altura de la esfera.

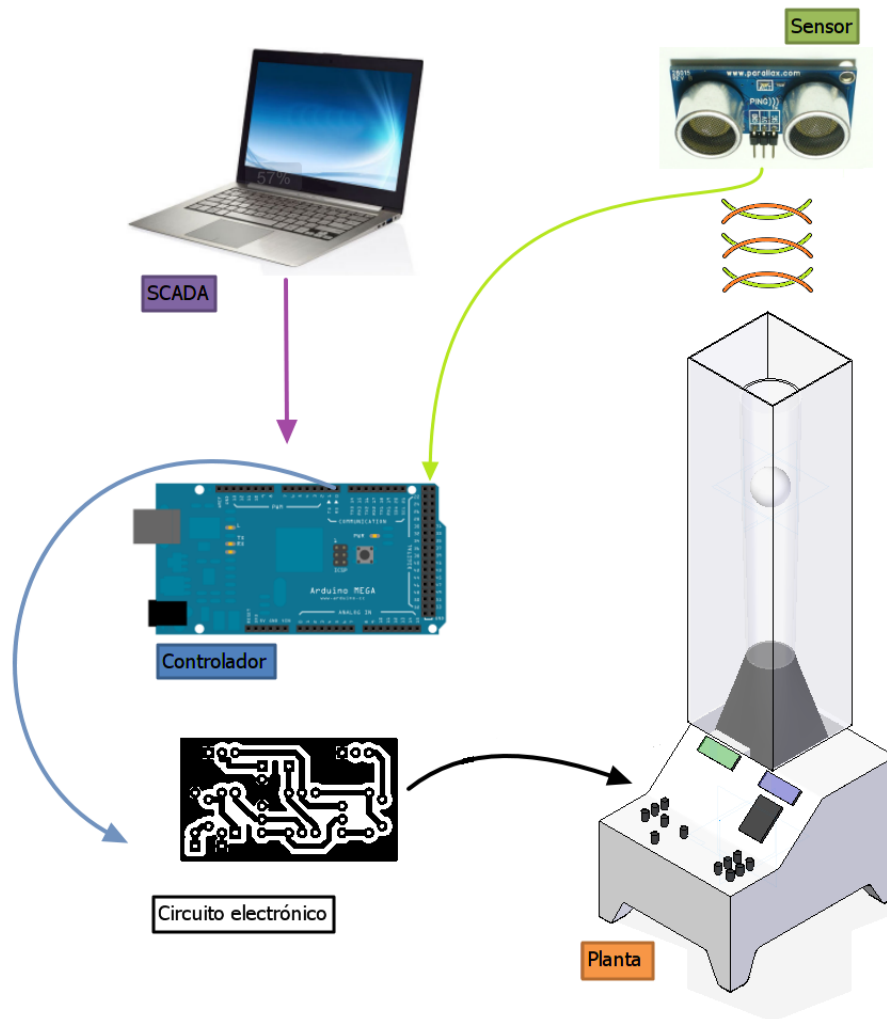


Figura 3.8: Sistema de levitación neumática

3.5. Efectos de cuantización y redondeo

En la determinación de la ley de control se deben tener en cuenta aspectos importantes que pueden afectar la estabilidad relativa del sistema, tales como: los efectos de cuantización en la conversión D-A y/o A-D, el redondeo en la representación de los coeficientes del controlador y errores en los cálculos numéricos. A continuación se enumeran algunos de las posibles causas de estos efectos.

- **Aritmética de coma flotante:** el micro-controlador sobre el cual se basa la tarjeta Arduino es de 8 bits (ATMega2560) y el formato utilizado para representar números

reales con 6 o 7 dígitos de precisión es el de coma flotante, el cual comprende el intervalo de valores de $3.4028235E+38$ a $-3.4028235E+38$ almacenados en 32 bits (4 bytes) de información [24].

Los números en coma flotante no son exactos, y muchos proporcionan falsos resultados cuando son comparados. Por ejemplo, $6.0/3.0$ puede no ser igual a 2.0. Para esto, se debe comprobar que el valor absoluto de la diferencia entre los números pertenezca a un rango pequeño [24].

La matemática en coma flotante es mucho más lenta que la matemática de enteros para realizar operaciones, por lo que se recomienda evitarla si, por ejemplo, un bucle tiene que ejecutarse a la máxima velocidad para funciones con temporizaciones precisas [24].

- **Palabra finita:** debido a que la representación de los coeficientes del controlador debe realizarse mediante palabras binarias que utilizan un número limitado de bits, si el número de bits empleados no es suficiente, las localizaciones de los polos y los ceros del controlador podrían no llevarse a cabo con tanta exactitud como se desea, obteniendo así, resultados inesperados.
- **Redondeo** Los cálculos matemáticos en la medición de la altura de la esfera y la obtención del esfuerzo de control introducen errores de redondeo que pueden afectar la respuesta del sistema.
- **Cuantización:** La tarjeta Arduino permite manipular señales PWM con una resolución predeterminada de 8 bits y una frecuencia de 490 Hz. A pesar de que el microcontrolador ATmega2560 permite manejar salidas PWM de 16 bits y variar la frecuencia, el lenguaje de programación de Arduino no proporciona las librerías para utilizarlas.

Capítulo 4

Sistema SCADA

El presente capítulo está compuesto por 2 secciones: en la primera sección se describe el sistema SCADA desarrollado y en la segunda sección se presenta una interfaz gráfica de usuario para cambiar los parámetros del controlador.

4.1. Sistema SCADA

Sistema SCADA Un sistema SCADA (acrónimo de sistema de Supervisión, Control y Adquisición de Datos por sus siglas en inglés) es un aplicativo de software específico para procesos industriales. Los sistemas SCADA se usan para monitorear y controlar plantas o procesos industriales. Comprenden la transferencia de datos entre un ordenador principal con una interfaz gráfica de usuario (servidor central) y una variedad de terminales remotas (RTUs) y/o controladores lógicos programables (PLCs). Un sistema SCADA recopila información; por ejemplo, cuando se ha producido una fuga en una tubería, transfiere dicha información de regreso a un sitio central y luego genera una alarma a la estación base acerca de la fuga; posteriormente, lleva a cabo las tareas de análisis y control correspondientes, tales como determinar si la fuga es crítica, o la información de manera lógica y organizada. Estos sistemas pueden tener propósitos relativamente simples, como supervisar las condiciones ambientales de un pequeño edificio de oficinas, o pueden llegar a ser muy complejos, como por ejemplo, un sistema que controla toda la actividad de una planta de energía nuclear o la actividad de un sistema de agua municipal [26].

Normalmente, los sistemas SCADA han utilizado la red pública conmutada (PSN) para propósitos de supervisión. Hoy en día, muchos sistemas son monitoreados utilizando la infraestructura de la red de área local corporativa (LAN) o la red de área amplia (WAN), al igual que las tecnologías inalámbricas [26].

Se seleccionó MATLAB como herramienta de desarrollo de un sistema SCADA para el

Módulo de levitación neumática, por las siguientes razones:

1. MATLAB es una herramienta de software muy utilizada en el Programa de Automática Industrial de la Universidad del Cauca, especialmente en la materias de Sistemas de Control Analógico y Control Digital.
2. Es usada por muchos ingenieros y científicos en la industria y la academia para una variedad de aplicaciones, tales como desarrollo de algoritmos, procesamiento de señales e imágenes, cálculo numérico, análisis y visualización de datos, modelado y simulación de sistemas dinámicos [27].
3. Proporciona un entorno de programación interactivo y fácil de utilizar, reduce tareas de cálculo matemático complejas en pocas líneas de código y permite la convergencia entre un ambiente de simulación y la adquisición de datos de un sistema dinámico.

MATLAB es la abreviatura de *Matrix Laboratory* (laboratorio de matrices), un software matemático que ofrece un entorno integrado de desarrollo (IDE) y un lenguaje de programación de alto nivel propio (lenguaje *M*) para realizar tareas de cálculo complejas de forma más rápida que con los lenguajes de programación tradicionales, tales como C, C++ y Fortran [27].

Para ejecutar el sistema SCADA con un funcionamiento óptimo se recomienda contar con un ordenador de las siguientes características:

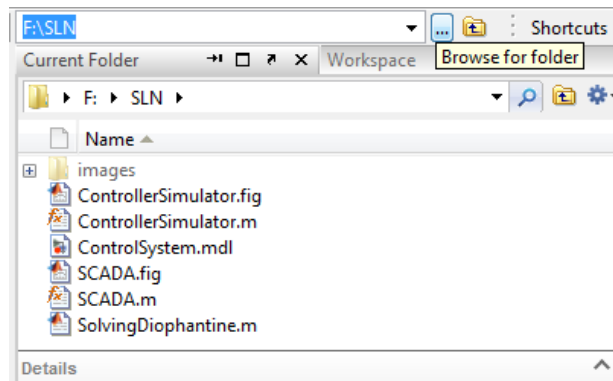
Software	MATLAB 7.11.0 (R2010b) o superior
Procesador	Dual core
RAM	1 Gb
Disco duro	40 Gb
Sistema operativo	Windows XP o superior

Tabla 4.1: Requerimientos de funcionamiento óptimo

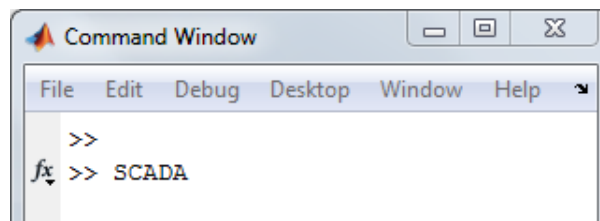
4.1.1. Ejecutar el sistema SCADA

Una vez haya abierto MATLAB puede ejecutar el sistema SCADA de varias formas. A continuación se describen dos de ellas:

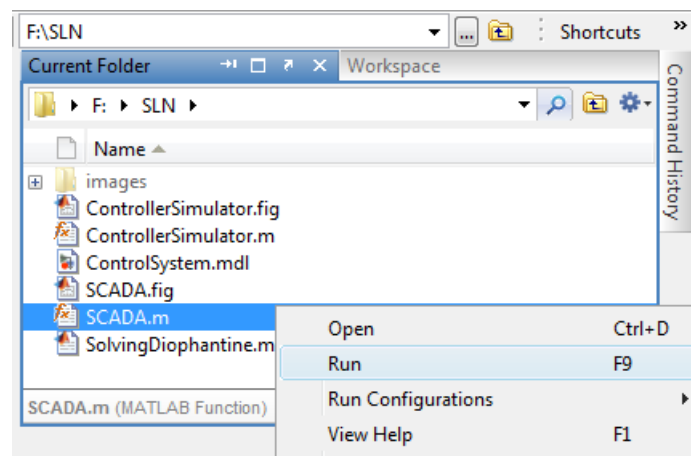
Nota: los archivos del sistema SCADA (SCADA_v1_0.fig y SCADA_v1_0.m) deben estar ubicados en la ruta de MATLAB o en ventana Current Folder, para ser ejecutados. Para esto, se pulsa el botón *Browse for folder* en la barra de herramientas de MATLAB y luego se selecciona el directorio donde se encuentran los archivos.



- **Por línea de comandos:** digitar SCADA_v1_0 en la ventana de comandos de MATLAB.



- **Ejecutar el archivo de código:** hacer clic derecho sobre el archivo SCADA_v1_0.m y luego seleccionar *Run*.



El sistema SCADA realizado está dividido en 2 ventanas principales. La primera ventana, denominada *Proceso*, permite monitorear variables, adquirir datos y fijar el valor de consigna de la planta; y la segunda ventana, denominada *Alarmas*, contiene un historial de alarmas producidas.



4.1.2. Ventana del proceso

A través de esta ventana es posible adquirir datos de la planta mediante una conexión USB con la tarjeta Arduino; monitorear variables, como el valor de consigna, la altura de la esfera, el esfuerzo de control y la señal de error; y ejercer una acción de control sobre la planta a través de la selección del valor de consigna.

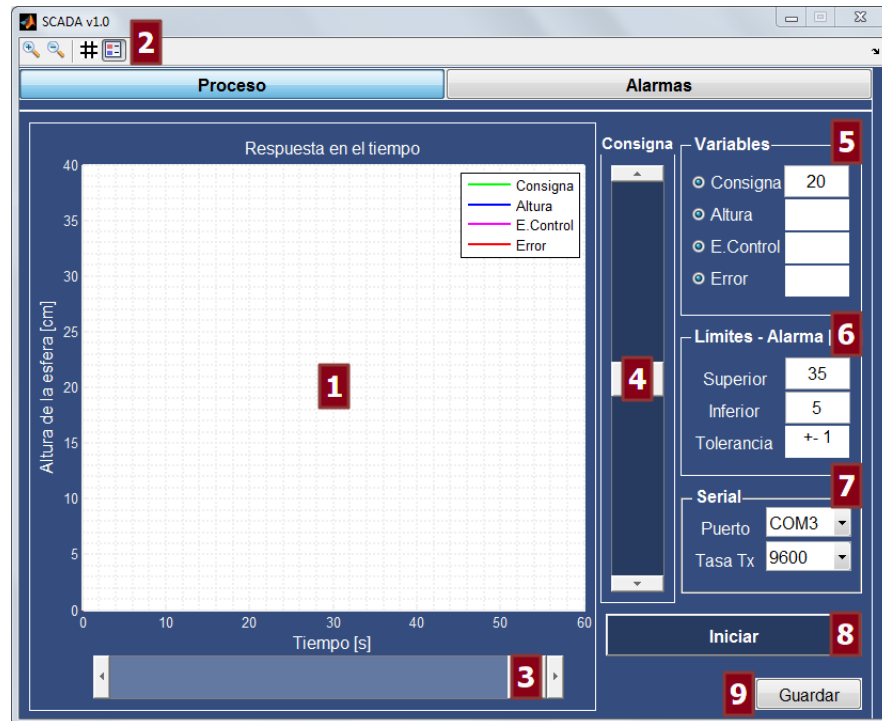
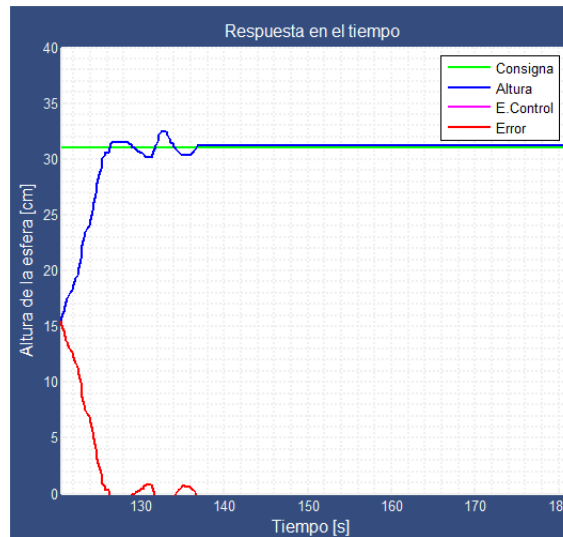


Figura 4.1: Ventana del proceso

En la Figura 4.1, se enumeran las funciones principales de la ventana:

1. **Gráficas:** ilustran de manera gráfica el comportamiento de las variables monitoreadas en función del tiempo. Existen dos modos de visualización: automático y de retroceso.

Cuando la barra de desplazamiento está en el extremo derecho se activa el modo automático, en el cual la gráfica se actualiza automáticamente cada 60 s, es decir, si han transcurrido 3 minutos se muestra una ventana de tiempo de 120 s a 180 s. Cuando la barra de desplazamiento no se encuentra en el extremo derecho, se activa el modo de retroceso, a través del cual es posible retroceder y detenerse en un punto de interés; en este modo no se actualiza la gráfica.



2. **Barra de herramientas:** proporciona funciones adicionales sobre la gráfica, tales como acercarla o alejarla, mostrar u ocultar la cuadrícula (*grid*), y mostrar u ocultar el cuadro de las convenciones o leyendas (*legend*).



3. **Barra de retroceso:** permite visualizar datos anteriores de la gráfica desplazando la barra horizontalmente.

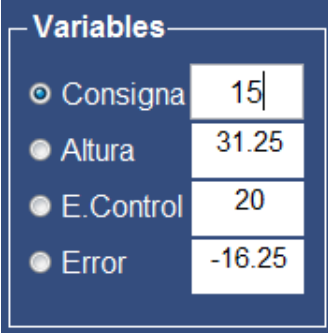


4. **Barra de consigna:** permite fijar el valor de consigna desplazando la barra verticalmente.



5. **Visualización de variables:** permite realizar las siguientes funciones:

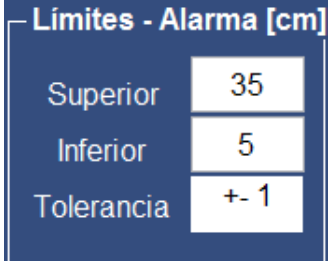
- Monitorear de manera continua el valor de consigna, la altura de la esfera, el esfuerzo de control y la señal de error (diferencia entre la consigna y la altura).
- Mostrar u ocultar las variables seleccionadas.
- Permite digitar el valor de consigna mediante una caja de texto.



Variables	
<input checked="" type="radio"/> Consigna	15
<input type="radio"/> Altura	31.25
<input type="radio"/> E.Control	20
<input type="radio"/> Error	-16.25

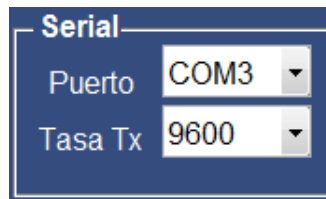
6. **Configuración de alarmas:** permite configurar dos valores límite para la altura de la esfera. De acuerdo al valor medido de la altura de la esfera, se registrará uno de los siguientes eventos:

- **Altura máxima:** si $(\text{Límite Superior} + \text{Tolerancia}) > \text{Altura}$
- **Altura normal:** si $(\text{Límite Inferior} + \text{Tolerancia}) > \text{Altura} > (\text{Límite Superior} - \text{Tolerancia})$
- **Altura mínima:** si $(\text{Límite Inferior} - \text{Tolerancia}) < \text{Altura}$

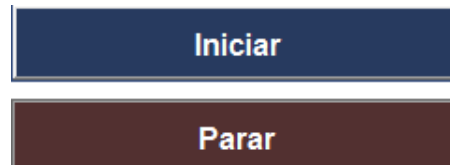


Límites - Alarma [cm]	
Superior	35
Inferior	5
Tolerancia	+ - 1

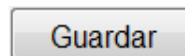
7. **Configuración de la comunicación:** permite configurar los parámetros de la comunicación serial, tales como el puerto y la velocidad de transmisión. La tarjeta Arduino Mega incluye un chip FTDI, el cual permite conectarla a un computador mediante un cable USB.



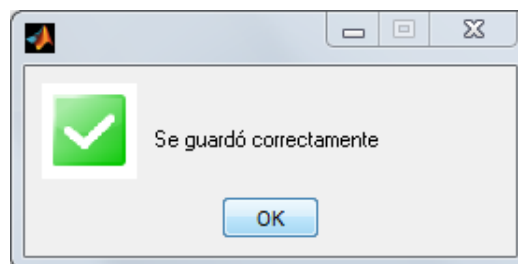
8. **Botón de inicio:** activa o desactiva el proceso de adquisición de los datos.



9. **Botón guardar:** permite guardar los datos de todas las variables medidas en un archivo con extensión *.mat*.



Si el proceso de guardado fue exitoso, aparecerá una ventana emergente como se ilustra a continuación:



Luego, se podrá importar dichos datos al espacio de trabajo de MATLAB para procesarlos en paralelo a la ejecución del sistema SCADA. A continuación, se describen dos maneras de importar los datos guardados. De forma predeterminada, se guardan en vectores las siguientes variables: *altura*, *consigna*, *eControl*, *error* y *tiempo*.

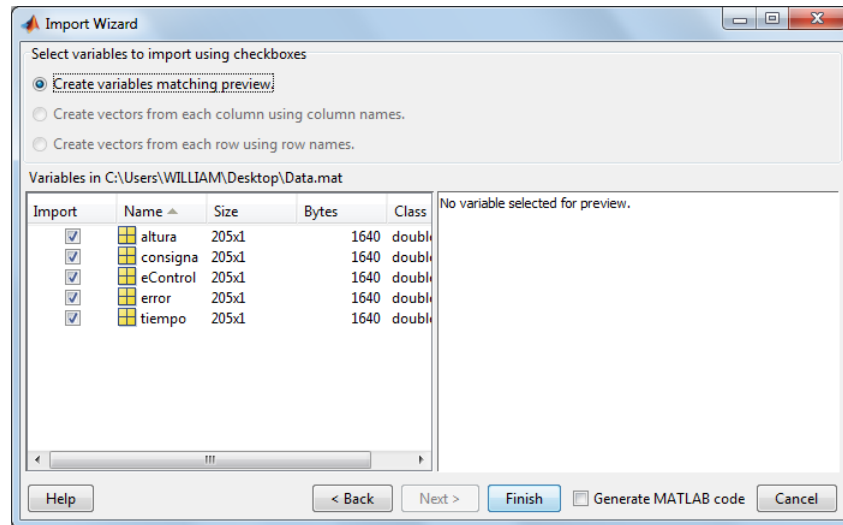
- 9.1. **Por línea de comandos:** digite la siguiente línea en la ventana de comandos (*Command Window*).
- Si el archivo se encuentra en el directorio actual (*Current Folder window*):

```
>> load nombreArchivo
```


- Si el archivo está en un directorio diferente:

```
>> load rutaAbsoluta\nombreArchivo
```

9.2. **Por medio del asistente de importación de MATLAB (*Import Wizard*):** es una interfaz gráfica de usuario que permite importar tanto archivos MAT como ASCII, y proporciona un control directo sobre las variables que creadas. Para iniciar el asistente seleccione **File > Import Data**.



4.1.3. Ventana de registro de alarmas

Lleva un registro de las alarmas producidas.

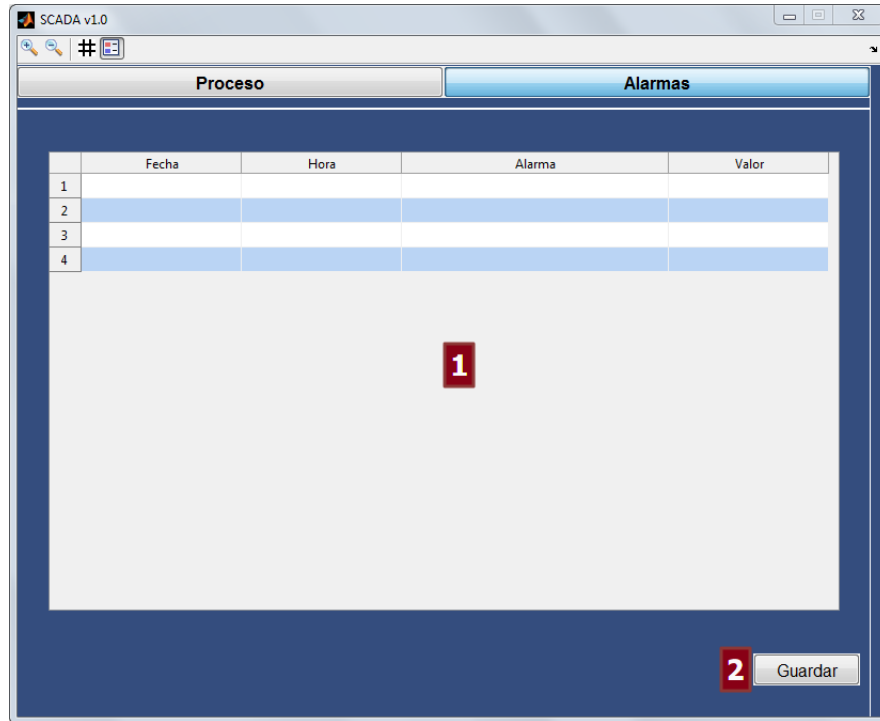


Figura 4.2: Ventana de registro de alarmas

En la Figura 4.2, se señalan las partes de la ventana:

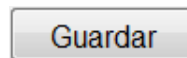
9.1. **Registro de alarmas:** cuando se genera una alarma, esta se registra mediante un mensaje compuesto por los siguientes campos: fecha, hora, motivo y valor. La fecha y hora corresponden al instante en el que se genera la alarma, el motivo corresponde a la causa de la alarma, y el valor se refiere a la altura de la esfera cuando se dispara la alarma.

	Fecha	Hora	Alarma	Valor
1	29-07-2012	20:42:07	Altura normal	31.2109
2	29-07-2012	20:51:47	Altura mínima	3.6719
3	29-07-2012	20:51:54	Altura normal	6.0547
4	29-07-2012	20:51:57	Altura máxima	36.6797
5	29-07-2012	20:51:57	Altura normal	31.6016
6	29-07-2012	20:52:00	Altura máxima	39.2969
7	29-07-2012	20:52:02	Altura normal	31.6797

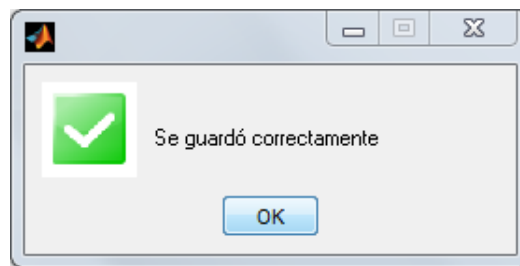
Nota: los mensajes se registran solo cuando hay un cambio de estado, por ejemplo, cuando se pasa de *Altura mínima* a *Altura normal*.

De acuerdo a la configuración de los parámetros *Límite Inferior* y *Límite Superior* en la ventana de *Proceso*, pueden generarse las siguientes alarmas:

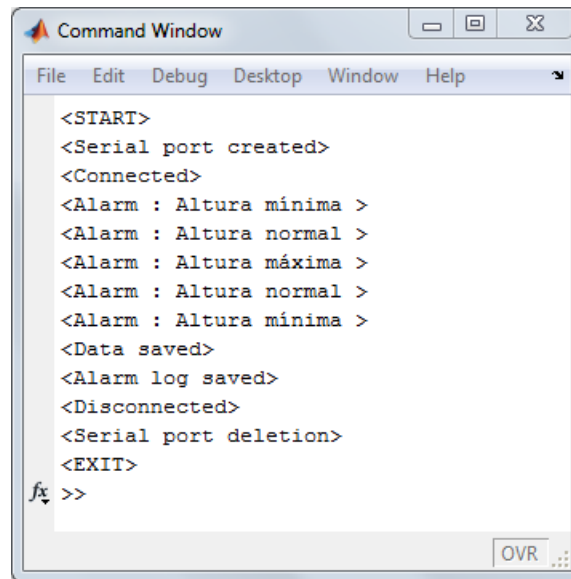
- 9.1.a. **Altura mínima:** se produce cuando la altura de la esfera se encuentra por debajo del límite inferior menos el valor de tolerancia establecido. Por ejemplo, suponiendo que el límite inferior está fijado en 5 cm y la tolerancia es de ± 1 cm, cuando el valor de altura alcance 3 cm o menos se producirá una alarma y se registrará con el motivo *Altura mínima*.
 - 9.1.b. **Altura normal:** se produce cuando la altura de la esfera se encuentra dentro del intervalo abierto (límite inferior, límite superior). Por ejemplo, suponiendo que el límite inferior es de 5 cm, el límite superior es de 35 cm y la tolerancia es de ± 1 cm, cuando la altura de la esfera se encuentre entre 7 cm y 33 cm se producirá una alarma y se registrará con el motivo *Altura normal*.
 - 9.1.c. **Altura máxima:** se produce cuando la altura de la esfera sobrepasa el límite superior más el valor de tolerancia establecido. Por ejemplo, suponiendo que el límite superior está fijado en 35 cm y la tolerancia es de ± 1 cm, cuando la altura de la esfera alcance 37 cm o más se generará una alarma y se registrará con el motivo *Altura máxima*.
- 9.2. **Botón guardar:** guarda el historial de mensajes en un archivo, el cual se puede abrir y editar posteriormente usando Microsoft Excel o un programa similar.



Si el proceso de guardado fue exitoso, aparecerá una ventana emergente como se ilustra a continuación:



Finalmente, los eventos principales quedarán registrados en la ventana de comandos de Matlab (Command Window).



```
Command Window
File Edit Debug Desktop Window Help
<START>
<Serial port created>
<Connected>
<Alarm : Altura mínima >
<Alarm : Altura normal >
<Alarm : Altura máxima >
<Alarm : Altura normal >
<Alarm : Altura mínima >
<Data saved>
<Alarm log saved>
<Disconnected>
<Serial port deletion>
<EXIT>
fx >>
```

4.2. Interfaz gráfica de usuario para simulación y selección de parámetros del controlador

Permite simular la respuesta del sistema de control en lazo cerrado ante una entrada de tipo escalón, configurar los parámetros del controlador y guardarlos en un archivo para luego programarlos en la tarjeta Arduino.

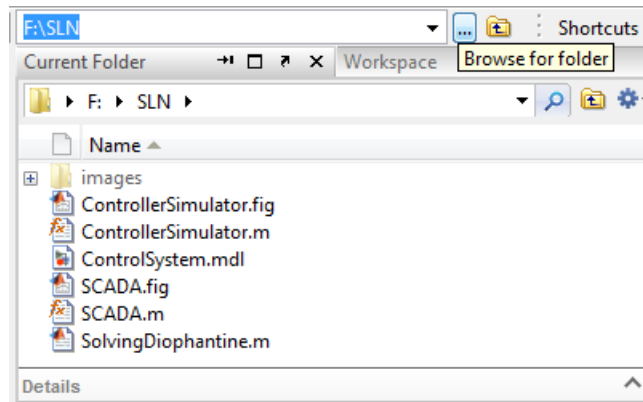
4.2.1. Ejecutar el programa de simulación

Una vez haya abierto MATLAB puede ejecutar la interfaz gráfica de usuario *Control System Simulator* de varias maneras. A continuación se describen dos formas de hacerlo:

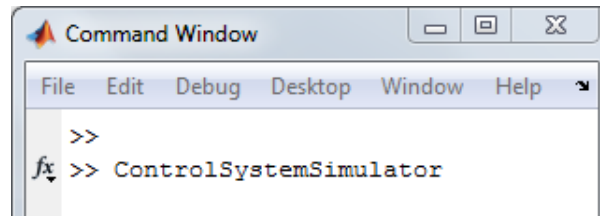
Nota: los siguientes archivos deben estar ubicados en la ventana *Current Folder*. Para esto, se pulsa el botón *Browse for folder* en la barra de herramientas de MATLAB y luego se selecciona el directorio donde se encuentran los archivos.

- ControlSystemSimulator.m
- ControlSystemSimulator.fig
- SolvingDiphontine.m
- ControlSystem.mdl
- ScriptController.m

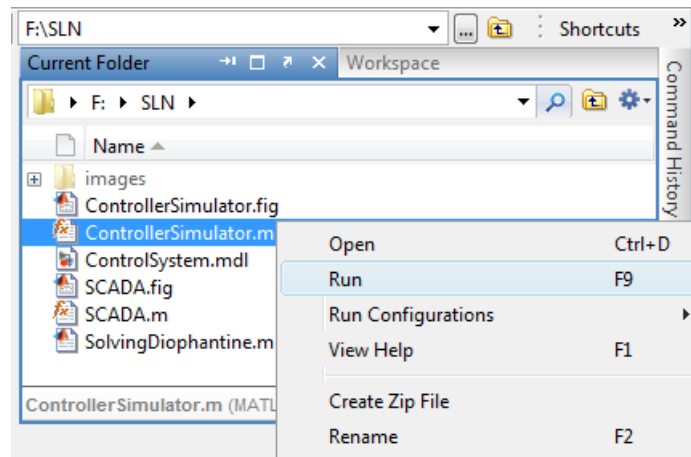
- Digital_Controller
 - TimerOne.h
 - TimerOne.cpp
 - DigitalController.h
 - DigitalController.cpp
 - Digital_Controller.ino



1. **Por línea de comandos:** digitar el nombre del archivo *ControlSystemSimulator* en la ventana de comandos de MATLAB.



2. **Ejecutar el archivo de código:** hacer clic derecho sobre el archivo *ControlSystemSimulator.m* y luego seleccionar la opción *Run*.



La interfaz gráfica de usuario está dividida en dos ventanas. La primera ventana permite simular la respuesta del sistema en lazo cerrado ante una entrada de tipo escalón; por medio de la segunda ventana es posible guardar los nuevos parámetros del controlador.



4.2.2. Ventana de simulación del proceso

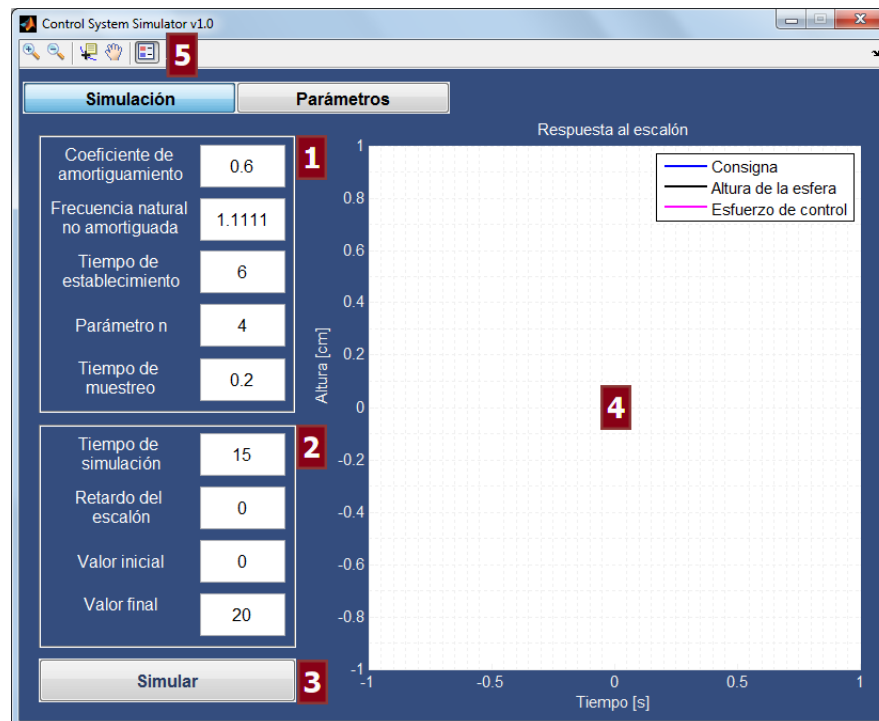


Figura 4.3: Ventana de simulación del proceso

1. **Selección de las características de desempeño:** permite cambiar los requerimientos de la respuesta transitoria del sistema de control en lazo cerrado.

Tiempo de simulación	15
Retardo del escalón	0
Valor inicial	0
Valor final	20

2. **Selección de las características de la señal escalón:** permite escoger las características de la señal escalón de entrada.

Coefficiente de amortiguamiento	0.6
Frecuencia natural no amortiguada	1.1111
Tiempo de establecimiento	6
Parámetro n	4
Tiempo de muestreo	0.2

En la Figura 4.3 se distinguen las funciones principales de la ventana:

3. **Botón Simular:** cuando se pulsa este botón se procesan los valores seleccionados, se despliegan los resultados gráficamente y se actualizan los valores de las matrices numéricas del controlador en la ventana *Parámetros*.



4. **Gráfica:** ilustra la respuesta del sistema realimentado ante una entrada tipo escalón, de acuerdo a los valores seleccionados.

Tiempo de simulación	15
Retardo del escalón	0
Valor inicial	0
Valor final	20

5. **Barra de herramientas:** proporciona funciones adicionales sobre la gráfica, tales como acercarla o alejarla, mostrar u ocultar el cuadro de las convenciones o leyendas, desplazarse sobre la gráfica, habilitar el cursor. (*legend*).



4.2.3. Ventana de configuración de los parámetros del controlador

A través de esta ventana es posible crear un archivo de configuración de parámetros del controlador en espacio de estados. Hay dos formas de configurar dichos parámetros:

- **Automático:** cuando se pulsa el botón simular en la ventana de Simulación, los parámetros del controlador se cargan automáticamente de acuerdo a los requerimientos de desempeño seleccionados.
- **Manual:** puede editar las matrices numéricas de la representación de espacio de estados del controlador, y seleccionar el número de entradas, salidas y estados de forma manual.

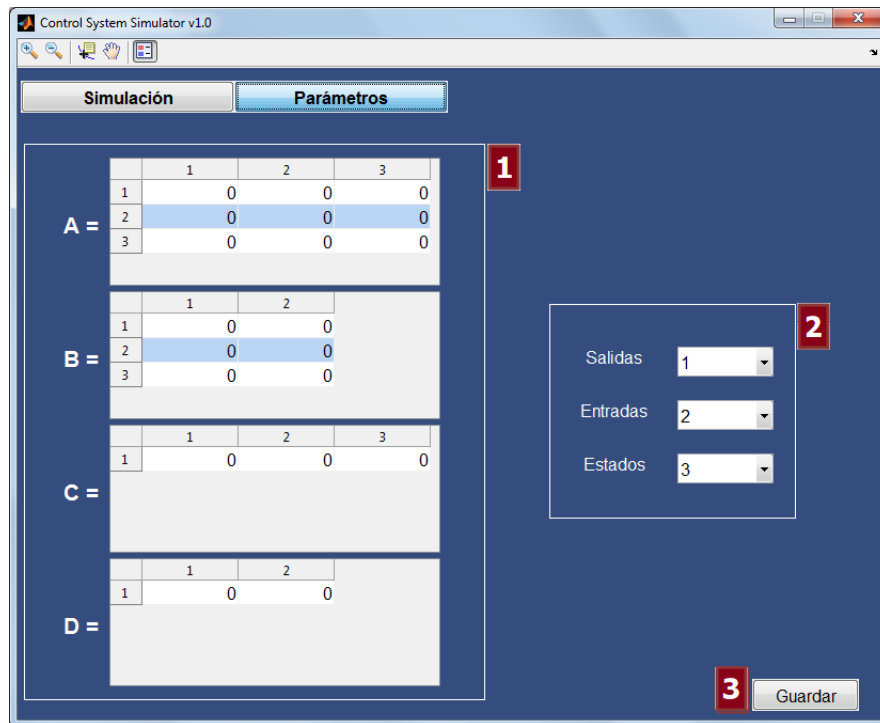


Figura 4.4: Ventana de configuración de los parámetros del controlador

En la Figura 4.4 se ilustran las funciones principales de la ventana:

1. **Selección de parámetros:** permite seleccionar el número de entradas, salidas y estados del controlador digital representado en espacio de estados.



2. **Configuración de las matrices numéricas:** permite establecer los valores de las matrices numéricas A, B, C y D del controlador.

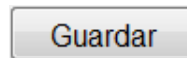
	1	2	3
A =			
1	-0.003908...	0.280284...	0
2	-0.280284...	-0.003908...	0
3	0	0	1.000000...

	1	2
B =		
1	-0.0074	-1.4976
2	1.9889e-04	0.3232
3	0.0410	-0.0410

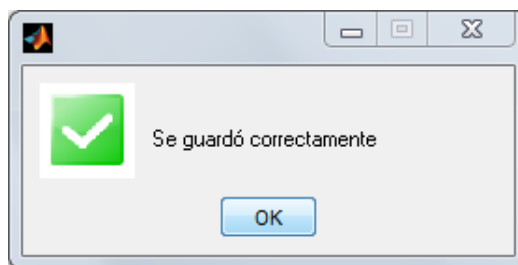
	1	2	3
C =			
1	-0.8337	-0.2462	1.9078

	1	2
D =		
1	0.0851	-1.3582

3. **Botón guardar:** guarda la configuración actual en un archivo denominado *Parameters.h*.



Si el proceso de guardado fue exitoso, aparecerá una ventana emergente como se ilustra a continuación:



Nota: para que estos cambios tengan efecto, dicho archivo debe ser copiado dentro de la carpeta *DigitalController* (donde se encuentran los archivos de programación) y es necesario programar nuevamente la tarjeta Arduino.

Conclusiones

- En este trabajo se mostró una forma de manipular una esfera de poliestireno expandido usando un caudal de aire. La estructura física se compone básicamente por un ducto de área variable, un contractor y un direccionador de flujo, los cuales mejoran la sustentación de la esfera en el aire, manteniendo una posición estable tanto en el eje vertical como en el eje horizontal, a una distancia que varía de acuerdo al caudal de aire suministrado por el actuador. La estrategia de control presentada consistió en un controlador R-S-T embebido en un microcontrolador.
- Se exploraron tres métodos distintos para la determinación de la función de frecuencia de la planta, debido al ruido eléctrico que afecta la medición de los datos. Primero, se realizó un análisis de correlación para obtener las características de magnitud y fase de las señales de entrada enmascaradas bajo el ruido blanco; luego, se hizo un análisis frecuencial usando un método de optimización, en el cual, dado un conjunto suficientemente grande de muestras se estimó una función que mejor se ajustara a los datos medidos; y por último, se obtuvo una curva satisfactoria a partir de un análisis espectral de las señales de entrada y de salida de la planta, dicho análisis consiste en descomponer señales complejas en el dominio del tiempo en señales más simples en el dominio de la frecuencia. Mediante la razón de amplitudes y el cambio de fase de un número suficientemente grande de frecuencias se trazó un diagrama de Bode, y a partir de dicho diagrama se obtuvo una función de transferencia de la planta usando un ajuste de curvas.
- Con base en un trazado asintótico sobre las gráficas de magnitud y de fase del diagrama de Bode obtenido, se presentaron 4 estructuras para el modelo matemático de la planta, de las cuales se escogió la que cumplió mayormente con los criterios de selección: menor sumatoria de error al cuadrado, mayor convergencia cualitativa entre el modelo estimado y los datos experimentales, y menor número de polos.
- Se obtuvo un modelo matemático de la planta a partir de datos experimentales y se comprobó su idoneidad mediante la superposición de las curvas de respuesta en frecuencia y respuesta al escalón del modelo y la planta real. El modelo estimado representó adecuadamente la dinámica de la planta.

- Se diseñó un controlador por ubicación de polos basado en polinomios, con realimentación de la altura de la esfera a través un sensor ultrasónico.
- Se implementó un sistema de control RST y se comprobó el correcto seguimiento de referencias y el rechazo a perturbaciones.
- Se desarrolló una interfaz gráfica de usuario que permite simular la respuesta del sistema de control en lazo cerrado en el seguimiento de un valor de consigna, y modificar los parámetros del controlador.
- Finalmente, se realizó el diseño y la implementación de un sistema SCADA que permite hacer supervisión, control y adquisición de las variables del proceso.

Trabajos Futuros

- Estudio de diferentes realizaciones de controladores digitales.
- Diseño e implementación de un controlador para el seguimiento de una señal de entrada tipo rampa.
- Aplicación de otras técnicas de control, tales como Control PID, Lógica Difusa o Control Robusto.

Bibliografía

- [1] G.Lugo, "La importancia de los laboratorios," *Imcyc*, Ingeniería, Construcción y Tecnología, ct06, pp. 20-22, Diciembre 2006. [En línea]. Disponible en: <http://www.imcyc.com/revistact06/dic06/INGENIERIA.pdf> [Consultado Abril 11, 2011].
- [2] J. Díaz y O. Quiñones, "Diseño, construcción y control de un sistema de levitación neumática," *Monografía*. Popayán: Universidad del Cauca, 2010.
- [3] —, "Levitation," *Definition*, From Wikipedia, the free encyclopedia. [En línea]. Disponible en: <http://en.wikipedia.org/wiki/Levitation> [Consultado Abril 11, 2011].
- [4] B.Ozcelik y F. Erzincanli, "A non-contact end-effector for the handling of garments," *Cambridge*, vol.20, pp. 447-450, 2002. [En línea]. Disponible en: <http://journals.cambridge.org/action/displayAbstract?fromPage=online&aid=109881> [Consultado Abril 30, 2011].
- [5] —, "Examination of the movement of a woven fabric in the horizontal direction using a non-contact end-effector," *textslInternational Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 25, pp. 527-532, 2005. [En línea]. Disponible en: <http://www.springerlink.com/content/q8g3h3mxr16w3v7d/> [Consultado Abril 30, 2011].
- [6] D. Biegelsen, A. Berlin, P. Cheung, M. Fromherz, y D. Goldberg, "Airjet paper mover" in *SPIE Int. Symposium on Micromachining and Microfabrication*, pp. 417-611, 2000. [En línea]. Disponible en: <http://www2.parc.com/isl/members/fromherz/publications/sm-spie417611.pdf> [Consultado Abril 30, 2011].
- [7] S. Davis, J. Gray, y D. G. Caldwell, "An end effector based on the Bernoulli principle for handling sliced fruit and vegetables," *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, vol. 24, no. 1, pp. 249-257, 2008. [En línea]. Disponible en: http://www.epsrcham.org.uk/Papers_files/Ham23.pdf [Consultado Abril 30, 2011].
- [8] A. Becker, R. Sandheinrich, y T. Bretl, "Automated manipulation of spherical objects in three dimensions using a gimbaled air jet" *IEEE/RSJ*

- International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 978-1-4244-3804-4, pp. 781-786, Octubre 2009. [En línea]. Disponible en: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5354427 [Consultado Abril 30, 2011].
- [9] A. Becker, R. Sandheinrich, y T. Bretl, "Automated manipulation of spherical objects in three dimensions using a gimbaled air jet," *IEEE*, pp.1-21, Octubre 2009. [En línea]. Disponible en: <https://wiki.engr.illinois.edu/download/attachments/21331994/IROSfinal.pdf> [Consultado Abril 30, 2011].
- [10] K. T. McDonald, "Levitating beachballs,. Joseph Henry Laboratories", *Princeton University*, NJ 08544, pp. 1-5, Diciembre 1994. [En línea]. Disponible en: <http://www.hep.princeton.edu/mcdonald/examples/beachball.pdf> [Consultado Abril 26, 2011].
- [11] N. Quijano, A. E. Gil, y K. M. Passino, "Experiments for dynamic resource allocation, scheduling, and control," *IEEE Control Systems Magazine*, 0272-1708, pp. 66-70, Febrero 2005. [En línea]. Disponible en: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1388804 [Consultado Abril 26, 2011].
- [12] K. Passino, "Ball-in-tube linearization example," ECE 758, p. 1, 2009. [En línea]. Disponible en: http://www2.ece.ohio-state.edu/~passino/lab5_nonlinear_ball_tube_ex.pdf [Consultado Abril 26, 2011].
- [13] D. Ordoñez, M. Jacome, y F. Gonzalez, "Implementación y estudio comparativo de técnicas de control PID y Fuzzy en controladores lógicos programables," *RESET-UTS, Revista de las Unidades Tecnológicas de Santander*, vol. 1, No. 4, pp. 22-28, Diciembre 2009. [En línea]. Disponible en: <http://www.uts.edu.co/reset/anteriores/ARTICULORESET4.pdf> [Consultado en Abril 30, 2011].
- [14] J. Escaño, D. Algarin, y M. Ortega, "Identificación y control de posición de un sistema de levitación neumática," *XXV Jornadas Nacionales de Automática*, CEA-IFAC, Ciudad Real, pp. 1-7, Septiembre 2004. [En línea]. Disponible en: <http://www.ceafiac.es/actividades/jornadas/XXV/documentos/39-anessiure.pdf> [Consultado Abril 24, 2011].
- [15] L. Ljung, "System identification toolbox users guide," *The Mathworks Inc.*, 3rd printing, 1995. [En línea]. Disponible en: http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/ident/ident.pdf [Consultado en Abril 24, 2011].
- [16] C. Rengifo y O. Bolaños, "Técnicas modernas de control de procesos: modelamiento con datos experimentales" *Popayán: Universidad del Cauca*, 2001, pp. 31-47.

- [17] C. Rengifo, "Identificación no paramétrica en el dominio de la frecuencia," *Notas de clase*. Popayán: Universidad del Cauca, 2011.
- [18] K. Ogata, "Ingeniería de control moderna," Tercera Edición, Pearson Prentice Hall, pp. 13, 150-152, 471, 567-571. 2008.
- [19] L. Ljung, "System Identification: Theory for the user," ., Primera Edición, Pearson Prentice Hall, 1987.
- [20] A.V. Oppenheim, A.S. Oppenheim y S.Willsky, "Señales y sistemas," Segunda Edición, Pearson Prentice Hall, pp.211-221, 358-367. 2011.
- [21] Landau y I.D., "System Identification and Control Design," *Englewood Cliffs New Jersey*. 1990.
- [22] K.J. Åström y B. Wittenmark, "Computer Controlled Systems," *Teory and design*, Tercera Edición, Prentice Hall, pp. 211-221, 358-367. 1997.
- [23] K. Ogata, "Sistemas de control en tiempo discreto," Segunda Edición, Pearson Prentice Hall, pp. 7. 2006.
- [24] —, "Arduino Mega 2560," *Descripción*, Arduino. [En línea]. Disponible en: <http://arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardMega2560> [Consultado en Marzo 10, 2012].
- [25] T. Rechner, "Calculation of the Speed of Sound c in Air and the effective Temperature," *The propagation velocity or speed of sound in air*. [En línea]. Disponible en: <http://www.sengpielaudio.com/calculator-speedsound.htm> [Consultado en Abril 24, 2011].
- [26] National Communications system, "Supervisory Control and DataAcquisition (SCADA) Systems," *NCS, Technical information bulletin 04-1*, pp. 4-5, Octubre 2004. [En línea]. Disponible en: http://www.ncs.gov/library/tech_bulletins/2004/tib_04-1.pdf [Consultado Mayo 20, 2012].
- [27] —, "Matlab ," *The language of technical computing*. [En línea]. Disponible en: <http://www.mathworks.com/products/matlab/index.html> [Consultado Julio 30, 2012].