



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS  
AVANZADOS DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**Unidad Zacatenco**

Departamento de Control Automático

**Control en posición de un motor piezoeléctrico  
ultrasónico lineal utilizando observadores Proporcionales  
Integrales Generalizados**

Tesis que presenta

**José Luis Luna Pineda**

para obtener el Grado de

**Maestro en Ciencias**

en la Especialidad de

**Control Automático**

Director de la Tesis

**Dr. Rubén Alejandro Garrido Moctezuma**

Ciudad de México

Agosto 2017

# Resumen

En este trabajo de tesis se propone utilizar un observador Proporcional Integral Generalizado (PIG) para estimar tanto la velocidad como un término de incertidumbre para su aplicación en el control de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal (MPUL). Se describen los fundamentos de la teoría de la Piezoelectricidad aplicados a los motores ultrasónicos (MUs). Estos utilizan materiales piezoeléctricos los cuales, debido al efecto piezoeléctrico inverso, vibran en la banda de frecuencia ultrasónica, produciéndose así un movimiento lineal o rotacional debido a la fuerza de fricción que existe entre la parte móvil y el estator del motor. Estas propiedades de deformación debidas a la vibración son más pronunciadas en los materiales ferroeléctricos que son una clase especial de materiales piezoeléctricos. Sin embargo, los materiales ferroeléctricos con las propiedades piezoeléctricas más notables suelen ser los que exhiben el fenómeno de histéresis electromecánica más acentuado. La histéresis electromecánica debida al efecto piezoeléctrico inverso y la fricción entre el estator y el rotor han sido identificadas como los principales problemas a tratar en el desarrollo de leyes de control para estos motores y que tienen un impacto importante en su desempeño. También se presenta el estudio del estado del arte de los MUs, su clasificación, sus características principales y sus aplicaciones.

Se describen las características principales del equipo de laboratorio empleado en los experimentos así como el modelo matemático del motor y del amplificador que lo impulsa, el cual incorpora un término de incertidumbre que toma en cuenta los efectos de fricción no lineal, de histéresis electromecánica y de un término de incertidumbre asociado a un voltaje de *offset* generado dentro del amplificador el cual introduce un sesgo a la salida del amplificador. Además, como un punto de partida para el control en posición de este tipo de motores se emplea una ley de control Proporcional Integral Derivativo (PID) para el problema de regulación.

Se estudia la identificación paramétrica de un modelo del MPUL sin tomar en cuenta el término desconocido de incertidumbre. Asimismo, se propone un algoritmo de control basado en un observador PIG junto con un controlador Proporcional Derivativo (PD) para la tarea de seguimiento de trayectoria. Este se compara experimentalmente con un controlador PID.

# Abstract

This thesis explores the use of a Generalized Integral Proportional Observer (PIG) to estimate both the velocity and an uncertainty term for its application in the control of a linear ultrasonic piezoelectric motor (MPUL). The basics aspects of Piezoelectricity describing the operation of ultrasonic motors (MUs) are mentioned. An ultrasonic motor uses piezoelectric materials which, due to the inverse piezoelectric effect, vibrate in the ultrasonic frequency band. This vibration produces, through frictional forces, a relative movement between the moving part of the motor and its stator.

The piezoelectric properties are more pronounced in ferroelectric materials. However, these material, which exhibit the most notable piezoelectric properties, tend to be the ones with the most pronounced electromechanical hysteresis phenomenon. The electromechanical hysteresis due to the inverse piezoelectric effect and the friction between the stator and the moving part of the motor have been identified as the main problems to be addressed in the development of control laws for these motors, and that have an important impact on their performance.

This work describes the state of the art on MUs, their classification, their main characteristics and their applications. The main features of the laboratory equipment used in the experiments are also described as well as the mathematical model of the motor and its driving amplifier. This model incorporates an uncertainty term taking into account the effects of nonlinear friction, electromechanical hysteresis and an uncertainty term associated with an offset voltage generated within the amplifier. This offset produces a bias at the output of the amplifier thus perturbing the operation of the motor. In addition, as a starting point for controlling this type of motors, a Proportional Integral Derivative (PID) control law is used for dealing with the constant set point position problem.

A parametric identification of a simplified model of an MPUL using the Least Squares method is performed without taking into account the uncertainty term. Moreover, a control algorithm based on a PIG observer is proposed along with a Proportional Derivative (PD) controller for trajectory tracking tasks. The performance of this scheme is experimentally compared with the one produced by a PID controller.

# Agradecimientos

Quiero agradecer a Dios, por permitirme terminar esta etapa de mi vida que me dio grandes y maravillosas experiencias. A mis padres por el apoyo durante estos dos años. Mi mamá Lilia por darme los ánimos y consejos para no detenerme, a mi papá José Luis por enseñarme a trabajar y hacer las cosas siempre con ganas, entusiasmo y alegría, a los dos por enseñarme a ser humilde y estar presentes en toda esta etapa.

En especial muchas gracias a mi asesor el Dr. Rubén Garrido por su apoyo y sustento en todo este proceso, ya que sin el nada de esto sería posible. Gracias Dr. Rubén por el tiempo que le dedico a revisar y corregir este trabajo y por todo lo que me enseñó en el año que trabajamos juntos, también gracias porque bajo su tutoría espero entrar al programa de doctorado y que podamos seguir trabajando para obtener grandes resultados.

Muchas gracias a mi novia Nilvana por estar a mi lado durante estos dos años, sé que ha sido difícil pero este es un logro de los dos. Gracias por tanto amor y por todo lo que hemos vivido, sin duda tu eres uno de mis motivos para seguir siempre hacia adelante.

Quiero agradecer a todos mis amigos, Enrique Arrieta, Juan José Mendoza, David Reyes y Jovani Pérez con los que después de años de haber salido del ITP aun mantengo una amistad verdadera y me siguen apoyando y aconsejando en momentos difíciles. A mis amigos Mario Cuellar, Erick Asiain, Carlos Valerio, Guillermo, Liz, Edgar, Mario Maya, Erick García, y por último pero no menos importante al Apa Pedro por esas buenas fiestas que pasamos, porque durante estos dos años en el DCA pasamos experiencias que aunque fueron traumantes y duras nos dieron un panorama más grande de lo que podemos lograr, además a todos mis compañeros de maestría y algunos de doctorado que tuve el placer de conocer.

También agradecer a mi abuelita Chelo por cuidarme y darme tanto cariño. A todos mis familiares y compañeros de trabajo como a Ricardo, Ausencio, Ivan, Livino, George, Juventino, José Luis, Gustavo y Paco que me impulsaron a empezar este reto.

Me gustaría agradecer a todos mis profesores de maestría los cuales me enseñaron cosas que estaban fuera de mi imaginación. A mis antiguos profesores de la superior en especial al ingeniero Sergio Tovar y al Maestro Arturo Ham por animarme a realizar este trabajo. Además quiero agradecer a los ingenieros Gerardo Castro y Jesús Meza por su contribución en el acondicionamiento del equipo de laboratorio y por el apoyo brindado.

# Índice general

Resumen	II
Abstract	III
Agradecimientos	IV
Índice de figuras	VI
Índice de tablas	VIII
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación de la tesis . . . . .	2
1.2. Objetivo de la tesis . . . . .	2
1.3. Metas Principales . . . . .	2
1.4. Contribuciones de este trabajo . . . . .	2
1.5. Estructura de la tesis . . . . .	3
<b>2. Preliminares</b>	<b>4</b>
2.1. Piezoelectricidad . . . . .	4
2.1.1. Descubrimiento de la piezoelectricidad . . . . .	4
2.1.2. Efectos piezoeléctricos directo e inverso . . . . .	5
2.1.3. Historia, clasificación y aplicaciones de los materiales piezoeléctricos . . . . .	6
2.1.4. Modos de vibración de los materiales piezoeléctricos . . . . .	8
2.2. Ferroelectricidad . . . . .	9
2.2.1. Historia de los materiales ferroeléctricos . . . . .	9
2.2.2. Efecto de polarización . . . . .	11
2.2.3. Histéresis en materiales ferroeléctricos . . . . .	11
2.3. Motores piezoeléctricos ultrasónicos . . . . .	12
2.3.1. Historia de los motores ultrasónicos . . . . .	12
2.3.2. Características de los motores ultrasónicos . . . . .	13
2.3.3. Clasificación de los motores ultrasónicos . . . . .	14
2.3.4. Motores ultrasónicos lineales . . . . .	14
<b>3. Descripción del equipo de laboratorio</b>	<b>17</b>
3.1. Motor Piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3 de Nanomotion Ltd . . . . .	17
3.1.1. Conexiones eléctricas . . . . .	19
3.2. Amplificador AB5 de Nanomotion Ltd . . . . .	20
3.2.1. Principio de operación del amplificador AB5 . . . . .	20
3.2.2. Conexiones eléctricas del amplificador AB5 . . . . .	20

3.2.3.	Modos de operación . . . . .	21
3.2.4.	Interfaz de control de movimiento . . . . .	21
3.2.5.	Ajuste del voltaje de <i>offset</i> del amplificador . . . . .	21
3.2.6.	Mecanismo de protección térmica . . . . .	22
3.3.	Sensor de posición RENISHAW RGH24H30D30A . . . . .	23
3.3.1.	Conexiones eléctricas del sensor Renishaw RGH24H30D30A . . . . .	24
3.4.	Modelo matemático del motor piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3 y el amplificador AB5 de Nanomotion Ltd . . . . .	25
<b>4.</b>	<b>Control en posición de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal</b>	<b>26</b>
4.1.	Controlador PID . . . . .	26
4.2.	Configuración experimental . . . . .	27
4.3.	Resultados experimentales . . . . .	28
4.3.1.	Análisis de los resultados experimentales . . . . .	31
4.4.	Conclusión . . . . .	31
<b>5.</b>	<b>Identificación paramétrica de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal</b>	<b>33</b>
5.1.	Controlador Proporcional Derivativo (PD) . . . . .	33
5.2.	Modelo usado para la identificación . . . . .	33
5.3.	Algoritmo de Mínimos Cuadrados . . . . .	34
5.4.	Resultados experimentales . . . . .	35
5.5.	Validación de los parámetros estimados para un MUL . . . . .	37
5.6.	Conclusiones . . . . .	40
<b>6.</b>	<b>Diseño y aplicación de un Observador PIG a un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal</b>	<b>42</b>
6.1.	Diseño de un observador Proporcional Integral Generalizado . . . . .	42
6.2.	Resultados experimentales . . . . .	44
6.2.1.	<b>Experimento 1:</b> Seguimiento de trayectoria para una distancia de 0.1 mm=100 $\mu$ m. . . . .	46
6.2.2.	<b>Experimento 2:</b> Seguimiento de trayectoria para una distancia de 1 mm=1000 $\mu$ m. . . . .	48
6.2.3.	Análisis de los resultados experimentales . . . . .	51
6.3.	Conclusión . . . . .	51
<b>7.</b>	<b>Conclusiones y trabajo a futuro</b>	<b>52</b>
<b>A.</b>	<b>Hoja de datos del motor piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3</b>	<b>53</b>
<b>B.</b>	<b>Hoja de datos del amplificador AB5</b>	<b>54</b>

# Índice de figuras

2.1. Pierre (izquierda) y Jacques (derecha) Curie [1]. . . . .	5
2.2. Gabriel Lippman [2]. . . . .	5
2.3. Descripción gráfica de los efectos piezoeléctricos. Efecto piezoeléctrico directo: (a), (b), (c). Efecto piezoeléctrico inverso: (d), (e), (f) . . . . .	6
2.4. Transductor de Langevin para efectuar sondeos de profundidad en el agua [1]. . . . .	7
2.5. Clasificación de cristales naturales piezoeléctricos. . . . .	7
2.6. Tipos de vibración en un material piezoeléctrico. . . . .	8
2.7. Principales personajes en el descubrimiento de ferroelectricidad. . . . .	9
2.8. Efecto de histéresis en materiales ferroeléctricos publicada por Joseph Valasek [3].	10
2.9. Efecto de histéresis en materiales ferroeléctricos [4]. . . . .	10
2.10. Descripción gráfica del efecto de polarización. . . . .	11
2.11. Histéresis de Desplazamiento-Voltaje en un actuador que usa PZT [5]. . . . .	12
2.12. “Piezomotor” de Williams y Brown [6]. . . . .	12
2.13. Primeros Motores Ultrasónicos (MUs). . . . .	13
2.14. Principio de funcionamiento de un motor piezoeléctrico de micro-empuje usando una placa rectangular piezoeléctrica. . . . .	15
2.15. Aplicaciones de motores ultrasónicos [4]. . . . .	16
3.1. Tipos de motores ultrasónicos de la serie HR [7]. . . . .	17
3.2. Guía del fabricante para ordenar un motor de la serie HR [7]. . . . .	18
3.3. Conector tipo DB9 para el motor HR4 [8]. . . . .	19
3.4. Gráfica de Velocidad- Voltaje correspondiente al amplificador AB5 [9]. . . . .	20
3.5. Panel frontal del amplificador AB5. . . . .	21
3.6. Conexión de entrada diferencial del amplificador AB5 [9]. . . . .	22
3.7. Características del sensor de posición Renishaw RGH24H30D30A [10]. . . . .	23
3.8. Conector tipo DB15 para el sensor de posición RGH24H30D30A [10]. . . . .	24
3.9. Codificador óptico [10]. . . . .	24
4.1. Configuración experimental. . . . .	28
4.2. Resultado del control en posición para 0.1 mm. . . . .	29
4.3. Resultado del control en posición para 0.5 mm. . . . .	29
4.4. Posición de 1 mm. . . . .	30
4.5. Control en posición 10 mm. . . . .	30
4.6. Seguimiento de trayectoria con perfil trapezoidal en velocidad. . . . .	31
4.7. Diagrama de bloques del controlador PID aplicado al motor ultrasónico HR-4. . . . .	32
5.1. Diagrama de bloques en Matlab/Simulink para la identificación paramétrica. . . . .	36
5.2. Diagrama de bloques con prealimentación y realimentación . . . . .	37
5.3. Diagrama de bloques con prealimentación y realimentación para el MUL . . . . .	38

5.4. Generador de trayectoria senoidal junto con sus derivadas . . . . .	38
5.5. Seguimiento de trayectoria senoidal . . . . .	39
5.6. Acercamiento de la respuesta producida en la tarea de seguimiento de trayectoria. . . . .	39
5.7. Medida de la calidad de seguimiento IEC . . . . .	40
5.8. Diagrama de bloques en Matlab/Simulink para el seguimiento de trayectoria con prealimentación y realimentación. . . . .	41
6.1. Seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de 0.1 mm. . . . .	46
6.2. Acercamiento de la respuesta producida por ambos controladores en la tarea de seguimiento de trayectoria. . . . .	46
6.3. Estimación de la perturbación para un desplazamiento de 0.1 mm. . . . .	47
6.4. Señal de control con el controlador PD+PIG para un desplazamiento de 0.1 mm. . . . .	47
6.5. Señal de control con el controlador PID para un desplazamiento de 0.1 mm. . . . .	47
6.6. Seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de 1 mm. . . . .	48
6.7. Acercamiento de la respuesta producida por ambos controladores en la tarea de seguimiento de trayectoria. . . . .	48
6.8. Estimado de la perturbación para un desplazamiento de 1 mm. . . . .	49
6.9. Señal de control con el controlador PD+PIG para un desplazamiento de 1 mm. . . . .	49
6.10. Señal de control con el controlador PID para un desplazamiento de 1 mm. . . . .	49
6.11. Diagrama de bloques de los controladores PID y PD+PIG. . . . .	50



# Índice de tablas

2.1. Clasificación de los Motores Ultrasónicos (MUs) [4]. . . . .	15
3.1. Especificaciones de desempeño de los motores HR [7]. . . . .	18
3.2. Descripción de las funciones del conector para el motor HR4 [8]. . . . .	19
3.3. Especificaciones eléctricas para el motor HR4 [8]. . . . .	19
3.4. Descripción de las terminales del amplificador AB5 [9]. . . . .	21
3.5. Descripción de las funciones de los <i>pin</i> s del conector tipo DB15 [10]. . . . .	24
4.1. Resultados experimentales del controlador PID en regulación. . . . .	30
5.1. Resultados experimentales de la identificación paramétrica. . . . .	35
6.1. Resultados experimentales para el seguimiento de trayectoria. . . . .	45



# Capítulo 1

## Introducción

Los motores basados en principios electromagnéticos se han desarrollado durante más de un siglo y han sido ampliamente utilizados en muchos campos. En años recientes, los métodos de diseño y tecnologías de fabricación y control de estos motores han alcanzado un alto grado de madurez [11]. Sin embargo, los desarrollos tecnológicos recientes en sistemas de información, dispositivos médicos, naves espaciales, satélites e instrumentos de precisión, han planteado nuevos requisitos para estos actuadores tales como pequeño tamaño, peso ligero, poco ruido y ninguna interferencia electromagnética [12]. Una clase particular de motores piezoeléctricos (MPEs) denominados motores ultrasónicos (MUs) cumplen con la mayoría de los requisitos antes mencionados y constituyen una alternativa a los motores electromagnéticos tradicionales. Esta nueva clase de motores poseen características únicas tales como alto par o fuerza, respuesta rápida y retención de la posición sin utilizar un freno externo. Los MUs basan su funcionamiento en la capacidad que tienen los materiales piezoeléctricos de vibrar en la banda de frecuencia ultrasónica y en el efecto piezoeléctrico inverso. De esta manera, el movimiento mecánico y el par en los MUs se obtienen por medio de la fuerza de contacto friccional entre el estator y el rotor. Hoy en día el aumento en la aceptación de los MUs en el mercado ha motivado investigación cuyo objetivo es lograr alta precisión, respuesta rápida, así como control de la posición y de velocidad de estos motores bajo cargas variables y tomando en cuenta su naturaleza no lineal. Las estrategias de control aplicadas a los MUs reportadas en la literatura son la ley de control Proporcional Integral Derivativa (PID) con ganancias fijas y variables, técnicas de control adaptable, controladores basados en redes neuronales, técnicas de control difuso, técnicas de control no lineal y control por modos deslizantes. Debido a que las estrategias de control mencionadas anteriormente tienen sus propias ventajas y desventajas, se han desarrollado controladores que combinan algunas de las técnicas anteriores [4].

Sin embargo, algunos modelos matemáticos reportados en la literatura son complejos [13], [14], [15] y los parámetros varían con el tiempo debido a cambios en la temperatura y en la condición de funcionamiento del accionamiento del motor ultrasónico; para evitar estos problemas en este trabajo se ha adoptado un modelo simple, de un motor ultrasónico lineal modelo HR4 que funciona junto con el amplificador AB5 de la compañía Nanomotion Ltd y que está basado en un modelo proporcionado por el fabricante. El modelo incorpora un término de incertidumbre que toma en cuenta los efectos de fricción no lineal, de histéresis electromecánica y un voltaje de *offset* generado dentro del amplificador el cual introduce un sesgo a la salida del amplificador los cuales son considerados como perturbaciones.

La estimación de perturbaciones, con el objetivo de cancelar exacta o aproximadamente sus efectos mediante las entradas de control ha sido un tema ampliamente investigado en la literatura [16]. Los observadores de perturbaciones realizan un control robusto basado en la estimación

y cancelación en línea de perturbaciones [17]. Otro método que aborda el mismo problema es el control basado en los observadores Proporcionales Integrales Generalizados (PIG). Los observadores PIG utilizan alta ganancia y tienen la capacidad de realizar simultáneamente estimaciones en línea de: a) las variables de fase relacionadas con la salida, b) la señal de perturbación aditiva dependiente del estado y c) un cierto número de las derivadas en el tiempo de perturbación. Estos observadores utilizan un polinomio en el tiempo como modelo de los efectos conjuntos tanto de las perturbaciones dependientes del estado y de los parámetros como de las perturbaciones externas. Una estimación de este polinomio se utiliza en el controlador para compensar los efectos de las perturbaciones [18]. Por su naturaleza, el uso de observadores PIG para el control de motores ultrasónicos es muy atractivo debido a que estos sistemas son no lineales y muchas de las técnicas más importantes para su control se basan en un modelo dinámico que resulta difícil de obtener.

### 1.1. Motivación de la tesis

El estudio de motores ultrasónicos para distintas aplicaciones de nueva generación tiene varios retos importantes en el área de control tales como diseñar algoritmos que permitan su control tomando en cuenta su naturaleza no lineal, buscando el mejor desempeño posible en tareas de microposicionamiento, además de su potencial aplicación en robótica de rehabilitación.

### 1.2. Objetivo de la tesis

Utilizar un observador de incertidumbre para estimar tanto la velocidad como un término de incertidumbre para su aplicación en el control en posición de un motor piezoeléctrico (MPE).

### 1.3. Metas Principales

- i Identificar los parámetros de un modelo lineal sin incertidumbres de un MPE.
- ii Estimar la velocidad y la incertidumbre en el MPE mediante un observador PIG.
- iii Aplicar una ley de control basada en rechazo activo de perturbaciones a un MPE y comparar su desempeño con el de un controlador Proporcional Integral Derivativo (PID).

### 1.4. Contribuciones de este trabajo

Este trabajo presenta un estudio del estado del arte de los motores piezoeléctricos ultrasónicos, donde primeramente se aborda el tema de la piezoelectricidad ya que éstos basan su funcionamiento en la capacidad que tienen los materiales piezoeléctricos de vibrar en la banda de frecuencia ultrasónica y en la de fricción que existe entre la parte móvil y fija del motor. Se describen los principales fenómenos que se presentan en un MPE como son la fricción y la histéresis y que tienen un impacto importante en su desempeño. Además como un acercamiento al control de este tipo de sistemas se propone usar un algoritmo PID con el fin de tener un punto de partida para implementar algoritmos de control que permitan realizar tareas de seguimiento de trayectoria. También se estudia la identificación paramétrica de un modelo nominal de un MPE el cual servirá para diseñar un observador PIG.

## 1.5. Estructura de la tesis

El contenido de esta tesis está distribuido en siete capítulos y se explica a continuación: En el Capítulo 2 se describen los fundamentos de la piezoelectricidad, así como un resumen sobre el desarrollo histórico de los MUs y su clasificación. Una descripción de las características del equipo de laboratorio se presenta en el Capítulo 3 mientras que el Capítulo 4 reporta los experimentos sobre el microposicionamiento de un motor ultrasónico lineal empleando una ley de control PID estándar. El Capítulo 5 presenta la metodología para la identificación paramétrica de un modelo lineal de un motor ultrasónico (MU). En el Capítulo 6 se realiza el diseño de un controlador para llevar a cabo el microposicionamiento usando un observador PIG y se reporta un estudio comparativo usando un controlador PID convencional y el controlador basado en el observador PIG. Finalmente, el Capítulo 7 da algunas conclusiones y describe el trabajo futuro a desarrollar.

De este trabajo de tesis se publicaron dos artículos

- Micro-posicionamiento de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal basado en un controlador PID, Congreso Internacional de Robótica y Computación (CIRC ) 2017, Cabo San Lucas, BCS, México.
- Micro-posicionamiento de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal basado en Observadores Proporcionales Integrales Generalizados, Congreso Nacional de Control automático (CNCA) 2017, Monterrey, Nuevo León, México.

# Capítulo 2

## Preliminares

En esta parte se da una descripción cualitativa del efecto piezoeléctrico. Se habla de su historia, clasificación, aplicaciones, así como de los materiales que son usados actualmente. También se estudia la ferroelectricidad donde se aborda el tema de la histéresis y los métodos que se usan para reducir este fenómeno que se presenta de manera notable en los materiales ferroeléctricos, los cuales son una clase especial de materiales piezoeléctricos.

Igualmente se trata el tópico sobre los motores ultrasónicos, su historia, clasificación y aplicaciones. Se da a conocer su principio de operación así como las ventajas y desventajas que éstos presentan, además de mencionar sus características importantes desde el punto de vista del Control Automático que son los fenómenos de histéresis y de fricción.

### 2.1. Piezoelectricidad

Piezoelectricidad es un término general que describe la propiedad que exhiben algunos cristales para polarizarse eléctricamente cuando se les aplica una tensión mecánica sea compresiva o extensiva [19]. El efecto piezoeléctrico es la interacción electromecánica entre los estados eléctricos y mecánicos presentada por ciertos materiales sólidos como: Cristales cerámicos y biológicos tales como huesos, el ADN y varias proteínas [1].

#### 2.1.1. Descubrimiento de la piezoelectricidad

En el año de 1880 este fenómeno fue descubierto de forma experimental por los hermanos Curie Pierre (1859-1906) y Jacques (1855-1941) mostrados en la Figura 2.1, quienes observaron que los monocristales de Turmalina, sal de Rochelle, cuarzo y otros cristales que no tienen un centro de simetría presentan cargas eléctricas al aplicar un esfuerzo de compresión en una dirección dada. Esas cargas son proporcionales a la presión y desaparecen cuando ésta cesa. Llamaron a este efecto “polar-electricidad” y actualmente se le conoce como efecto piezoeléctrico directo [20].

En 1881 Gabriel Lippman mostrado en la Figura 2.2, de manera teórica y utilizando principios de la Termodinámica predijo la existencia del efecto inverso, es decir que al aplicar una diferencia de potencial en las caras opuestas del cristal se produce una deformación lo cual fue comprobado experimentalmente por los hermanos Curie ese mismo año [1].



Figura 2.1: Pierre (izquierda) y Jacques (derecha) Curie [1].



Figura 2.2: Gabriel Lippman [2].

### 2.1.2. Efectos piezoeléctricos directo e inverso

Si una tensión mecánica se aplica a ciertos cristales, éstos desarrollarán un momento eléctrico cuya magnitud es proporcional a la tensión aplicada. Este fenómeno es conocido como efecto piezoeléctrico directo. En este caso la relación entre la presión  $\Pi_m$  aplicada sobre un material piezoeléctrico y la densidad de carga  $D$  resultante se describe por el siguiente modelo lineal:

$$D = d\Pi_m$$

donde  $d$  es una constante cuyas unidades son (C/N).

Por otro lado, en el efecto piezoeléctrico inverso la relación lineal que describe la deformación  $x_m$  desarrollada debido a la aplicación de un campo eléctrico  $E$  está descrita por el modelo:

$$x_m = \delta E$$

donde  $\delta$  es una constante y sus unidades son m/V [5].

La descripción gráfica de cómo ocurren los efectos piezoeléctricos directo e inverso es la siguiente. En la Figura 2.3a se observa un material piezoeléctrico cilíndrico en reposo en el cual no hay fuerza o voltaje que actúe sobre él. Si se aplica una fuerza de compresión como se ve en la Figura 2.3b, el resultado será una variación en el momento dipolar generándose así un voltaje; si el cilindro se estira como en la Figura 2.3c el voltaje tendrá la misma polaridad que el eje de polarización. En este caso la energía mecánica se transforma en energía eléctrica mediante el efecto piezoeléctrico directo. Por otro lado, si se aplica un voltaje con la misma polaridad que la del eje de polarización, el cilindro se encoje como se muestra en la Figura 2.3d; si se aplica un voltaje con polaridad inversa al eje de polarización, el cilindro se estira como se ve en la

Figura 2.3e. Finalmente, si se aplica un voltaje con polaridad alterna el cilindro se encogerá y se alargará con la misma frecuencia que el voltaje aplicado tal como se ve en la Figura 2.3f. En este último caso la energía eléctrica se transforma en energía mecánica [21].

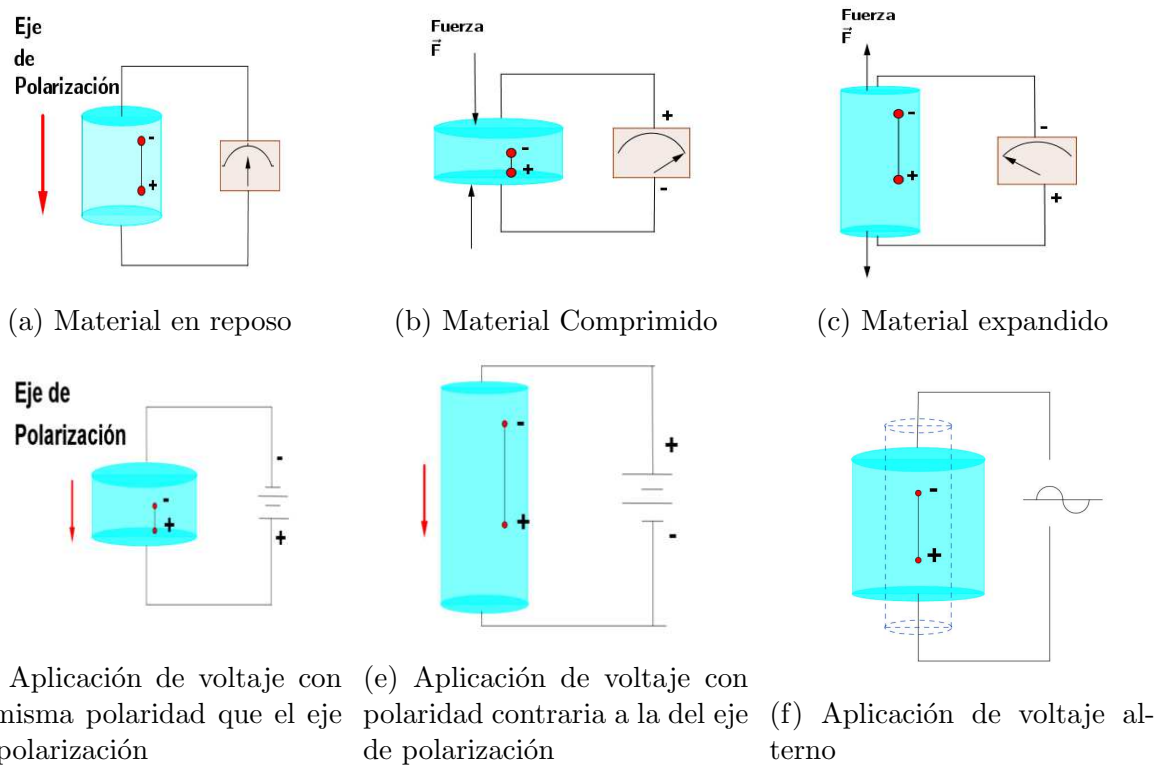


Figura 2.3: Descripción gráfica de los efectos piezoeléctricos. Efecto piezoeléctrico directo: (a), (b), (c). Efecto piezoeléctrico inverso: (d), (e), (f)

### 2.1.3. Historia, clasificación y aplicaciones de los materiales piezoeléctricos

Después de los estudios realizados por los hermanos Curie en el año de 1880, ellos diseñaron varios dispositivos piezoeléctricos destinados a la medición estática de diversos parámetros, tales dispositivos se utilizaron para la medición de los efectos de capacitancia, voltaje, efectos piroeléctrico y piezoeléctrico y en las mediciones de radioactividad. En 1917 Paul Langevin informó en una conferencia sobre la generación de ondas ultrasónicas por medio de transductores utilizando cuarzo. Este dispositivo llamado transductor de Langevin mostrado en la Figura 2.4, es una aplicación original de la piezoelectricidad en la ingeniería ultrasónica donde se utiliza tanto el efecto directo e inverso de una placa de cuarzo grande para emitir ondas de sonido bajo el agua y para su posterior detección. La conferencia persuadió a Walter Guyton Cady quien fue invitado debido a su interés en la detección de submarinos por ondas ultrasónicas de girar su interés hacia la piezoelectricidad. En 1919 Cady inició el estudio de los resonadores y el primer informe sobre el resonador piezoeléctrico se presentó a la Sociedad Americana de Física en 1921. Propuso el resonador de cuarzo piezoeléctrico como un estándar de frecuencia o un filtro. Cady mostró cómo conectar un cristal de cuarzo resonante a un oscilador eléctrico y de esta manera lograr la estabilidad de frecuencia. Los estudios de las propiedades de resonador de cristal representados por su circuito eléctrico equivalente se llevaron a cabo por Butterworth,



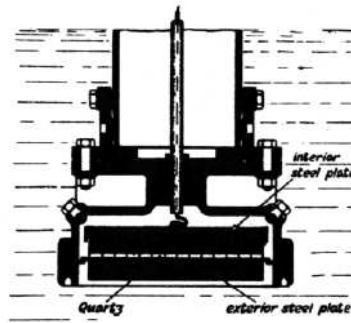


Figura 2.4: Transductor de Langevin para efectuar sondeos de profundidad en el agua [1].

Dye, Van Dyke y Masón, lo que llevo a una mejor comprensión de cristales resonantes utilizados en los filtros y osciladores. Cady es considerado como el padre de la piezoelectricidad moderna. El siguiente paso importante está relacionado con el desarrollo de la radiodifusión. Alrededor de 1926 se utilizó un oscilador de cuarzo por primera vez para estabilizar la frecuencia de un transmisor. Durante la Segunda Guerra Mundial se produjeron alrededor de 75 millones de placas de cuarzo para las fuerzas armadas de los Estados Unidos. A medida que el suministro de materia prima de buena calidad comenzó a declinar, el interés en el crecimiento artificial de cristales piezoeléctricos se renovó. Desde 1935 se hicieron intentos para producir cristales que podrían reemplazar al cuarzo. Se desarrollaron cristales piezoeléctricos como sales de amonio y potasio. Muchos de estos materiales ya no están en uso como resultado del desarrollo y producción de cuarzo artificial, cristales ferroeléctricos o cerámicas piezoeléctricas. El descubrimiento de las propiedades piezoeléctricas de la cerámica ferroeléctrica es importante en las aplicaciones de la piezoelectricidad [20].

La clasificación de los materiales naturales piezoeléctricos se puede hacer dependiendo de su forma. Los elementos de simetría que son utilizados por los cristalógrafos se usan en todos los cristales naturales y así se pueden dividir en 32 distintas clases. Dentro de los 32 grupos cristalográficos, 21 no poseen un centro de simetría la cual es una condición necesaria para que la piezoelectricidad exista y 20 de esos son piezoeléctricos, de los cuales 10 son piroeléctricos y de estos últimos hay un subgrupo del que se desprenden los materiales ferroeléctricos [22], como se muestra en la Figura 2.5.

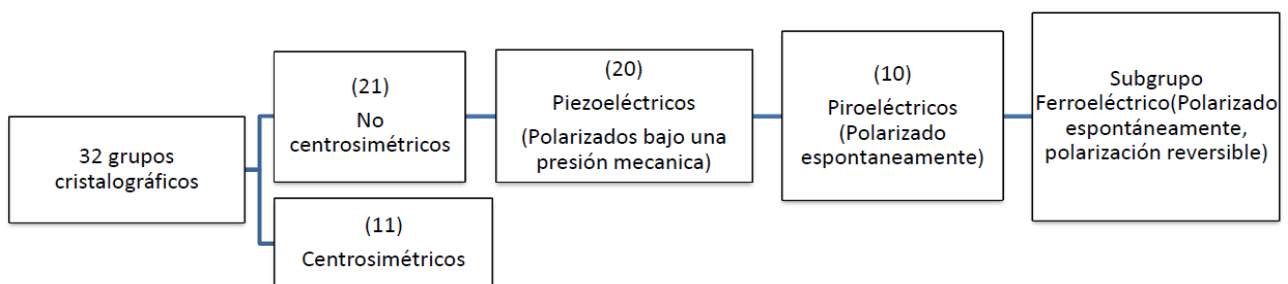


Figura 2.5: Clasificación de cristales naturales piezoeléctricos.

Los materiales piezoeléctricos se utilizan en resonadores, relojes, cristales y filtros de cerámica, líneas de retardo, transductores ultrasónicos, dispositivos acústicos submarinos, micrófonos submarinos, buscadores de peces y dispositivos acústicos de diagnóstico. También se utilizan

para medición de la presión, de vibraciones, aceleración, detección de impacto y sensores de posición.

Las aplicaciones más importantes de efecto piroeléctrico están en el campo de los detectores de radiación infrarroja y la termografía. También se utilizan en radiómetros piroeléctricos calibrados eléctricamente para la medición de la energía en el análisis químico y en aplicaciones biológicas.

Los materiales ferroeléctricos, especialmente las cerámicas policristalinas, se utilizan en diversos dispositivos tales como dieléctricos de alta permitividad, memorias ferroeléctricas, sensores y actuadores. Una tecnología reciente se encuentra en los motores ultrasónicos los cuales se han desarrollado en gran medida por las industrias privadas en Japón y que está dirigido principalmente a aplicaciones que implican posicionadores de precisión y motores compactos con pequeños actuadores de menos de 1 cm [20].

### 2.1.4. Modos de vibración de los materiales piezoeléctricos

Los materiales piezoeléctricos tienen varios modos de vibración los cuales dependen de su forma, sentido de polarización y la dirección del campo eléctrico. El vibrador piezoeléctrico es simplemente una masa piezoeléctrica con electrodos revestidos en sus dos superficies opuestas que es la unidad piezoeléctrica más elemental utilizada en motores ultrasónicos u otros actuadores. Una vez que la frecuencia del campo eléctrico aplicado es igual a una de las frecuencias naturales del material piezoeléctrico la resonancia mecánica se activará en el vibrador debido al efecto piezoeléctrico inverso. Los tipos de vibraciones se definen por las relaciones entre las direcciones de polarización y las direcciones de vibración. La vibración longitudinal existe si la dirección de la vibración es paralela a la dirección del eje de polarización. Para la vibración transversal la dirección de la vibración es perpendicular a la dirección del eje polarización [4].

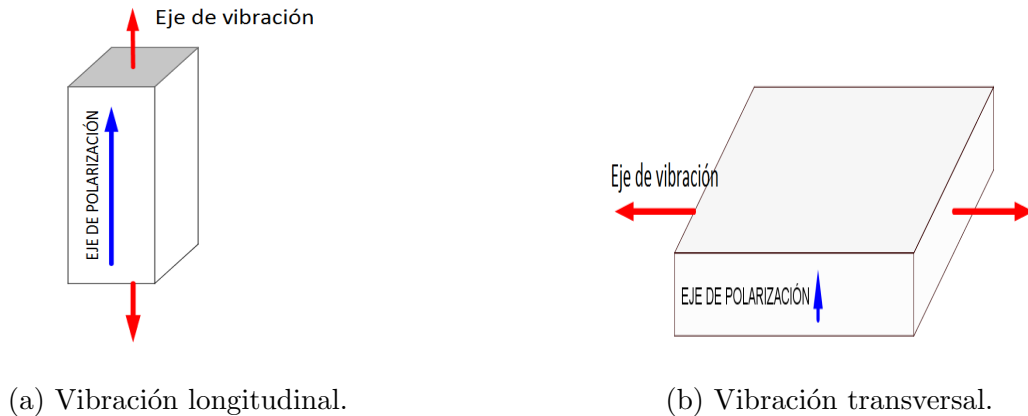


Figura 2.6: Tipos de vibración en un material piezoeléctrico.

## 2.2. Ferroelectricidad

El término “ferroeléctrico” fue usado por primera vez por Erwin Schrödinger en 1912 y surgió por analogía con los materiales ferromagnéticos, principalmente porque tienen características similares: Bajo campos eléctricos para fenómenos ferroeléctricos y bajo campos magnéticos para fenómenos ferromagnéticos. El prefijo ferro derivado de “ferrum” en latín significa hierro. Sin embargo, un material ferroeléctrico no tiene átomos de hierro por lo que el prefijo no significa hierro sino que hace alusión a las características comunes a ambos materiales. Al igual que los materiales ferromagnéticos, los materiales ferroeléctricos exhiben una polarización eléctrica espontánea por debajo de la temperatura de Curie, un efecto de histéresis y una deformación mecánica asociada. Sin embargo, los materiales ferroeléctricos difieren de los materiales ferromagnéticos en sus mecanismos de funcionamiento fundamentales y también en algunas de sus aplicaciones [23].

### 2.2.1. Historia de los materiales ferroeléctricos

El fenómeno ferroeléctrico inicio con un mineral llamado Sal de Rochelle que fue usado por los hermanos Pierre y Elie Seignette para usos medicinales en 1665. Pero los primeros estudios sistemáticos fueron hechos por los hermanos Pierre y Jacques Curie en 1880. Peter Debye, profesor de Física teórica en la Universidad de Zürich había observado cuidadosamente el trabajo sobre la piezoelectricidad y en 1912 formuló la hipótesis sobre una cierta clase de moléculas en materiales piezoeléctricos que lleva un momento dipolar eléctrico permanente en analogía al momento magnético de los átomos en sustancias paramagnéticas [23].



(a) Peter Debye [23].



(b) Erwin Schrödinger [23].



(c) Joseph Valasek [23].

Figura 2.7: Principales personajes en el descubrimiento de ferroelectricidad.

Otro contribuyente importante en el estudio de la sal de Rochelle fue Joseph Valasek, quien presentó su primer trabajo sobre “Fenómenos piezoeléctricos y relacionados en la Sal de Rochelle” en 1920 y afirmó: “El desplazamiento dieléctrico  $D$ , la intensidad eléctrica  $E$  y la polarización  $P$  son análogos a la densidad de flujo magnético  $B$ , la intensidad del campo magnético  $H$  y la intensidad de magnetización  $I$ ” [3]. A partir de esta idea se obtuvieron curvas de histéresis típicas para la sal de Rochelle mostradas en la Figura 2.8, análogas a las curvas  $B$ - $H$  de materiales ferromagnéticos. Los estudios de Valasek conducirían más tarde al establecimiento del término ferroelectricidad para describir este conjunto de fenómenos.

Después de eso el 1 de septiembre de 1939 Alemania invadió Polonia con lo cual comenzó la Segunda Guerra Mundial. Esto despertó el interés por los materiales ferroeléctricos, principalmente por los sistemas de sonar para detectar submarinos y otras aplicaciones militares. El titanato de bario  $BaTiO_3$  fue el primer material ferroeléctrico artificial descubierto en 1942 en Estados Unidos, Rusia y Japón. El siguiente material ferroeléctrico descubierto fue el titanato

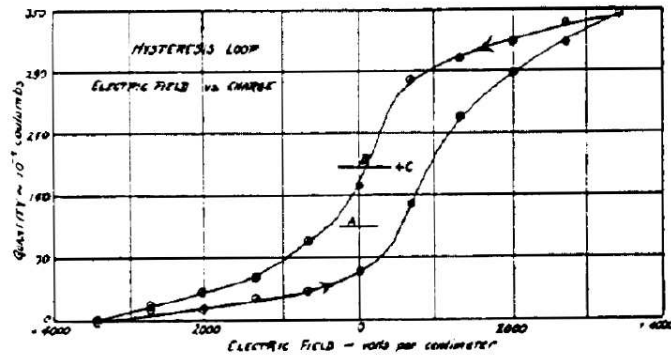


Figura 2.8: Efecto de histéresis en materiales ferroeléctricos publicada por Joseph Valasek [3].

de bario estroncio o BST (Barium Strontium Titanate). En 1952 el Instituto de Tecnología de Tokio descubrió el material ferroeléctrico artificial llamado titanato zirconato de plomo o PZT (Plumb Zirconate Titanate), el cual tiene ventajas notables en comparación con el BST. Actualmente en la industria de los motores ultrasónicos el material ferroeléctrico PZT es la materia prima utilizada en estos actuadores [23].

Los materiales ferroeléctricos son una clase especial de materiales piezoeléctricos que exhiben en general una respuesta piezoeléctrica considerable. Sin embargo, los materiales ferroeléctricos con las propiedades piezoeléctricas más altas suelen ser los que exhiben el fenómeno de histéresis electromecánica más pronunciado. Un cristal ferroeléctrico consiste de muchas regiones finas definidas como dominios donde las polarizaciones espontáneas se alinean en las mismas direcciones. La polarización  $P$  de un material ferroeléctrico presenta una característica no lineal bajo un campo eléctrico fuerte y muestra un efecto de histéresis ferroeléctrico con la variación del campo eléctrico  $E$  como se muestra en la Figura 2.9, en la que  $P$  es una función del valor de  $E$ . Estos comportamientos hacen que los materiales ferroeléctricos sean análogos a los materiales ferromagnéticos en muchas de sus propiedades físicas [4].

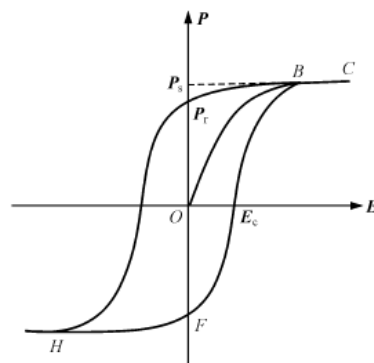


Figura 2.9: Efecto de histéresis en materiales ferroeléctricos [4].

### 2.2.2. Efecto de polarización

En electromagnetismo clásico la polarización eléctrica también llamada densidad de polarización o simplemente polarización, es el campo vectorial que expresa la densidad de los momentos eléctricos dipolares permanentes o inducidos en un material dieléctrico. Por otro lado, los materiales ferroeléctricos son dieléctricos que pueden ser polarizados por un campo eléctrico y mediante la aplicación de un esfuerzo mecánico [5]. Se denomina dieléctrico a un material con una baja conductividad eléctrica, es decir un aislante que tiene la propiedad de formar dipolos eléctricos en su interior bajo la acción de un campo eléctrico  $E$  el cual se polariza separando cargas positivas y negativas. El efecto de polarización se puede describir de manera gráfica como sigue. En la Figura 2.10a los dipolos de un material o sustancia dieléctrica están distribuidos en forma aleatoria. Al acercarse a este dieléctrico un cuerpo electrizado, por ejemplo con carga positiva, éste actuará sobre las moléculas del aislante provocando una orientación y alineación en la forma indicada en la Figura 2.10b. En este caso se dice que el dieléctrico está polarizado. La Figura 2.10c muestra que el efecto final de esta polarización el cual consiste en la aparición de cargas negativas y positivas distribuidas. Aún cuando la carga total del dieléctrico es nula, la polarización hace que se manifiesten cargas eléctricas de signos opuestos de manera similar a lo que sucede cuando se carga un conductor por inducción [24].

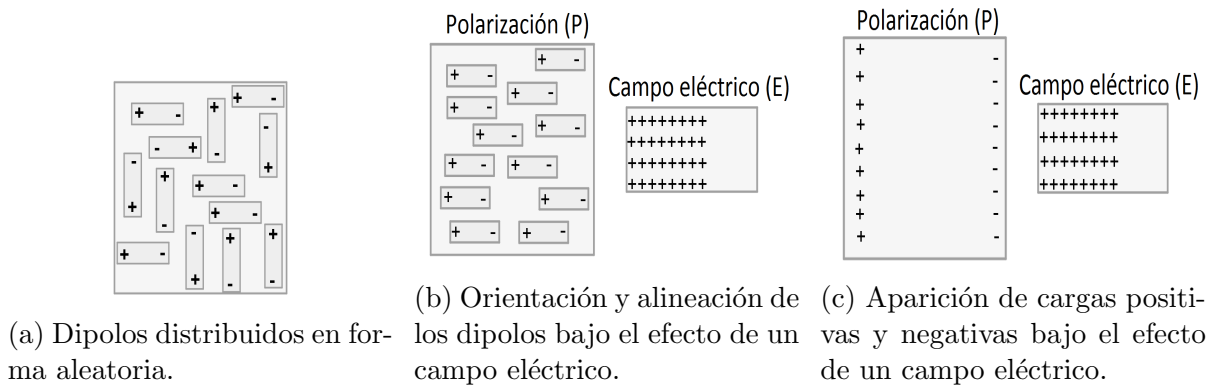


Figura 2.10: Descripción gráfica del efecto de polarización.

### 2.2.3. Histéresis en materiales ferroeléctricos

Las propiedades ferroeléctricas más importantes son la histéresis electromecánica y la no linealidad en la relación entre la polarización  $P$  y el campo eléctrico  $E$  [22]. Los procesos que determinan las propiedades de histéresis electromecánica y sus características de conmutación todavía no se conocen bien, en parte porque la conmutación implica muchos mecanismos y depende de la naturaleza del propio material ferroeléctrico, los tipos de electrodos utilizados, el espesor del material ferroeléctrico, la temperatura, el perfil del campo eléctrico y muchos otros parámetros. Los problemas que genera la histéresis electromecánica en motores piezoeléctricos son un movimiento transitorio no lineal [25], un desfase en la velocidad y un desplazamiento residual diferente de cero, reduciendo la precisión de los actuadores [26].

Existen diferentes enfoques para minimizar la histéresis electromecánica tales como la modificación del material ferroeléctrico con dopantes adecuados, la elección de la señal de activación y la aplicación de técnicas de control en lazo cerrado [5]. El comportamiento del efecto de histéresis típico de un actuador basado en materiales ferroeléctricos artificiales como el PZT se muestra en la Figura 2.11.

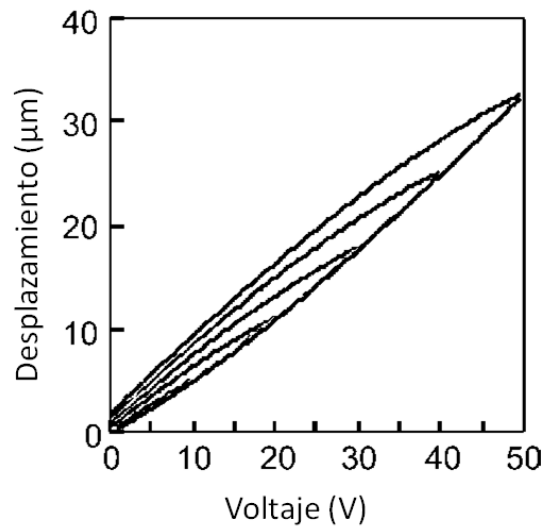


Figura 2.11: Histéresis de Desplazamiento-Voltaje en un actuador que usa PZT [5].

## 2.3. Motores piezoeléctricos ultrasónicos

Un motor ultrasónico es un tipo de motor eléctrico accionado por la vibración ultrasónica de un componente, el estator, colocado contra otro componente, el rotor si el movimiento es rotacional, o el cursor si el movimiento es traslacional .

### 2.3.1. Historia de los motores ultrasónicos

En la década de 1940 los científicos descubrieron el compuesto  $BaTiO_3$ , que es fácil de procesar y sirve para la fabricación de elementos piezoeléctricos. Este descubrimiento promovió grandemente el desarrollo de la tecnología de los MPs. Ya en 1948, Williams y Brown solicitaron la primera patente de “piezomotor” en la historia el cual se muestra en la Figura 2.12.

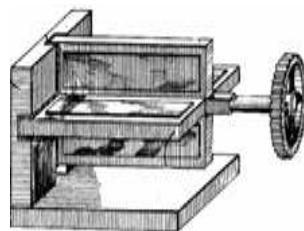


Figura 2.12: “Piezomotor” de Williams y Brown [6].

En 1965, Lavrinenko en la Unión Soviética diseñó un motor ultrasónico (MU) rotatorio mostrado en la Figura 2.13a que utiliza la vibración de una placa piezoeléctrica para impulsar al rotor del MU. En 1973, Barth en IBM propuso un esquema estructural el cual contiene el principio del motor ultrasónico moderno como se muestra en la Figura 2.13b. En 1975, Vishnevsky también propuso un esquema de diseño similar al de Barth (ver Figura 2.13c).

En 1981, Vasiliev desarrolló con éxito un motor ultrasónico con la capacidad de conducir cargas elevadas. Después de los hallazgos de la investigación de Vasiliev, Sashida en 1982 diseñó y construyó un MU de onda estacionaria, Figura 2.13d. En 1985, Kumada desarrolló un MU

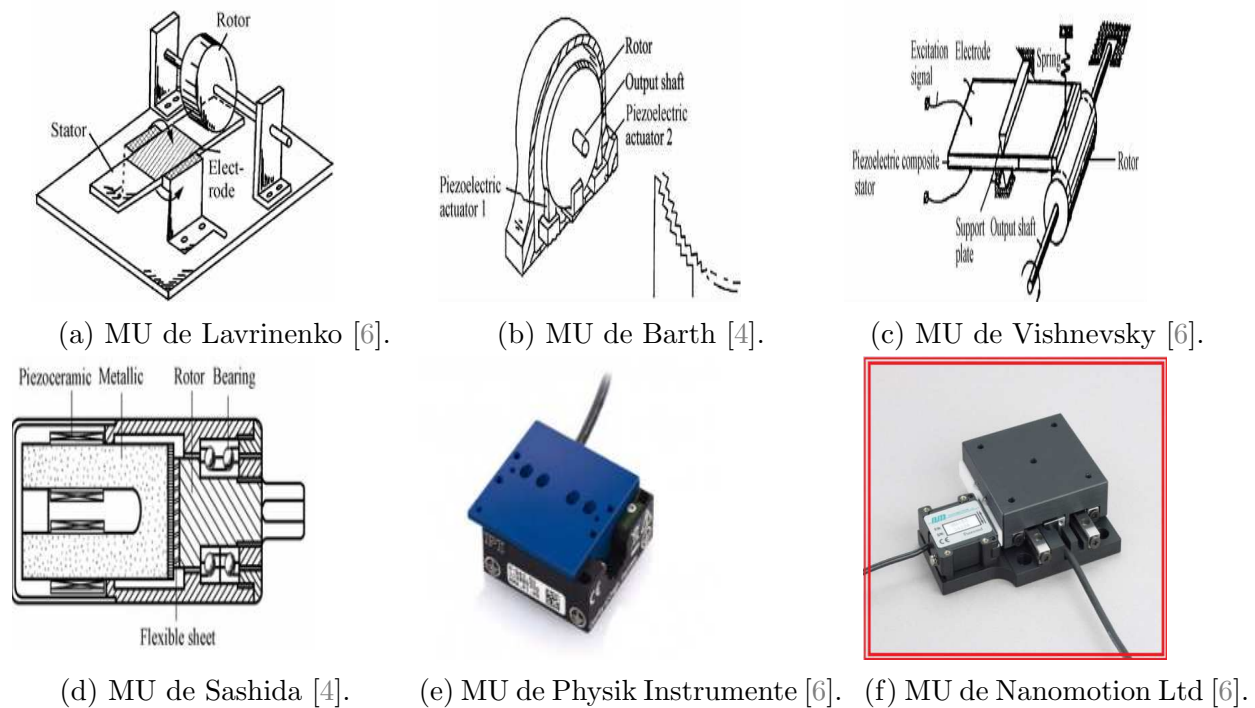


Figura 2.13: Primeros Motores Ultrasónicos (MUs).

híbrido longitudinal-torsional [4]. En 1991 la empresa Physik Instrumente (PI) desarrolló un MU con actuadores compuestos (Figura 2.13e) y en 1994 la empresa Nanomotion Ltd puso en venta un motor ultrasónico (Figura 2.13f) el cual emplea dos modos de vibración, uno longitudinal y otro curvo [6]. Actualmente los motores ultrasónicos son producidos por varios fabricantes en el mundo entre los cuales destacan las empresas Canon, Fukoku, Asmo, SII, Canon Precision, Shinsei, Kyocera, Olympus y Mitsuba. En Japón, aproximadamente el 40 por ciento de los MUs se emplean en cámaras y el 35 por ciento en automóviles, el resto se utiliza en productos tales como impresoras, copiadoras, equipos de audio y equipos médicos incluyendo sistemas de resonancia magnética [27]. Cabe mencionar que aunque las publicaciones de Barth, Vishnevsky y Lavrinenko reportaron desarrollos tecnológicos significativos, desafortunadamente tuvieron poco impacto en la tecnología de los MUs. En contrapartida, el trabajo de Sashida en 1982 tuvo un gran impacto en la tecnología de los MUs y muchos artículos sobre varios aspectos de estos actuadores han sido publicados durante las últimas décadas [28].

### 2.3.2. Características de los motores ultrasónicos

Los motores ultrasónicos tienen muchas ventajas en comparación con los motores tradicionales basados en el efecto electromagnético [4]:

#### Ventajas

- (1) Estructura compacta y un diseño flexible ya que los componentes piezoeléctricos pueden excitar diferentes tipos de vibración incluyendo vibraciones longitudinales, curvas y de torsión.
- (2) Alto par a baja velocidad lo que les permite impulsar cargas directamente sin engranajes reduciendo vibraciones, pérdida de energía y errores de posición.

- (3) Alcanzan una velocidad estable en varios milisegundos y frenan rápidamente debido a la fricción elevada entre el estator y el rotor o el cursor.
- (4) Pueden alcanzar la precisión en posición del orden de micrómetros e incluso de nanómetros porque la frecuencia de funcionamiento del estator es muy alta y el rotor o el cursor son ligeros. Entonces, la respuesta del motor ultrasónico es muy rápida y su resolución de posicionamiento es muy alta.
- (5) No producen campos magnéticos y no son afectados por interferencias electromagnéticas en su funcionamiento.
- (6) Producen bajos niveles de ruido. La banda de frecuencia de funcionamiento de los motores ultrasónicos suele ser arriba de los 20 kHz más allá del alcance de la audición humana. Además, gracias a que el motor puede impulsar cargas directamente se evita el ruido que generan los mecanismos de transmisión tales como las cajas de engranes.
- (7) El diseño y la selección apropiada de materiales piezoeléctricos permiten que los motores ultrasónicos funcionen en condiciones ambientales extremas incluyendo operación en vacío, o en ambientes cuya temperatura es alta o baja.

### Desventajas

- (1) Baja eficiencia ya que los motores ultrasónicos tienen dos procesos de conversión de energía. El primer proceso convierte energía eléctrica en energía mecánica por efecto piezoeléctrico inverso. El segundo proceso transforma la vibración del estator en macro movimiento en una dirección del rotor por fricción entre el estator y el rotor. La pérdida de energía surge de estos dos procesos, especialmente en el segundo. Como resultado la eficiencia del motor ultrasónico es baja.
- (2) Una vida operativa corta y un funcionamiento inadecuado en forma continua ya que los problemas de fricción y desgaste existen en las interfaces entre el estator y el rotor en el proceso de accionamiento. Además, la vibración de alta frecuencia puede causar daño al rotor. Como resultado, la vida operacional se acorta y el rendimiento se reducirá después de un funcionamiento continuo.
- (3) Los motores tienen requisitos especiales para la frecuencia, amplitud y la fase de las señales de excitación. Cuando la temperatura del motor cambia, la frecuencia de las señales de excitación para los elementos piezoeléctricos necesita un ajuste apropiado para mantener el rendimiento. Por lo tanto, el circuito de amplificación de potencia para los motores ultrasónicos es complejo.

### 2.3.3. Clasificación de los motores ultrasónicos

Los motores ultrasónicos con flexibilidad de diseño y diversidad estructural no tienen un método uniforme de clasificación. La Tabla 2.1 muestra una clasificación de los MUs de acuerdo a algunas de sus características.

### 2.3.4. Motores ultrasónicos lineales

Los motores ultrasónicos lineales (MUL) utilizan componentes piezoeléctricos los cuales vibran a frecuencias ultrasónicas y así producen un movimiento lineal. La histéresis debida al



Característica	Tipo de MU
Método de propagación de onda	Onda viajera, estacionaria
Salida de movimiento	Lineal, rotacional
Estado de contacto entre el estator y el rotor	Sin contacto, con contacto
Condiciones de excitación del estator	Resonante, no resonante
Numero de grados de libertad del rotor	Un grado o múltiples grados de libertad
Forma geométrica del estator	Disco, anillo, barra
Direcciones giratorias	Unidireccional, bidireccional
Tipo de vibración usada en el estator	Longitudinal, curva, torsional, compuesta

Tabla 2.1: Clasificación de los Motores Ultrasónicos (MUs) [4].

efecto piezoeléctrico inverso y la fricción entre el estator y el rotor han sido identificadas como los principales problemas a tratar en el desarrollo de leyes de control para estos motores. Desde el punto de vista del Control Automático la fricción plantea un interesante y desafiante problema. Por un lado, la fricción, proporciona el mecanismo primario de transferencia para provocar el movimiento, y por otro lado limita la precisión de posicionamiento. En consecuencia, la fricción necesita ser compensada adecuadamente para mejorar el rendimiento transitorio y reducir el error de seguimiento en estado estacionario [13].

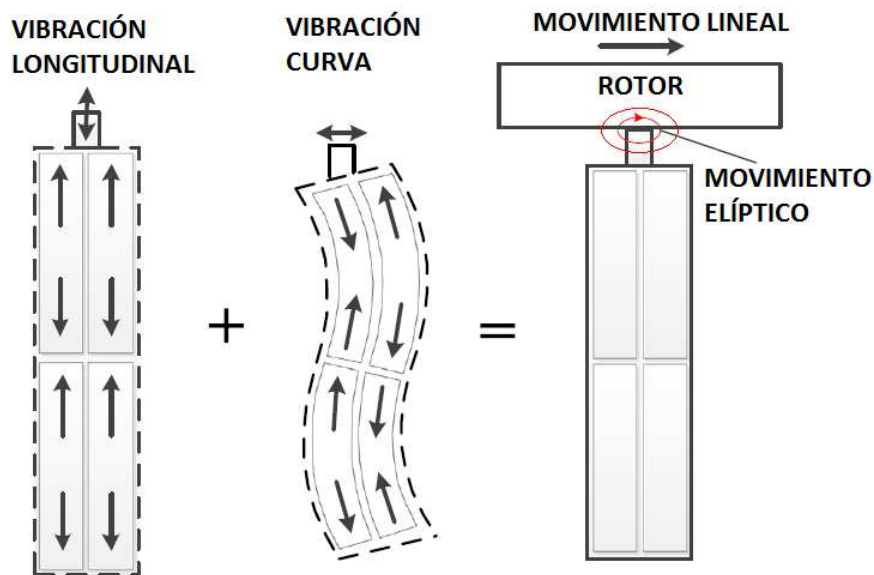


Figura 2.14: Principio de funcionamiento de un motor piezoeléctrico de micro-empuje usando una placa rectangular piezoeléctrica.

Actualmente se han desarrollado varios tipos de MUL que en principio son capaces de proporcionar un movimiento ilimitado. La parte móvil, el rotor o el cursor, entra en contacto con el estator y es impulsada por las fuerzas de fricción generadas durante el contacto. De esta manera, pequeños movimientos microscópicos del estator inducidos por los elementos piezoeléctricos son transferidos a un movimiento lineal macroscópico del rotor o del cursor. Un grupo de MUL comercialmente disponibles son los llamados dispositivos de micro-empuje, los cuales son fabri-

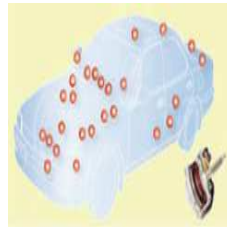
cados por Nanomotion Ltd. En este caso, los movimientos elípticos de los puntos superficiales de contacto entre la parte fija y móvil del motor se generan por la superposición de los modos de extensión y flexión de las estructuras oscilantes (ver Figura 2.14). Estos movimientos microscópicos se transforman en un movimiento lineal macroscópico a través de la fricción. La precisión de posicionamiento de los motores de micro-empuje está influenciada principalmente por el sistema de medición y la estrategia de control y por supuesto, está limitada por los efectos de deslizamiento debidos al mecanismo de contacto de la fuerza de fricción [29].

Las ventajas de los MUL los hace muy atractivos para muchas aplicaciones industriales y son cada vez más utilizadas en las siguientes áreas:

- (1) Dispositivos de fabricación de semiconductores.
- (2) Aeronáutica.
- (3) Etapas de posicionamiento precisas.
- (4) Miniaturización de sistemas de información.
- (5) Equipo biomédico.
- (6) Industria automotriz y fotográfica.
- (7) Robots manipuladores.



(a) Plataforma XY.



(b) MUL en automóvil.



(c) Mecanismo de auto foco para los lentes de montura en cámara Canon.



(d) Dispositivo de punción celular.



(e) Manipulador espacial.



(f) Satélite.

Figura 2.15: Aplicaciones de motores ultrasónicos [4].

# Capítulo 3

## Descripción del equipo de laboratorio

### 3.1. Motor Piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3 de Nanomotion Ltd

La serie HR de motores ultrasónicos fabricados por la compañía Nanomotion son motores cerámicos ferroeléctricos de alta precisión que combinan carrera ilimitada con alta resolución de posición en dimensiones compactas, y están disponibles en versiones que son compatibles con ambientes al vacío. Cuando estos motores trabajan con el amplificador Nanomotion AB5 proporcionan una respuesta lineal en velocidad que es función del voltaje de entrada. La serie HR es capaz de conducir tanto plataformas lineales como rotatorias [7]. Los motores de la serie HR tienen un amplio rango dinámico de velocidad del orden de  $\mu\text{m/s}$  hasta un máximo de 250 mm/s. Las características de funcionamiento de los motores de la serie HR les proporcionan un frenado inherente [30].

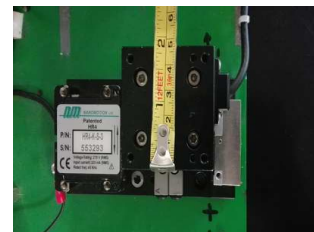
El modelo HR4-K-S3 es un motor ultrasónico lineal del tipo onda estacionaria (*standing wave*), pertenece al grupo de dispositivos de micro-empuje, usa vibración compuesta, es decir longitudinal y curva; es bidireccional y mantiene contacto directo entre el estator y la parte móvil.



(a) Motor HR1



(b) Motor HR2



(c) Motor HR4

Figura 3.1: Tipos de motores ultrasónicos de la serie HR [7].

Las características principales de estos motores son las siguientes [8] :

- El material usado en el estator consiste de una o varias placas rectangulares de PZT, razón por la cual en este motor se presenta el fenómeno de histéresis electromecánica.
- Desplazamiento ilimitados.
- Amplio rango dinámico de velocidad de  $1\mu\text{m/s}$  a 250 mm/s.
- Movimiento mínimo con resolución desde 10 nm.

- No generan campos magnéticos.
- No hay sensibilidad ante un campo magnético externo (para la versión no magnética).
- Versiones de vacío disponibles.

En el Apéndice A se mencionan las características referentes a temperatura de operación y dimensiones físicas. Las especificaciones de desempeño de los diferentes tipos de motores se muestran en la Tabla 3.1.

Tipo de motor	Velocidad Máxima (mm/seg)	Fuerza dinámica de parada (N)	Fuerza de retención estática (N)	Precarga en plataforma (N)	Fuerza constante Kf (N/Volt)
HR1	250	4	3.5	18	0.75
HR2	250	8	7	36	1.5
HR4	250	16	14	72	2-4
HR8	250	32	28	144	6

Tabla 3.1: Especificaciones de desempeño de los motores HR [7].

La siguiente guía del fabricante muestra el significado de cada letra y numero en la placa de datos del motor:

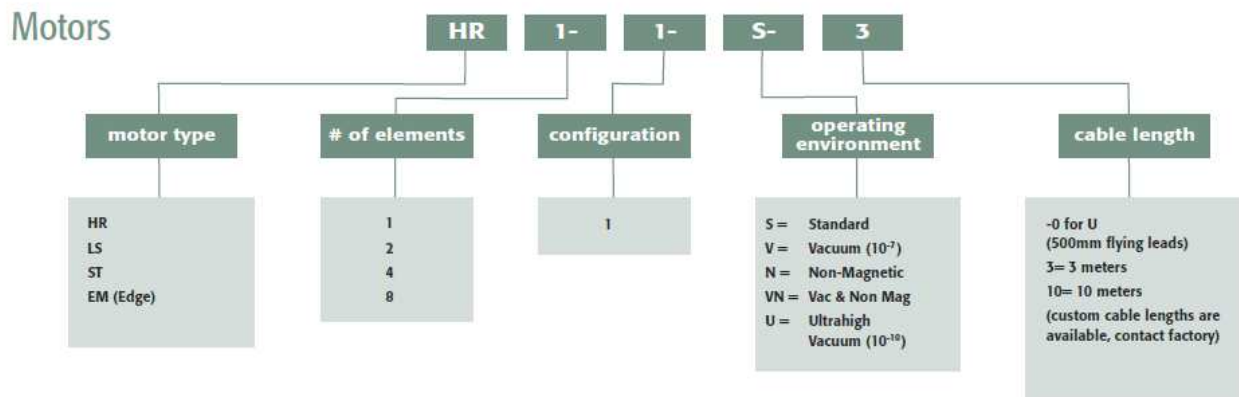


Figura 3.2: Guía del fabricante para ordenar un motor de la serie HR [7].

### 3.1.1. Conexiones eléctricas

Los motores de tipo estándar y de vacío tienen un cable de interconexión con un conector hembra tipo DB9. La Figura 3.3 y la Tabla 3.2 proporcionan información sobre este conector. La Tabla 3.3 proporciona información acerca del voltaje, corriente y potencia de consumo.

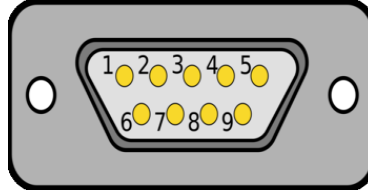


Figura 3.3: Conector tipo DB9 para el motor HR4 [8].

Pin	Función	Descripción
1	GND	Sistema de tierra
2	N.C.	Sin conexión
3	Accionar motor	Cable blanco- Entrada de alto voltaje
4	Tierra común del motor	Cable negro- Entrada de alto voltaje
5	Apagar Motor	Cable rojo- Entrada en alto voltaje
6	Motor Conectado - Entrada de seguridad	Al unir el <i>pin</i> 6 y 1 se habilita el amplificador
7	GND	Sistema de tierra
8	N.C.	Sin conexión
9	N.C.	Sin conexión

Tabla 3.2: Descripción de las funciones del conector para el motor HR4 [8].

Especificación	HR4
Voltaje máximo a 39.6 KHz, onda senoidal	270 V rms
Corriente de motor típica a máximo voltaje	320 mA rms
Consumo de potencia máximo	20 W

Tabla 3.3: Especificaciones eléctricas para el motor HR4 [8].

## 3.2. Amplificador AB5 de Nanomotion Ltd

El amplificador AB5 es único en su modo de operación en comparación con otros fabricados por Nanomotion Ltd ya que al aplicarse a un motor modelo HR permite una respuesta lineal. El amplificador AB5 tiene dos tarjetas principales, la primera realiza las operaciones lógicas y la segunda es la encargada de la etapa de potencia de salida que se aplica para el control del motor. Sus características principales se muestran a continuación [9]:

- Minimiza el fenómeno de histéresis debido a que emplea algoritmos de control en lazo cerrado los cuales son implementados dentro del amplificador.
- Control de alta precisión en la etapa de potencia de salida ya que usa un convertidor analógico digital de 11 bits de resolución.
- Posee tres modos de funcionamiento: Velocidad, paso a paso y freno activado.
- Posee un mecanismo de protección térmica.

### 3.2.1. Principio de operación del amplificador AB5

El amplificador AB5 está diseñado para minimizar la histéresis electromecánica presente en los motores HR. La respuesta lineal en velocidad mostrada en la Figura 3.4 se logra mediante la excitación dual de la dirección de subida / bajada del motor. La diferencia entre las excitaciones determina la dirección y la velocidad del movimiento.

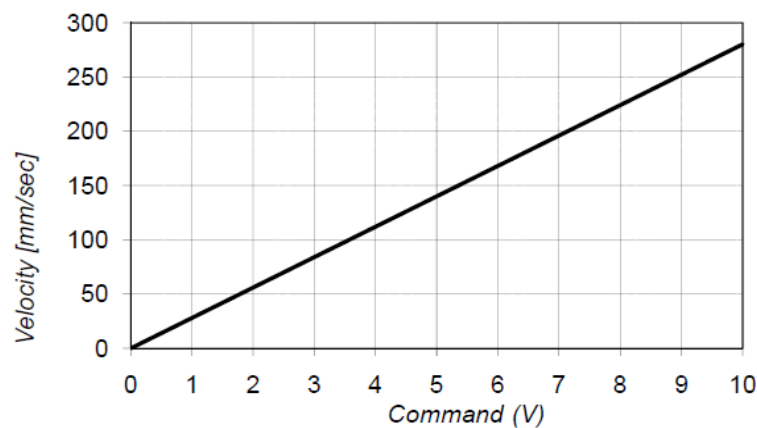


Figura 3.4: Gráfica de Velocidad- Voltaje correspondiente al amplificador AB5 [9].

### 3.2.2. Conexiones eléctricas del amplificador AB5

La imagen frontal del amplificador se muestra en la Figura 3.5 y se dan los detalles de las terminales con las que cuenta, resumidos en la tabla 3.4.



Figura 3.5: Panel frontal del amplificador AB5.

Conector	Descripción
Terminal de control	Conector de 5 pines. Recibe + 24 VCD de una fuente externa y proporciona control directo sobre la señal de ENABLE del motor y la señal de control analógica (+ Vin y/o -Vin).
Puerto de Entradas/Salidas	Conector hembra tipo DB25. Interfaz con la fuente de control.
Puerto de salida al motor	Interfaz de motor, usa un conector tipo DB9.

Tabla 3.4: Descripción de las terminales del amplificador AB5 [9].

### 3.2.3. Modos de operación

El amplificador AB5 puede ser operado en los tres modos listados abajo [9]:

- Modo velocidad: En este modo de funcionamiento el motor se acciona continuamente.
- Modo paso a paso: Acciona el motor en intervalos predefinidos.
- Modo freno activado: Trabajando en modo de velocidad es posible activar la fuerza de retención.

#### Funcionamiento en modo velocidad

En este modo de funcionamiento, el motor se acciona continuamente aplicando el voltaje de control analógico  $\pm 10$  VCD utilizando una interfaz como un *joystick* o controlador de movimiento. Este modo de funcionamiento es el predeterminado de fábrica para el amplificador y es el que se empleará en los experimentos descritos en capítulos subsecuentes..

### 3.2.4. Interfaz de control de movimiento

El amplificador AB5 puede recibir las señales de entrada desde un controlador de movimiento o desde un *joystick*. Los diagramas de las conexiones de un controlador de movimiento al amplificador AB5 se proporcionan en la Figura 3.6. En el caso de este trabajo el controlador corresponde a una computadora personal dotada de una tarjeta de adquisición de datos como se describe en el Capítulo 4.

### 3.2.5. Ajuste del voltaje de *offset* del amplificador

Cuando se aplica al amplificador AB5 una entrada cero puede producirse movimiento en el MUL conectado al amplificador. Para lograr que ante una entrada cero no se produzca

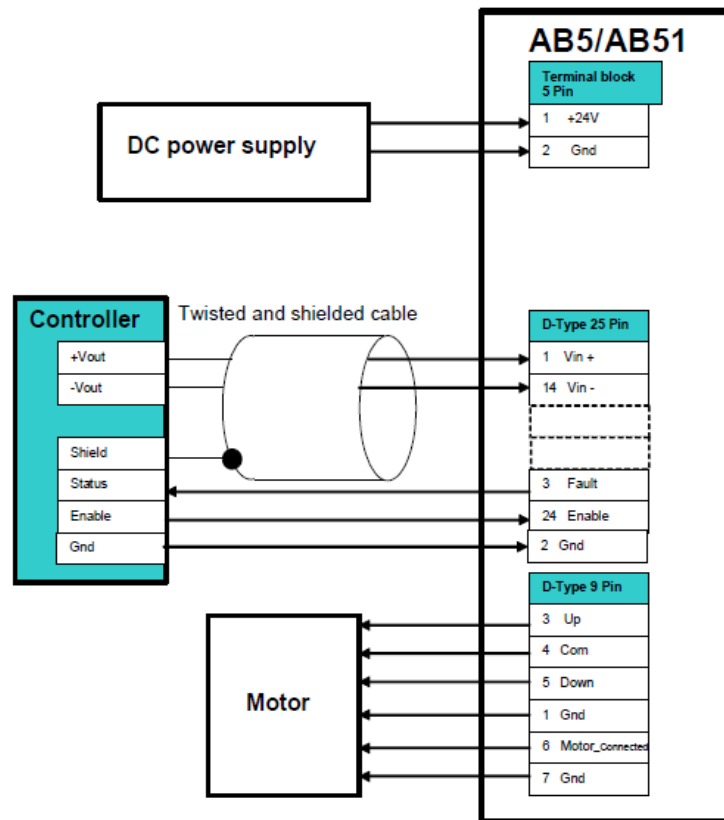


Figura 3.6: Conexión de entrada diferencial del amplificador AB5 [9].

movimiento, es necesario agregar un voltaje de *offset* el cual se suma a la entrada de voltaje de control del amplificador. Es posible generar este voltaje dentro del amplificador siguiendo el procedimiento siguiente [9].

1. Deshabilite y habilite el amplificador antes de iniciar el ajuste haciendo uso de los *pin*s 24 y GND del conector DB25.
2. Aplique una entrada de 0V al amplificador; ésto se logra poniendo en corto circuito los *pin*s 1 y 14 mediante un cable en el conector DB25 y observe si el motor se mueve.
3. En caso del movimiento del motor, retire el cable que conecta los *pin*s 1 y 14 usados en el paso anterior y con una fuente externa de voltaje ajuste el nivel de voltaje de control hasta que se detenga el movimiento.
4. Manteniendo el nivel de voltaje a la entrada del amplificador para el cual el rotor no se mueve, conecte el *pin* 19 del conector DB25 con el *pin* de GND por un momento con ayuda de un *push button*. El amplificador almacenará en su memoria el valor del voltaje de compensación. Es importante mencionar que el voltaje máximo que se debe aplicar para este ajuste es de 2.5 V.

### 3.2.6. Mecanismo de protección térmica

Los mecanismos de disipación de calor evitan el sobrecalentamiento del motor. El mecanismo de protección térmica proporciona al usuario las herramientas para evaluar las condiciones



de funcionamiento permitidas para la temperatura ambiente y el ciclo de trabajo y el funcionamiento continuo máximo que asegura una operación segura.

El usuario puede operar el motor durante un período de tiempo prolongado en un ciclo de trabajo específico. Una vez completada la operación, el amplificador debe desactivarse para enfriar el motor durante 400 segundos en aire y durante 700 segundos en ambientes al vacío [9]. En el Apéndice B se observan las curvas que indican la carga que puede colocarse en el rotor en función de la velocidad y el tiempo de operación el cual depende del ambiente de trabajo y la curva correspondiente.

### 3.3. Sensor de posición RENISHAW RGH24H30D30A

El codificador lineal Renishaw es de tipo óptico sin contacto y se emplea para medir la posición del motor. Su resolución es de 50 nm [31]. De la guía de instalación del codificador se tomó la siguiente imagen con los datos para los diferentes sensores que ofrece el fabricante denotando el que se usa en este trabajo:

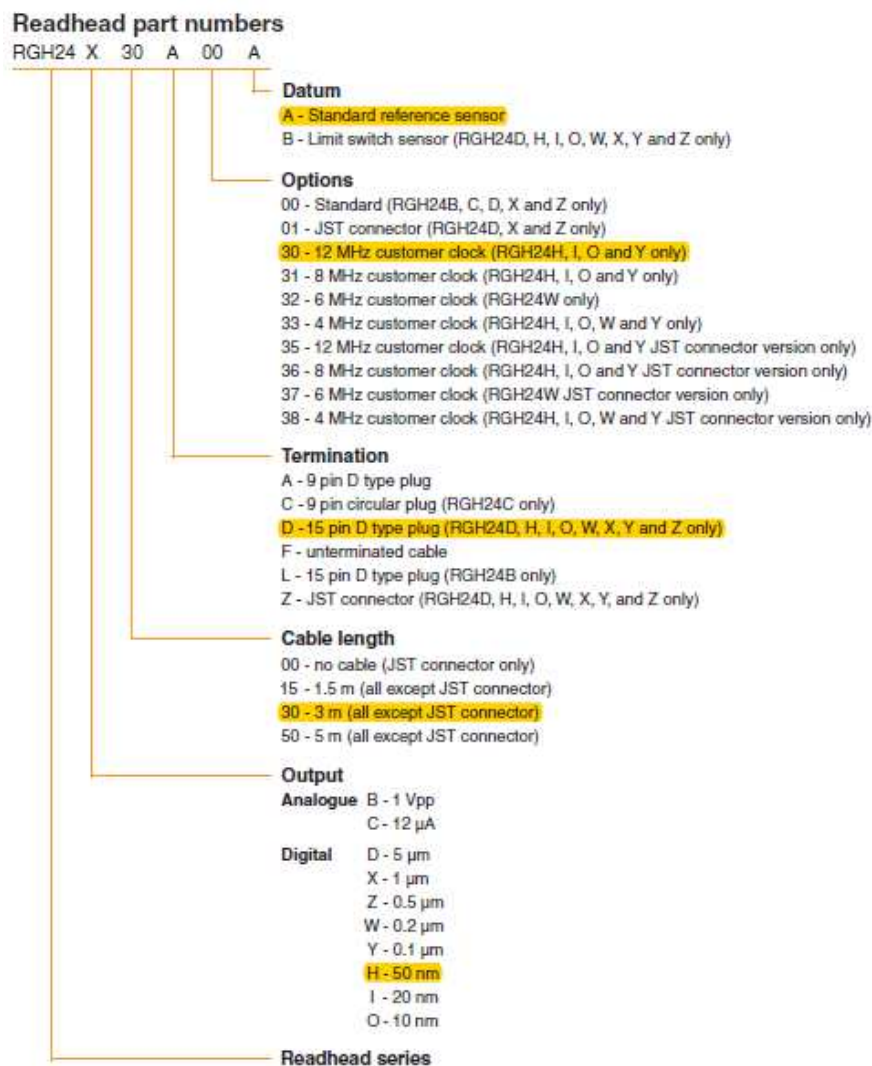


Figura 3.7: Características del sensor de posición Renishaw RGH24H30D30A [10].

### 3.3.1. Conexiones eléctricas del sensor Renishaw RGH24H30D30A

El conector que usa el sensor es del tipo DB15 como el que se muestra en la Figura 3.8 y en la Tabla 3.5 se da la descripción de cada *pin*.

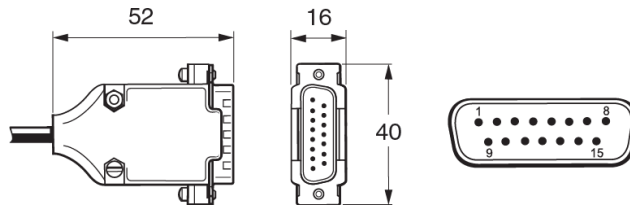


Figura 3.8: Conector tipo DB15 para el sensor de posición RGH24H30D30A [10].

Pin	Color	Señal	Función
7,8	Cafe	5 V	Alimentación
2,9	Blanco	0 V	
14	Verde	A+	Señales de salida
6	Amarillo	A-	
13	Azul	B+	
5	Rojo	B-	
12	Rosa	Z+	Marca de referencia
4	Gris	Z-	Marca de referencia
15	Blindaje interno		Protección

Tabla 3.5: Descripción de las funciones de los *pines* del conector tipo DB15 [10].



Figura 3.9: Codificador óptico [10].

### 3.4. Modelo matemático del motor piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3 y el amplificador AB5 de Nanomotion Ltd

La dinámica de un motor HR impulsado por un amplificador AB5 puede describirse de acuerdo al modelo siguiente y que está basado en el modelo lineal dado por el fabricante [32]:

$$M\ddot{y} + K_{fv}\dot{y} = K_f(V_{IN} - V_{offset}) + \varphi(t) \quad (3.1)$$

Donde  $V_{IN}$  es el voltaje de entrada al amplificador definido de la siguiente manera:

$$V_{IN} = U + \hat{V}_{offset} \quad (3.2)$$

Donde  $U$  es la señal de control y  $\hat{V}_{offset}$  es el estimado del voltaje de compensación de *offset* aplicado al amplificador AB5. Sustituyendo la ecuación (3.2) en (3.1) se obtiene:

$$M\ddot{y} + K_{fv}\dot{y} = K_f U + K_f(\hat{V}_{offset} - V_{offset}) + \varphi(t) \quad (3.3)$$

Definiendo la variable:

$$d(t) := K_f(\hat{V}_{offset} - V_{offset}) + \varphi(t) \quad (3.4)$$

permite escribir el modelo del sistema (3.1) de la siguiente manera:

$$M\ddot{y} + K_{fv}\dot{y} = K_f U + d(t) \quad (3.5)$$

donde:

- $M$  : Masa total de la parte móvil del motor incluyendo la carga [Kg].
- $V_{IN}$  : Voltaje de entrada:  $\pm 10$  [V].
- $V_{offset}$  : Voltaje generado dentro del amplificador el cual introduce un sesgo a la salida del amplificador: 0-2.5 [V].
- $\hat{V}_{offset}$  : Voltaje de compensación de *offset*.
- $U$  : Señal de control.
- $K_f$  : Constante de Fuerza: 2-4  $\left[\frac{N}{V}\right]$ .
- $K_{fv}$  : Factor de amortiguamiento: 60-72  $\left[\frac{N \times s}{m}\right]$ .
- $K_{fv}\dot{y}$  : Fricción viscosa.
- $\dot{y}$  : Velocidad.
- $\ddot{y}$  : Aceleración.
- $\varphi(t)$ : incertidumbres en los fenómenos de fricción.
- $d(t)$  : Variable que engloba las incertidumbres en un sólo término.

De acuerdo a la ecuación (3.4), la incertidumbre  $d(t)$  corresponde a una compensación inexacta de dos términos: El voltaje de *offset* y la histéresis electromecánica. Además, el modelo proporcionado por el fabricante únicamente contempla fuerzas de fricción viscosa las cuales posiblemente no describan de manera adecuada los fenómenos de fricción que suceden en el motor ultrasónico. En este caso el término  $\varphi(t)$  corresponde a las incertidumbres en los fenómenos de fricción y también está incluido en la variable  $d(t)$ .

# Capítulo 4

## Control en posición de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal

En este capítulo se introducen los conceptos fundamentales del control Proporcional Integral Derivativo (PID) con el objetivo de presentar la lógica de la ley de control. En particular, se explica el significado de las tres acciones. Además, se presentan los resultados experimentales obtenidos al aplicar la ley de control PID al motor ultrasónico HR-4. Estos se pueden tomar como un punto de partida para el desarrollo de leyes de control para este tipo de sistemas.

### 4.1. Controlador PID

El controlador PID ha estado en el corazón de la práctica de la ingeniería de control durante casi un siglo. La capacidad de los controladores PID para regular la mayoría de los procesos prácticos ha dado lugar a su amplia aceptación en las aplicaciones industriales. En particular, estos controladores producen un comportamiento adecuado en procesos con requisitos de desempeño moderados [33].

La estructura de un controlador PID ideal con respuesta al error es [34]:

$$U = K_p e + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d(e)}{dt} \quad (4.1)$$

donde  $K_p$  es la ganancia proporcional,  $K_i$  es la ganancia integral y  $K_d$  es la ganancia derivativa. El error se define como  $e := r - y$ ; la señal  $r$  es llamada referencia y la señal  $y$  es la salida medida del proceso a controlar.

La ley de control PID consiste en aplicar correctamente la suma de tres tipos de acciones de control: Una acción proporcional, una acción integral y una derivativa. Estas acciones se describen más adelante.

**Acción proporcional:** La acción de control  $K_p$  es proporcional al error  $e$ . Su significado es directo puesto que implementa la operación típica de incrementar la variable de control cuando el error de control es grande. Un controlador proporcional tiene la ventaja de generar un valor pequeño de la variable de control cuando el error es pequeño y por lo tanto evita esfuerzos de control excesivos. El principal inconveniente de utilizar un controlador proporcional puro es que generalmente produce un error en estado estacionario.

**Acción integral:** La acción integral es proporcional a la integral del error y permite la reducción a cero del error de estado estacionario.

**Acción derivativa:** Mientras que la acción proporcional se basa en el valor actual del error y la acción integral utiliza los valores pasados del error, la acción derivativa es proporcional a la derivada del error  $e$ . Sin embargo, tiene algunos problemas que hacen que no se adopte con mucha frecuencia en casos prácticos. De hecho, la ganancia en alta frecuencia de la acción derivativa pura es responsable de la amplificación del ruido de medición. En casos prácticos, una señal muy ruidosa de la variable de control podría causar daño al actuador. Los problemas descritos anteriormente pueden resolverse filtrando la acción derivativa. La constante de tiempo del filtro debe seleccionarse para filtrar adecuadamente el ruido y evitar influir significativamente en la dinámica dominante del controlador PID.

Otra cuestión relacionada con la acción derivativa es cuando se produce un cambio brusco de la señal de referencia  $r$ , la acción derivativa es muy grande y da como resultado un pico en la señal de la variable de control, lo cual es indeseable. Una solución simple para evitar este problema es aplicar el término derivativo únicamente a la salida del proceso. En este caso, la acción derivativa ideal se convierte en [35]:

$$u(t) = -K_d \frac{dy(t)}{dt}$$

En este capítulo se propone el uso de un algoritmo de control tipo PID para el problema de regulación de posición de un MUL. El objetivo principal es minimizar el error entre la posición deseada y la posición medida. Entonces la ley de control está dada por la ecuación 4.2:

$$U = K_p e + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau - K_d \dot{y}_e \quad (4.2)$$

El término  $\dot{y}_e$  es un estimado de la derivada temporal de la posición.

## 4.2. Configuración experimental

La Figura 4.1 representa la configuración experimental empleada en este trabajo. El prototipo de laboratorio empleado en los experimentos consta de un motor piezoeléctrico, modelo HR4-K-S3 accionado por un amplificador AB5, modelo AB5-TP HR E4 configurado en modo velocidad, ambos de la compañía Nanomotion Ltd. Un codificador lineal óptico Renishaw RGH24H30D30A con 50 nm de resolución permite medir la posición del motor. El algoritmo PID se implementa utilizando la plataforma de programación MatLab/Simulink bajo el ambiente de control en tiempo real QUARC y una tarjeta de adquisición de datos QPID, estos dos últimos de la marca Quanser Consulting. La señal de control producida por la tarjeta QPID pasa a través de una caja de aislamiento galvánico y después por la caja de conexión de entrada diferencial. La siguiente función de transferencia compuesta por un filtro pasa altas en cascada con un filtro pasa bajas permite obtener estimaciones de la velocidad  $\dot{y}_e$  a partir de las mediciones de posición  $y$

$$G_1(s) = \left[ \frac{300s}{s+300} \right] \left[ \frac{300}{s+300} \right] \quad (4.3)$$

Los diagramas desarrollados en Simulink utilizan un período de muestreo de 1 ms y el método de integración Euler-ode1.

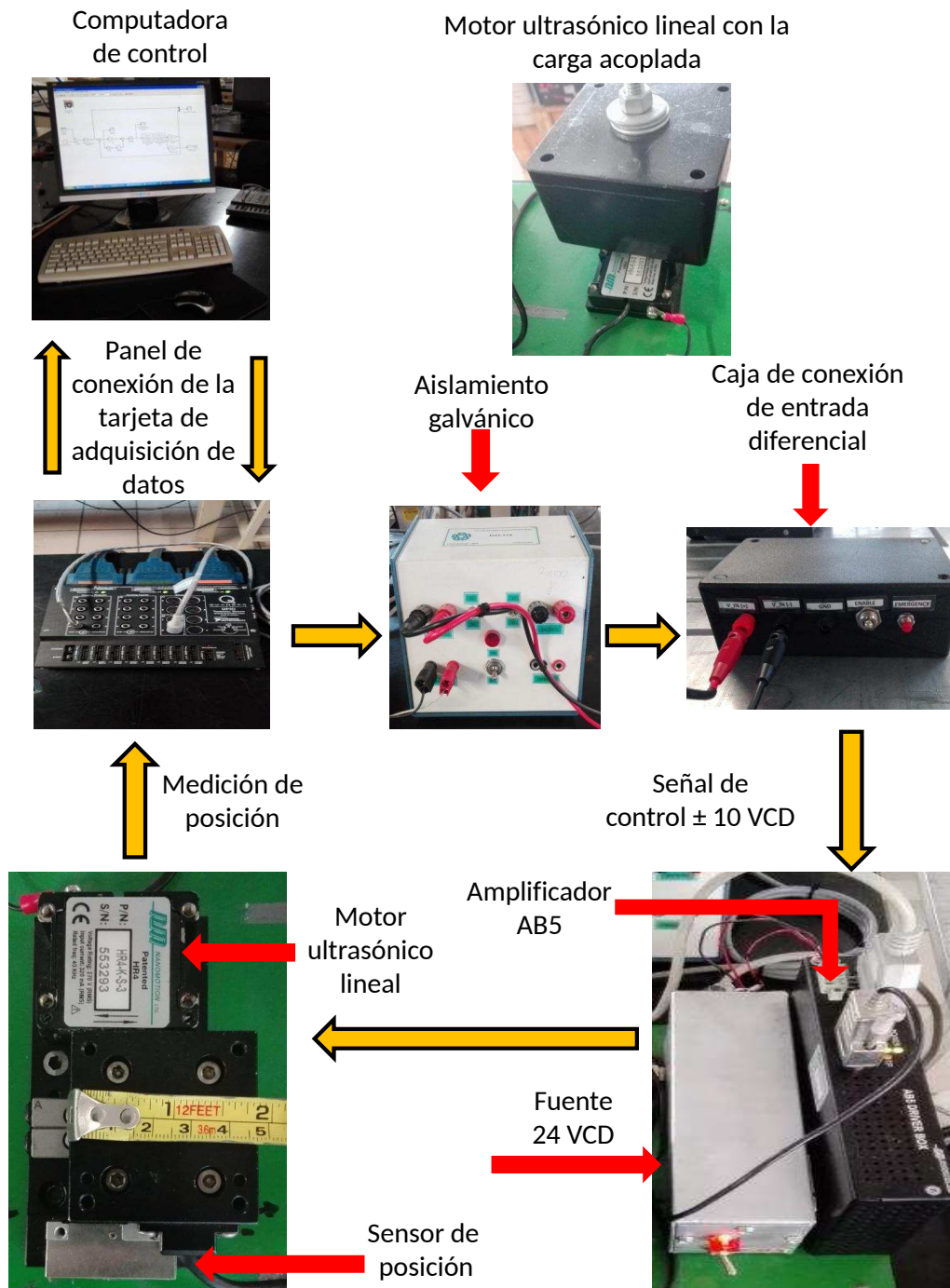


Figura 4.1: Configuración experimental.

### 4.3. Resultados experimentales

La Tabla 4.1 resume los resultados experimentales. Esta muestra la sintonización del controlador PID para cada experimento. Los errores de posicionamiento mostrados en la tabla

corresponden al tiempo  $t = 4$  s. Por razones de espacio no se muestran las señales de control. Se agregó una masa de 0.940 kg al motor como carga. Las figuras siguientes muestran la evolución temporal de la posición durante 1 s. La Figura 4.7 muestra el diagrama de bloques de la forma en que se implementa el controlador PID.

**Experimento 1.- Referencia escalón 0.1 mm=100  $\mu$ m. Figura 4.2:**

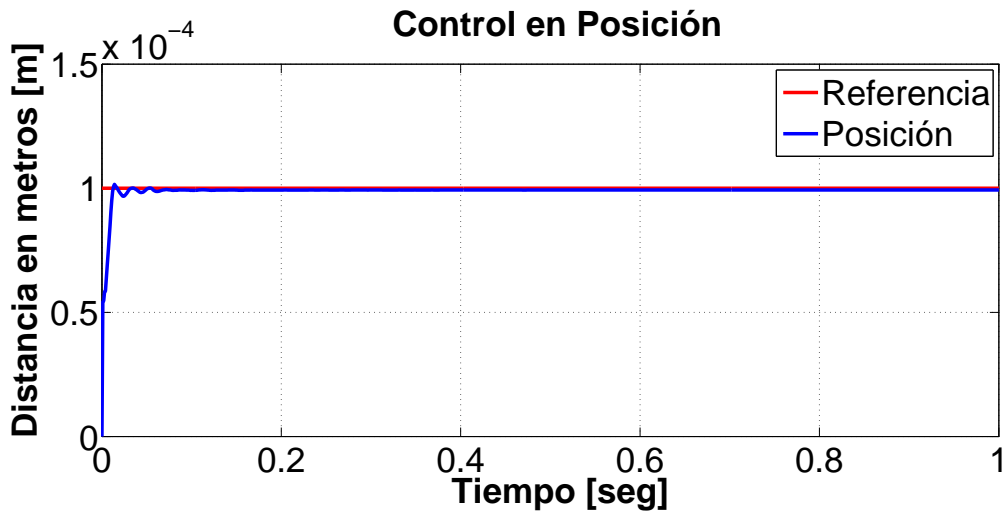


Figura 4.2: Resultado del control en posición para 0.1 mm.

**Experimento 2.- Referencia escalón 0.5 mm=500  $\mu$ m. Figura 4.3:**

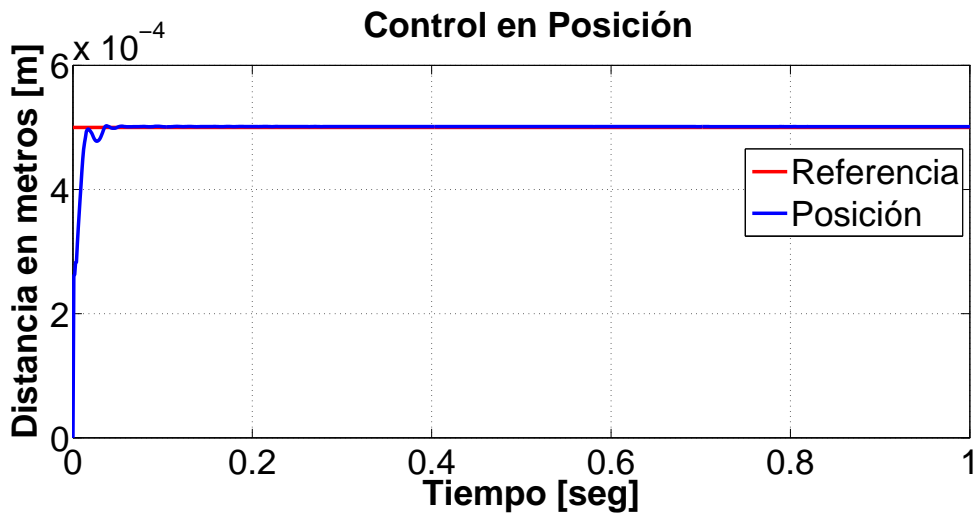


Figura 4.3: Resultado del control en posición para 0.5 mm.

**Experimento 3.- Referencia escalón 1 mm. Figura 4.4:**

**Experimento 4.- Referencia escalón 10 mm. Figura 4.5:**

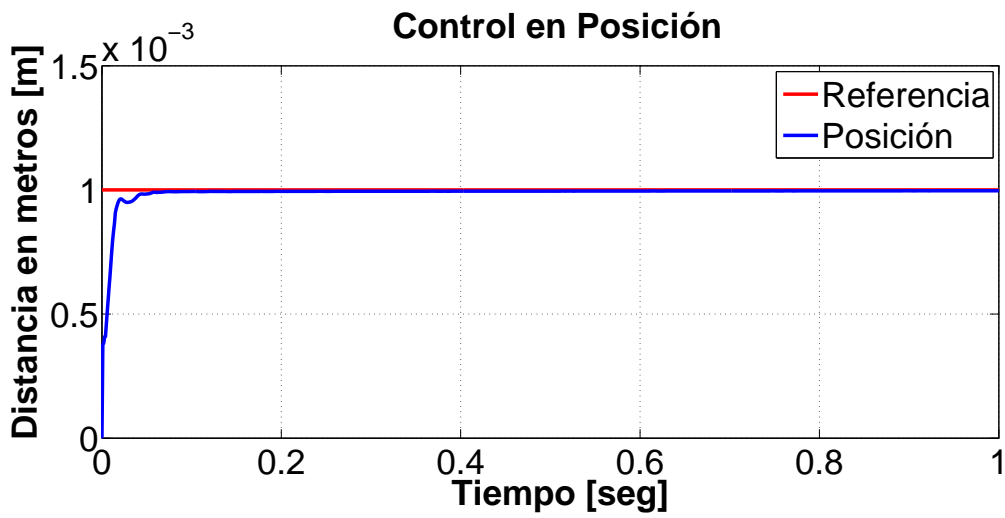


Figura 4.4: Posición de 1 mm.

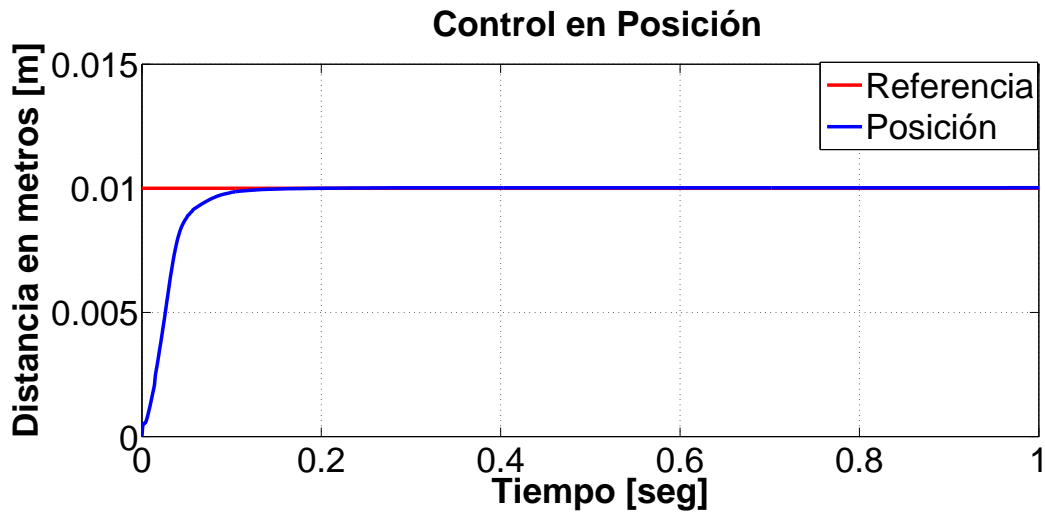


Figura 4.5: Control en posición 10 mm.

Experimento 5.- Referencia con perfil de velocidad trapezoidal de 25 mm. Figura 4.6:

Experimento	Referencia	$K_p$	$K_i$	$K_d$	error
1	0.1 mm	37000	10000	250	$0.5\mu\text{m}$
2	0.5 mm	32000	8000	200	$-1\mu\text{m}$
3	1 mm	9000	4000	100	$0.5\mu\text{m}$
4	10 mm	9000	4000	100	$24\mu\text{m}$
5	25 mm	9000	4000	100	$15\mu\text{m}$

Tabla 4.1: Resultados experimentales del controlador PID en regulación.



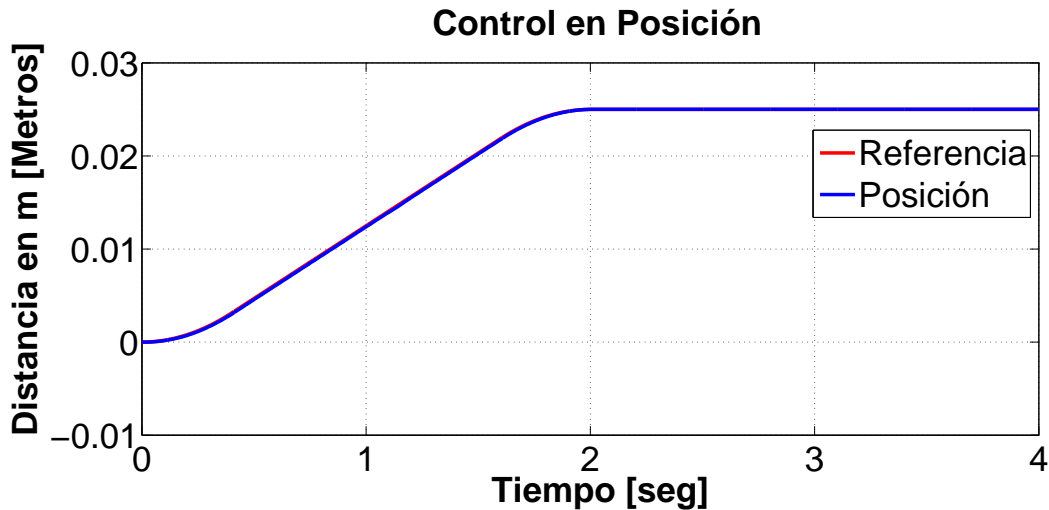


Figura 4.6: Seguimiento de trayectoria con perfil trapezoidal en velocidad.

#### 4.3.1. Análisis de los resultados experimentales

De los resultados obtenidos se pueden obtener las conclusiones siguientes. Para desplazamientos de pequeña magnitud es necesario emplear ganancias altas en el controlador PID. En el caso de desplazamiento iguales o mayores a 1 mm, las ganancias del controlador PID fueron pequeñas. Una manera de explicar lo anterior es tomando en cuenta la naturaleza no lineal del fenómeno de fricción el cual es parte importante del funcionamiento de un motor ultrasónico. La fricción no lineal produce fuerzas de mayor valor a bajas velocidades comparadas con las fuerza a velocidades mayores[36]. En consecuencia, son necesarias ganancias mayores a bajas velocidades para vencer a las fuerzas de fricción y así lograr errores de posicionamiento pequeños. Por otro lado, si se emplean ganancias elevadas durante desplazamientos grandes, la respuesta del motor es demasiado violenta y es por ello que las ganancias del controlador deben ser más pequeñas en este caso. Notar también que reduciéndose las ganancias se incrementa el valor del error en estado estacionario de manera considerable. En conclusión, un controlador PID clásico no es suficiente para obtener un desempeño aceptable para todas las referencias. Es importante mencionar que en el caso del Experimento 5 se aplicó una referencia con perfil de velocidad trapezoidal con el fin de limitar la velocidad del motor a 250 mm/s: este valor es el máximo recomendado por fabricante para evitar daños al motor.

## 4.4. Conclusión

Se empleó un algoritmo Proporcional Integral Derivativo para la regulación de la posición de un motor ultrasónico lineal. Los experimentos muestran que este controlador no proporciona un desempeño uniforme para todos los valores de desplazamiento. Para desplazamientos pequeños es necesario emplear ganancias mayores comparadas con aquellas empleadas para desplazamiento grandes; los efectos de fricción no lineal a bajas velocidades serían los responsables de este comportamiento.

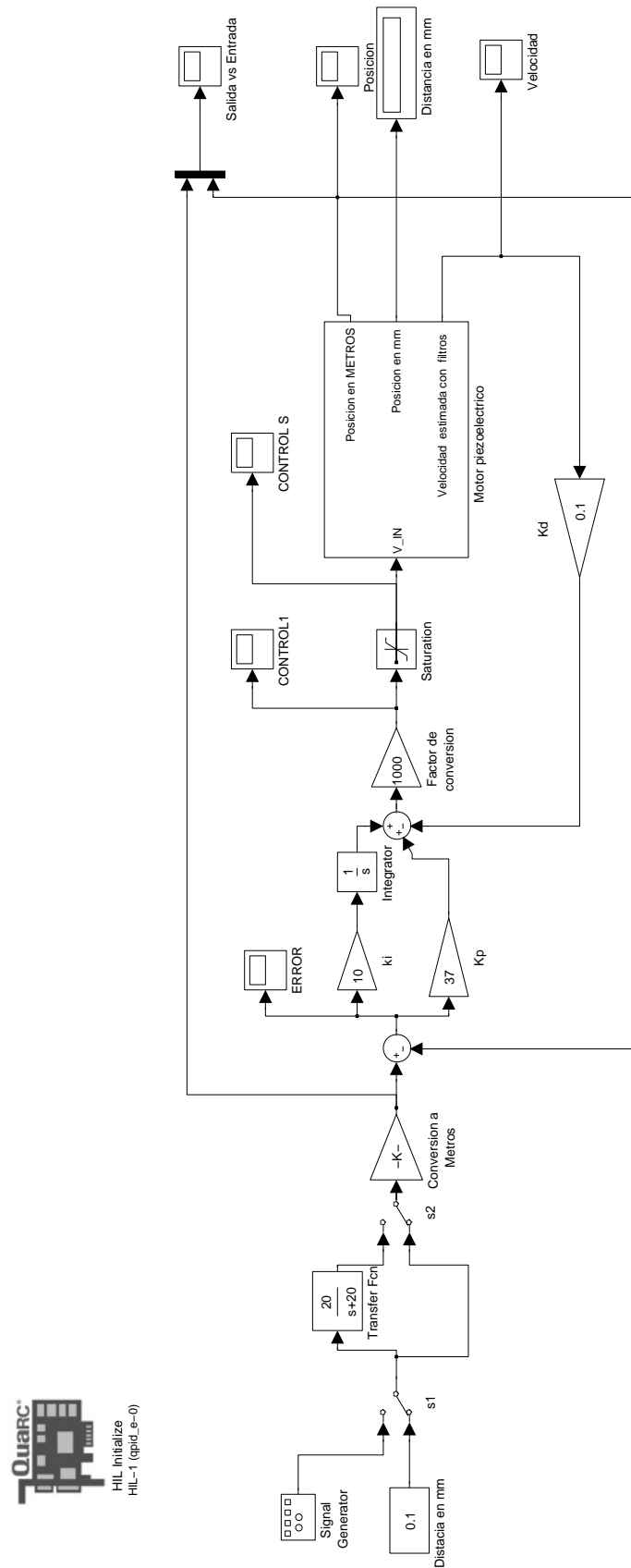


Figura 4.7: Diagrama de bloques del controlador PID aplicado al motor ultrasónico HR-4.

# Capítulo 5

## Identificación paramétrica de un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal

La identificación paramétrica de sistemas dinámicos trata de inferir modelos a partir de observaciones experimentales [37]. Un sistema y su modelo son dos entes que pueden ser diferentes pero relacionables porque se pueden comparar ciertos aspectos de ambos, pero nunca establecer una relación exacta. En otras palabras, el modelo es una aproximación del sistema. Los procedimientos de identificación deben de tener en cuenta los siguientes aspectos: planificación experimental, selección de la estructura del modelo, estimación de sus parámetros y la validación de éste.

Para la identificación en tiempo real se han desarrollado métodos de estimación recursiva, entre los algoritmos de identificación se tiene el método de mínimos cuadrados [38] .

### 5.1. Controlador Proporcional Derivativo (PD)

Se propone usar un algoritmo de control tipo PD el cual estabiliza al MUL sin necesidad de conocer sus parámetros. La ley de control usada está dada por la ecuación (5.1):

$$U = K_p e - K_d \dot{y}_e \quad (5.1)$$

donde  $e$  denota el error de posición definido como  $e := r - y$ ,  $r$  es la referencia,  $y$  la posición medida mediante el codificador de posición óptico y  $\dot{y}_e$  un estimado de la derivada temporal obtenido a partir de mediciones de la posición del motor. La función de transferencia (4.3) permite obtener estimaciones de la velocidad  $\dot{y}_e$  a partir de las mediciones de posición  $y$ .

### 5.2. Modelo usado para la identificación

El modelo usado para la identificación es el dado por la ecuación (3.5) donde no se tomará en cuenta el término desconocido  $d(t)$  quedando entonces de la siguiente forma:

$$M\ddot{y} + K_{fv}\dot{y} = K_f U \quad (5.2)$$

El cual se puede reescribir como:

$$\ddot{y} + \frac{K_{fv}}{M}\dot{y} = \frac{K_f}{M}U \quad (5.3)$$

Si se definen los siguientes términos:

$$a := \frac{K_{fv}}{M} \quad b := \frac{K_f}{M} \quad (5.4)$$

El modelo (5.3) puede escribirse como sigue:

$$\ddot{y} + a\dot{y} = bU \Leftrightarrow \ddot{y} = -a\dot{y} + bU \quad (5.5)$$

Considérese la escritura alternativa del modelo (5.5) del motor ultrasónico:

$$(U)b + (-\dot{y})a = \ddot{y} \quad (5.6)$$

Para aplicar el método de mínimos cuadrados con el fin de estimar los parámetros  $a$  y  $b$  es necesario medir  $U$ ,  $\dot{y}$ ,  $\ddot{y}$ . Como sólo se tienen mediciones de la posición se utilizan filtros para estimar la velocidad y la aceleración. La estructura del filtro se define a continuación:

$$F(s) = \frac{f_2}{s^2 + f_1s + f_2}; f_1, f_2 > 0$$

Filtrado del modelo:

$$\begin{aligned} (s^2 + as)y(s) &= bU(s) \\ F(s)(s^2 + as)y(s) &= F(s)bU(s) \\ (s^2 + as)F(s)y(s) &= bF(s)U(s) \end{aligned}$$

Se define:

$$\begin{aligned} y_f(s) &= F(s)y(s) \\ U_f(s) &= F(s)U(s) \end{aligned}$$

Las definiciones anteriores permiten obtener el modelo filtrado siguiente:

$$(s^2 + as)y_f(s) = bU_f(s)$$

en donde las derivadas de la posición filtrada tienen las relaciones siguientes:

$$\begin{aligned} y &\Rightarrow \frac{f_2s}{s^2 + f_1s + f_2} \Rightarrow \dot{y}_f \\ y &\Rightarrow \frac{f_2s^2}{s^2 + f_1s + f_2} \Rightarrow \ddot{y}_f \\ U &\Rightarrow \frac{f_2}{s^2 + f_1s + f_2} \Rightarrow U_f \end{aligned}$$

Consecuentemente, los estimados de la velocidad  $\dot{y}_f$  y aceleración  $\ddot{y}_f$  se obtienen únicamente a partir de mediciones de la posición  $y$ .

### 5.3. Algoritmo de Mínimos Cuadrados

El modelo filtrado dado por la ecuación (5.7) permite obtener la regresión lineal siguiente en función de variables disponibles a través de mediciones:

$$\ddot{y}_f = -a\dot{y}_f + bU_f \quad (5.7)$$

$$z = A^\top \theta \quad (5.8)$$

Donde:

$$\begin{aligned} z &= \ddot{y}_f \\ A^\top &= [-\dot{y}_f \quad U_f] \\ \theta^\top &= [a \quad b] \end{aligned} \quad (5.9)$$

Tomando mediciones en instantes de tiempo  $t_1, \dots, t_n$  se forma la matriz  $A$  y el vector  $z$  contruidos como se muestra a continuación:

$$A = \begin{bmatrix} -\dot{y}_f(t_1) & U_f(t_1) \\ \vdots & \vdots \\ -\dot{y}_f(t_n) & U_f(t_n) \end{bmatrix} \quad z = \begin{bmatrix} \ddot{y}_f(t_1) \\ \vdots \\ \ddot{y}_f(t_n) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Así, aplicando el método de mínimos cuadrados [39], la solución para determinar los valores estimados de  $a$  y  $b$  está dada por la expresión:

$$\hat{\theta} = (A^\top A)^{-1} A^\top z \quad (5.11)$$

Donde  $\hat{\theta}$  es un estimado de  $\theta$ .

## 5.4. Resultados experimentales

Los resultados de la identificación se pueden resumir en la Tabla 5.1 donde se muestra el promedio de 11 experimentos que se realizaron junto con la sintonización del controlador PD; La señal de excitación que se usó es ruido blanco con los siguientes valores en el bloque que se usa en Matlab/Simulink, Noise Power = 0,99, Sample Time = 0,01 y Seed = 23341. El Diagrama de bloques correspondiente se muestra en la Figura 5.1 :

Experimento	$K_p$	$K_d$	Estimado de $a := \hat{a}$	Estimado de $b := \hat{b}$
1	2500	25	46.1411	1.0213
2	2500	25	46.6369	1.0179
3	2500	25	50.9977	1.1325
4	2500	25	49.0348	1.0931
5	2500	25	51.209	1.1432
6	2500	25	48.6297	1.0828
7	2500	25	46.2434	1.0286
8	2500	25	49.0348	1.0931
9	2500	25	51.209	1.1432
10	2500	25	48.6297	1.0828
11	2500	25	46.2434	1.0286
Promedio			50.6333	1.0987

Tabla 5.1: Resultados experimentales de la identificación paramétrica.

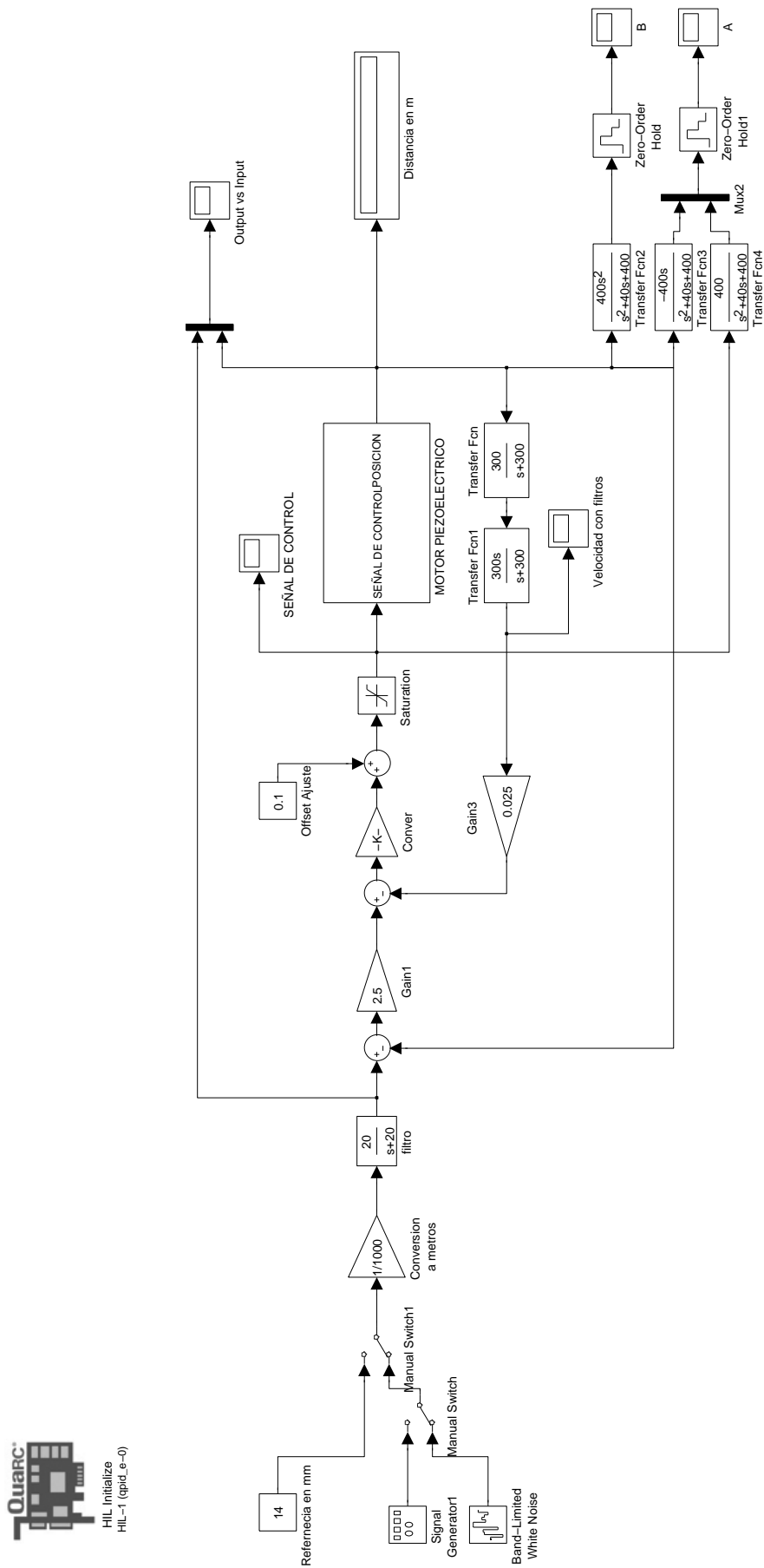


Figura 5.1: Diagrama de bloques en Matlab/Simulink para la identificación paramétrica.

## 5.5. Validación de los parámetros estimados para un MUL

En esta parte se validan experimentalmente los valores estimados obtenidos durante el estudio de identificación paramétrica. Se realiza un control con prealimentación y realimentación en la tarea de seguimiento de trayectoria; el objetivo de este algoritmo es que el error de seguimiento  $\epsilon = r - y$  (ver Figura 5.2) converja a un valor cercano a cero. Si lo anterior es cierto, significaría que el modelo estimado representa razonablemente el comportamiento del sistema real, en este caso el MUL.

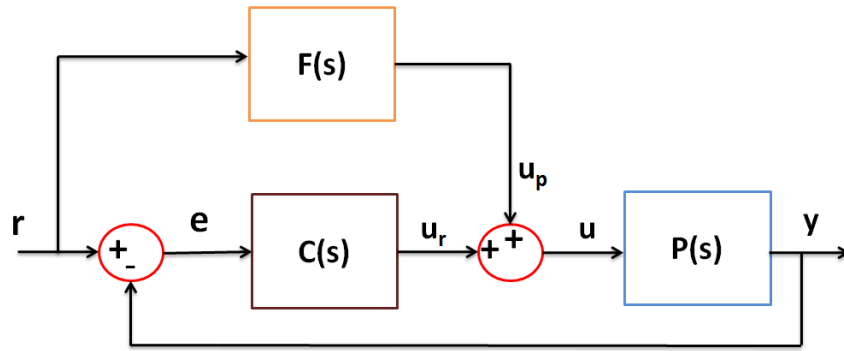


Figura 5.2: Diagrama de bloques con prealimentación y realimentación

donde:

$P(s)$ : Planta MUL

$C(s)$ : Compensador por realimentación

$F(s)$ : Compensador por prealimentación

Y la función transferencia del diagrama de bloques está dada por la siguiente expresión:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{[F(s) + C(s)] P(s)}{1 + C(s)P(s)}$$

En el caso del MUL el modelo se puede escribir de la siguiente forma:

$$P(s) = \frac{y(s)}{U(s)} = \frac{b}{s^2 + as} \quad (5.12)$$

Como el modelo del MUL es de fase mínima, si se hace  $F(s) = \frac{1}{P(s)}$  entonces:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{[F(s) + C(s)]P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{\left[\frac{1}{P(s)} + C(s)\right] P(s)}{1 + C(s)P(s)} = 1$$

Si el modelo estimado es adecuado entonces al aplicar este algoritmo la salida debe converger a la referencia  $r$ .

De esta manera la ley de control se expresa como sigue y en la Figura 5.3 se ve la forma en que se debe de implementar:

$$u = u_p + u_r \quad (5.13)$$

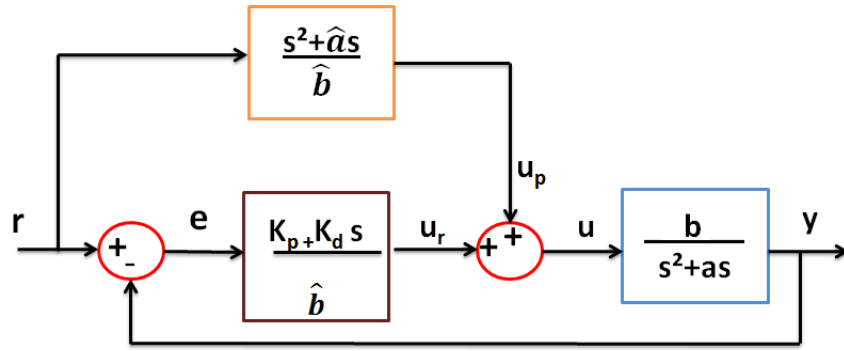


Figura 5.3: Diagrama de bloques con prealimentación y realimentación para el MUL

donde

$$u_p = \frac{1}{\hat{b}} [\ddot{r}(t) + \hat{a}\dot{r}(t)] \tag{5.14}$$

$$u_r = \frac{1}{\hat{b}} [K_p e(t) + K_d \dot{e}(t)] \tag{5.15}$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \tag{5.16}$$

$$\dot{e}(t) = \dot{r}(t) - \dot{y}(t) \tag{5.17}$$

Una medida de la calidad de seguimiento de trayectoria es la integral del error cuadrático (IEC) definido como:

$$IEC = \int_{T_1}^{T_2} (ke)^2 dt$$

donde  $k$  es un factor de escalamiento,  $T_1$  y  $T_2$  definen un intervalo de tiempo durante el cual se calcula la IEC.

Para la generación de trayectoria se utiliza la estructura mostrada en la Figura 5.4, donde  $\alpha = 100$ . Así, con los valores estimados  $\hat{a}$  y  $\hat{b}$  se obtuvieron las siguientes gráficas y las medidas

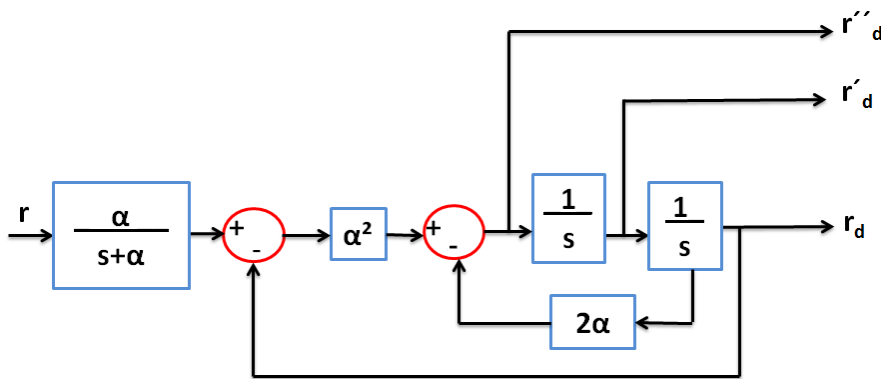


Figura 5.4: Generador de trayectoria sinoidal junto con sus derivadas

de la IEC, donde el factor de escalamiento  $k = 100$ ,  $K_p = 20000$  y  $K_d = 10$ . El diagrama de bloques es el mostrado en la Figura 5.8.



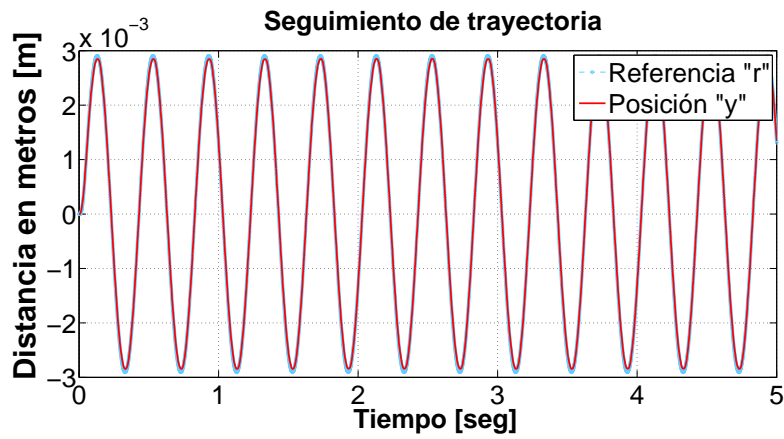
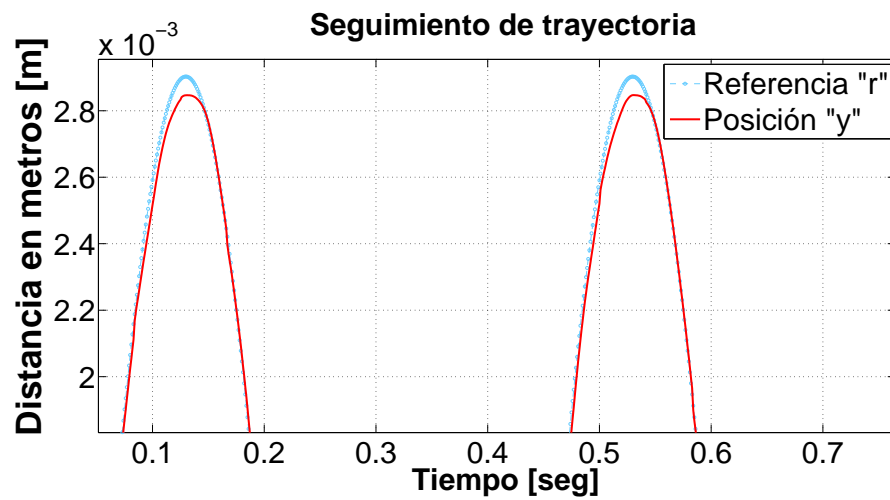
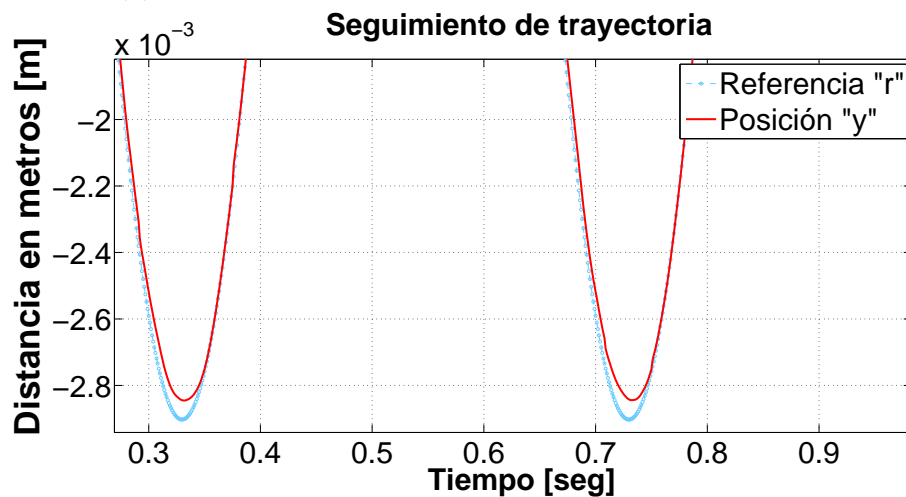


Figura 5.5: Seguimiento de trayectoria senoidal



(a) Detalle del seguimiento de trayectoria en su fase inicial.



(b) Detalle del seguimiento de trayectoria en su fase final.

Figura 5.6: Acercamiento de la respuesta producida en la tarea de seguimiento de trayectoria.

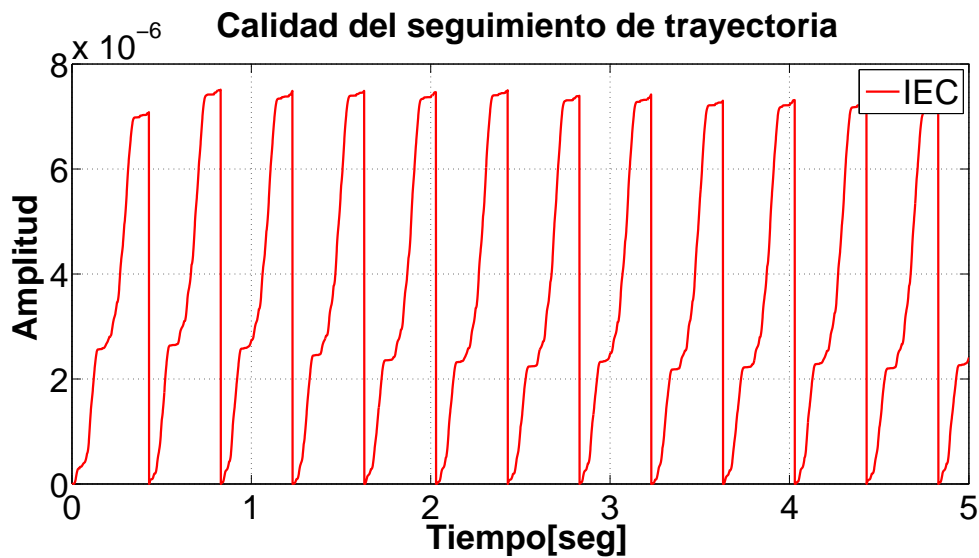


Figura 5.7: Medida de la calidad de seguimiento IEC

## 5.6. Conclusiones

Es importante saber que este estudio se realiza con el fin de conocer el valor de la ganancia de entrada  $b$ , ya que es un parámetro importante en el diseño de un observador Proporcional Integral Generalizado (PIG) descrito en el capítulo siguiente. Un estimado alejado del valor real de la ganancia puede afectar notablemente el desempeño del observador PIG. Además, para validar los estimados de los parámetros se realizó un control con realimentación y prealimentación donde se introduce la IEC que es una medida de la calidad del seguimiento de trayectoria y la cual nos puede indicar si los valores de  $\hat{a}$  y  $\hat{b}$  están cercanos a los reales, se debe recordar que en el estudio de identificación no se tomó en cuenta el término desconocido  $d(t)$  por lo que los estimados pueden tener un sesgo y como se muestra en las gráficas la referencia y la salida no son iguales, pero son muy similares razón por la cual se podría decir que los valores estimados están muy próximos a los reales.

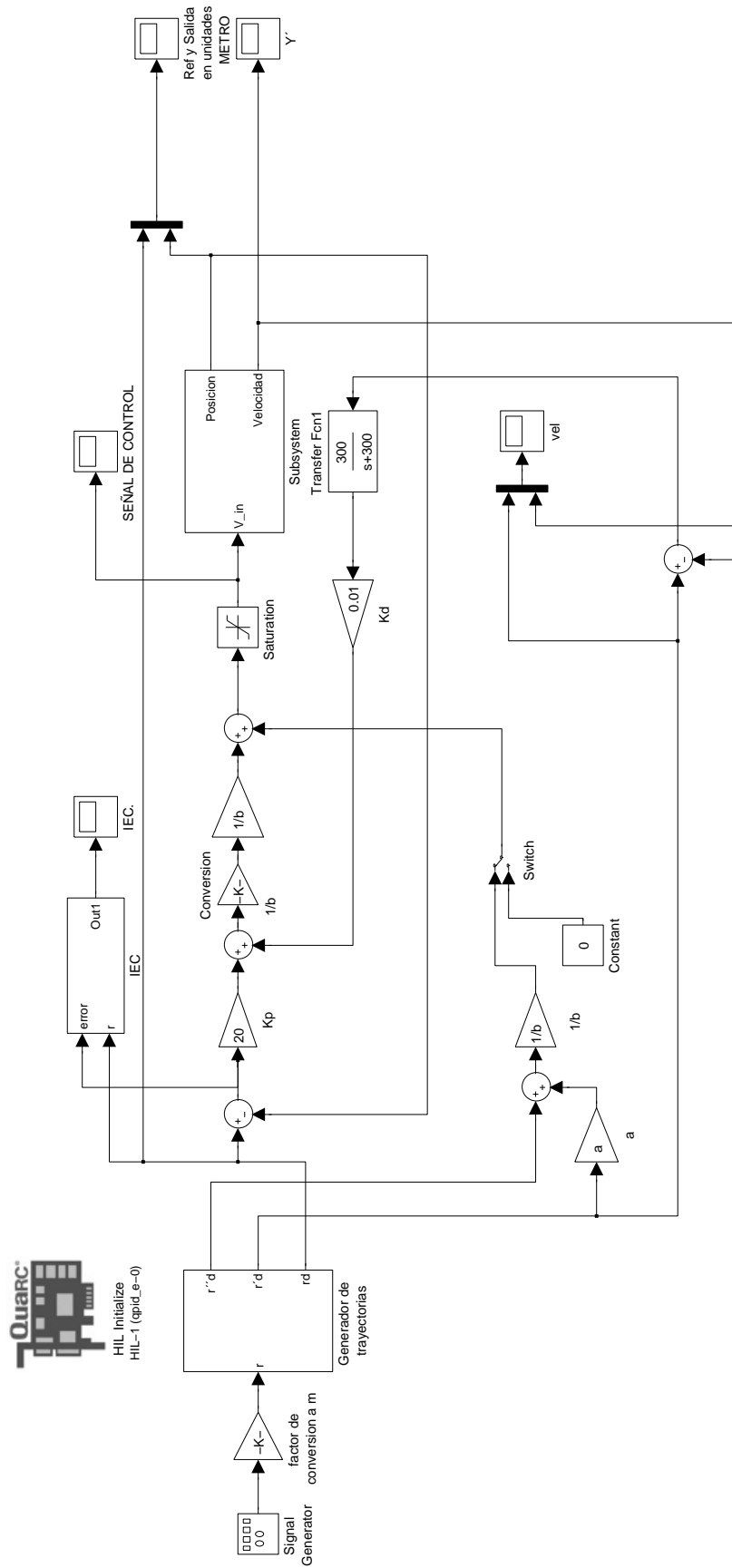


Figura 5.8: Diagrama de bloques en Matlab/Simulink para el seguimiento de trayectoria con prealimentación y realimentación.

# Capítulo 6

## Diseño y aplicación de un Observador PIG a un motor piezoeléctrico ultrasónico lineal

Los observadores Proporcionales Integrales Generalizados (PIG) utilizan alta ganancia y tienen la capacidad de realizar simultáneamente estimaciones en línea de: a) las variables de fase relacionadas con la salida, b) la señal de perturbación y c) un cierto número de las derivadas en el tiempo de perturbación. Estos observadores utilizan un polinomio en el tiempo como modelo de los efectos conjuntos tanto de las perturbaciones dependientes del estado y de los parámetros como de las perturbaciones externas. Una estimación de este polinomio se utiliza en el controlador para compensar los efectos de las perturbaciones [18].

### 6.1. Diseño de un observador Proporcional Integral Generalizado

El modelo del motor ultrasónico lineal junto con el amplificador dado por la ecuación (3.5) se puede expresar en variables de estado escogiendo a:

$$\begin{aligned}x_1 &= y \quad \text{Posición} \\x_2 &= \dot{y} \quad \text{Velocidad}\end{aligned}\tag{6.1}$$

Empleando el modelo (3.5), la derivada temporal de los estados (6.1) se escribe de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \dot{y} = x_2 \\ \dot{x}_2 &= \ddot{y} = \frac{K_f}{M}U - \frac{K_{fv}}{M}x_2 + \frac{d(t)}{M}\end{aligned}\tag{6.2}$$

Usando las definiciones (5.4) el modelo expresado en variables de estado que describe al motor ultrasónico lineal queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= bU - ax_2 + \tilde{d}(t)\end{aligned}\tag{6.3}$$

donde se define  $\tilde{d}(t) := \frac{d(t)}{M}$ .

La dinámica del sistema (6.3) se puede extender de tal forma que el término  $\tilde{d}(t)$  se considera

como un estado más a estimar. Lo anterior equivale a realizar la inmersión del sistema original (6.3) definido en un espacio de dimensión  $R^2$  en un espacio de dimensión  $R^3$  con estado extendido  $x_1, x_2, x_3$  [40] con  $x_3 = \tilde{d}(t)$ , esto es:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -ax_2 + bU + x_3 \\ \dot{x}_3 &= \varphi(t)\end{aligned}\tag{6.4}$$

donde  $x_3 = \tilde{d}(t)$  es el nuevo estado y  $\varphi(t) = \dot{\tilde{d}}(t)$ . Es conveniente representar las ecuaciones dinámicas del sistema extendido (6.4) en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \varphi(t)\tag{6.5}$$

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}\tag{6.6}$$

Para que el sistema (6.5) y (6.6) sea completamente observable es necesario y suficiente que la siguiente matriz de observabilidad  $O$  tenga rango pleno [41]:

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}$$

donde:

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Por lo que la matriz de observabilidad es:

$$O = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -a & 1 \end{bmatrix}\tag{6.7}$$

Como la matriz  $O$  descrita por (6.7) es no singular, entonces el sistema formado por las ecuaciones (6.5) y (6.6) es completamente observable. Por lo tanto, es posible estimar tanto la velocidad del MUL así como la incertidumbre  $\tilde{d}(t)$ .

Otro criterio para saber si la perturbación  $\tilde{d}(t)$  es observable es estudiado en las referencias [40], [42], [43], donde se introduce el concepto de observabilidad algebraica para fallas, la cual es equivalente en el caso del MUL a la observabilidad algebraica de la perturbación  $\tilde{d}(t)$  en el modelo (3.5). Por esta razón se puede utilizar el criterio mencionado en las referencias anteriores para saber si la perturbación  $\tilde{d}(t)$  es observable.

Se dice que la perturbación en el modelo (3.5) es algebraicamente observable si se puede escribir como función de la entrada,  $u$  de la salida  $y$  y de las derivadas de ambas, esto es:

$$d(t) = M\dot{y} + K_{fv}\dot{y} - K_f U\tag{6.8}$$

Por lo tanto,  $d(t)$  y consecuentemente  $\tilde{d}(t)$  es observable.

Así, tomando en cuenta el modelo (6.4) el observador PIG toma la forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1e} &= x_{2e} + k_1(x_1 - x_{1e}) \\ \dot{x}_{2e} &= -\hat{a}x_{2e} + \hat{b}U + x_{3e} + k_2(x_1 - x_{1e}) \\ \dot{x}_{3e} &= k_3(x_1 - x_{1e})\end{aligned}\quad (6.9)$$

En donde  $x_{1e}$ ,  $x_{2e}$  y  $x_{3e}$  son los estimados de  $x_1$ ,  $x_2$  y  $x_3$ , respectivamente. Con ayuda del polinomio característico del observador PIG mostrado a continuación se calculan las ganancias para el observador.

$$s^3 + 3\theta s^2 + 3\theta^2 s + \theta^3 \quad (6.10)$$

Donde:

$$\begin{aligned}k_1 &= 3\theta \\ k_2 &= 3\theta^2 \\ k_3 &= \theta^3\end{aligned}\quad (6.11)$$

La ley de control aplicada al motor piezoeléctrico y que emplea los estimados producidos por el observador PIG queda dada por:

$$U = \frac{1}{\hat{b}} [K_p(x_{1d} - x_1) + \hat{a}x_{2e} - K_d x_{2e} - x_{3e}] \quad (6.12)$$

## 6.2. Resultados experimentales

En esta sección se muestran los resultados experimentales correspondientes a la aplicación de la ley de control (6.12) al motor ultrasónico lineal. La configuración experimental es la misma que la empleada en el Capítulo 4. Para fines de comparación se implementa un controlador PID para tener una referencia de desempeño. Los experimentos se basan en el seguimiento de una trayectoria que tiene un perfil de velocidad constante y segmentos parabólicos [44]. La trayectoria es calculada de la siguiente manera:

**1.- Fase de aceleración:**  $t_0 \leq t < t_0 + T_a$

$$\begin{cases} r(t) = r_0 + \frac{v_v}{2T_a} t^2 \\ \dot{r}(t) = \frac{v_v}{T_a} t \\ \ddot{r}(t) = \frac{v_v}{T_a} \end{cases} \quad (6.13)$$

**2.- Fase de velocidad constante:**  $t_0 + T_a \leq t < t_1 - T_a$

$$\begin{cases} r(t) = r_0 - \frac{v_v T_a}{2} + v_v t \\ \dot{r}(t) = v_v \\ \ddot{r}(t) = 0 \end{cases} \quad (6.14)$$

**3.- Fase de desaceleración:**  $t_1 - T_a \leq t \leq t_1$

$$\begin{cases} r(t) = r_1 - \frac{v_v t_1^2}{2T_a} + \left(\frac{v_v t_1}{T_a}\right) t - \left(\frac{v_v}{2T_a}\right) t^2 \\ \dot{r}(t) = \frac{v_v t_1}{T_a} - \left(\frac{v_v}{T_a}\right) t \\ \ddot{r}(t) = -\frac{v_v}{T_a} \end{cases} \quad (6.15)$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= \text{Posición inicial} \\
 r_1 &= \text{Posición final} \\
 t &= \text{Tiempo} \\
 T_a &= \text{Tiempo de aceleración} \\
 t_0 &= \text{Tiempo inicial} \\
 t_1 &= \text{Tiempo final} \\
 v_v &= \frac{r_1 - r_0}{t_1 - t_0 - T_a}; \quad \text{Velocidad constante deseada.}
 \end{aligned}
 \tag{6.16}$$

En el caso del controlador PID el objetivo principal es minimizar el error entre la posición deseada y la posición  $y$  medida mediante el codificador de posición óptico. Entonces, la ley de control usada está dada por la ecuación (6.17):

$$U = \frac{1}{\hat{b}} \left[ K_p e + \hat{a} \dot{y}_e - K_d \dot{y}_e + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \right]
 \tag{6.17}$$

Donde  $\dot{y}_e$  se estima usando un filtro pasa altas  $G_2(s)$  aplicado a las mediciones de posición  $y$

$$G_2(s) = \left[ \frac{1000s}{s + 1000} \right]
 \tag{6.18}$$

La Tabla 4.1 resume los resultados experimentales correspondientes. Esta muestra la sintonización del controlador PID y del controlador PD+PIG para cada experimento. Los errores de posicionamiento en estado estacionario mostrados en la tabla corresponden al tiempo  $t = 2$  s. Se agregó una masa de 1 kg al motor como carga. El valor de  $\theta$  para las ganancias usadas en el observador es de 150. Las figuras siguientes muestran la evolución temporal de la posición para  $t = 1$  s para los desplazamientos de 0.1 mm y 1 mm. La Figura 6.11 muestra el diagrama de bloques correspondiente a la implementación de las leyes de control.

Experimento	Referencia	$K_p$	$K_i$	$K_d$	Error (m)
1 PID	0.1 mm	33000	155000	110	-0.35 $\mu$
2 PD+PIG	0.1 mm	33000	-	110	1.3553 $\times 10^{-22}$
3 PID	1 mm	33000	155000	110	-0.1 $\mu$
4 PD+PIG	1 mm	33000	-	110	0

Tabla 6.1: Resultados experimentales para el seguimiento de trayectoria.

### 6.2.1. Experimento 1: Seguimiento de trayectoria para una distancia de $0.1 \text{ mm} = 100 \mu\text{m}$ .

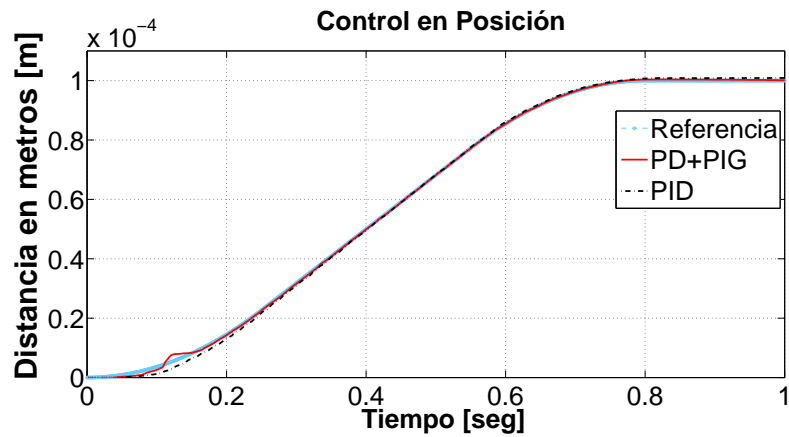
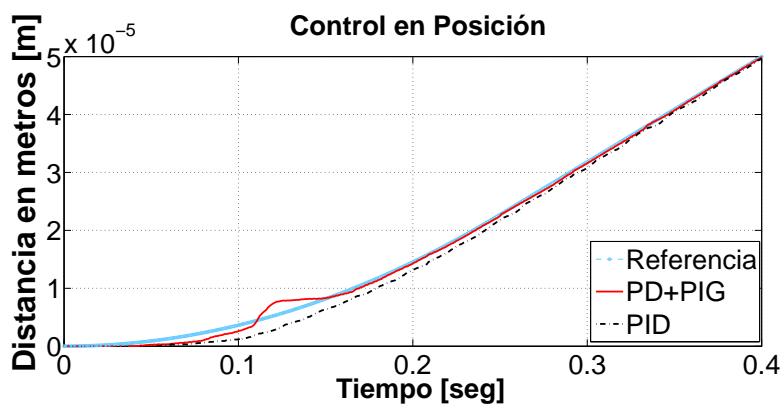
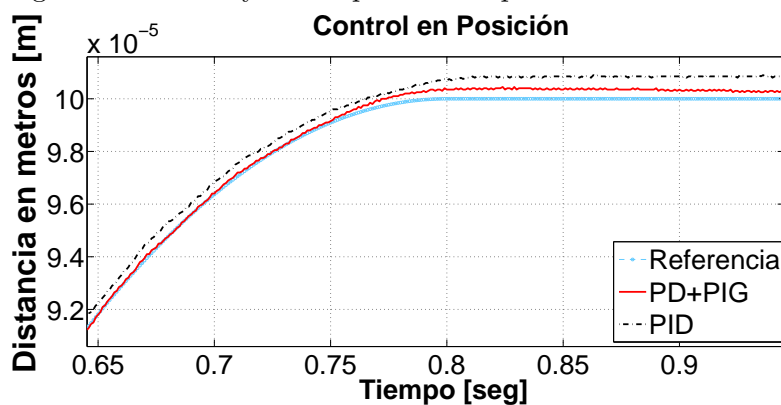


Figura 6.1: Seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de  $0.1 \text{ mm}$ .



(a) Detalle del seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de  $0.1 \text{ mm}$  en su fase inicial.



(b) Detalle del seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de  $0.1 \text{ mm}$  en su fase final.

Figura 6.2: Acercamiento de la respuesta producida por ambos controladores en la tarea de seguimiento de trayectoria.



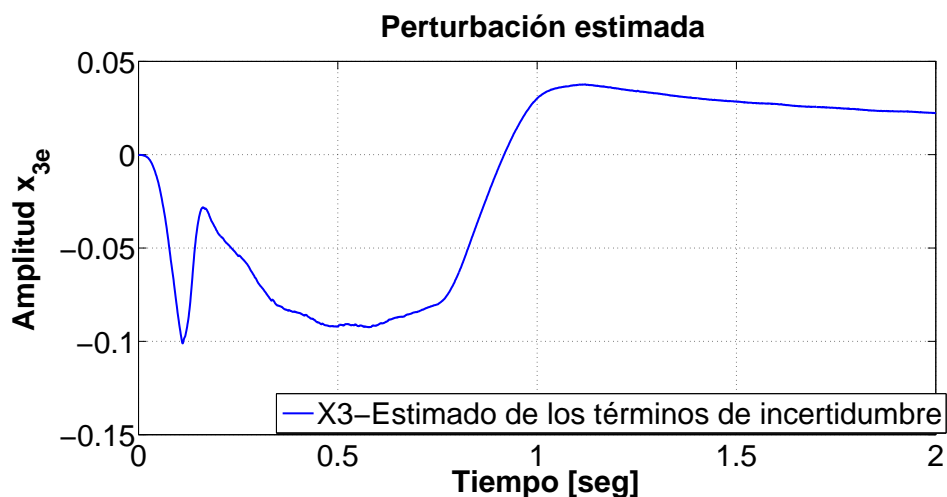


Figura 6.3: Estimación de la perturbación para un desplazamiento de 0.1 mm.

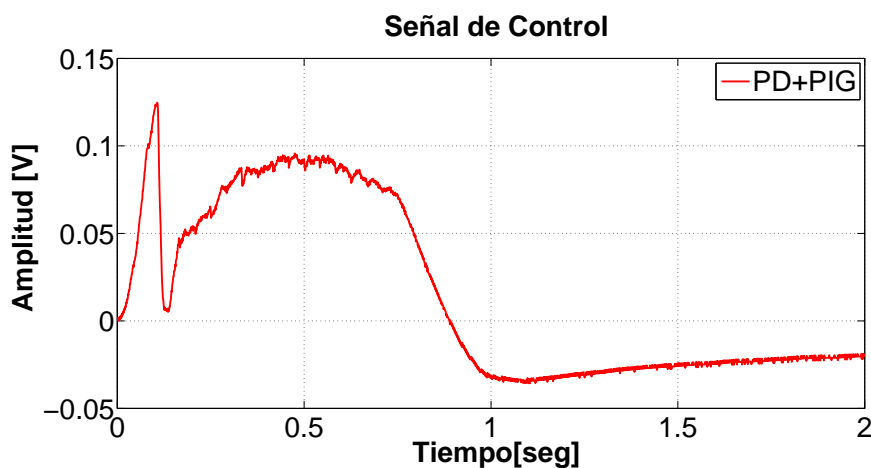


Figura 6.4: Señal de control con el controlador PD+PIG para un desplazamiento de 0.1 mm.

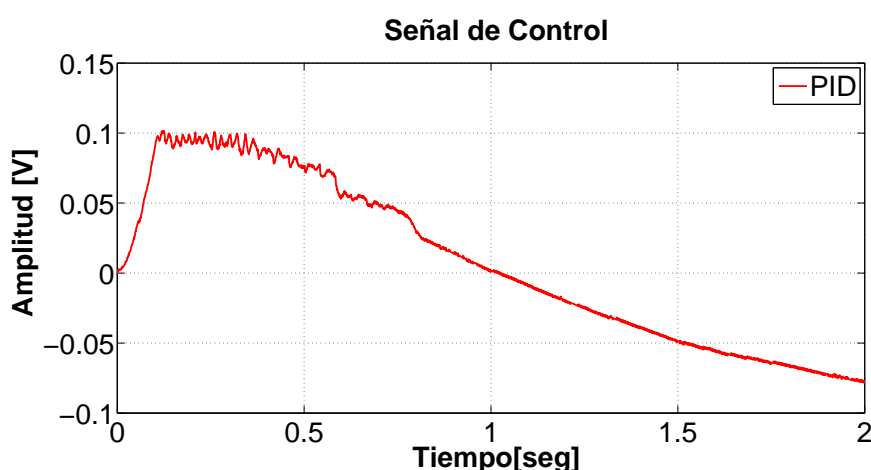


Figura 6.5: Señal de control con el controlador PID para un desplazamiento de 0.1 mm.

### 6.2.2. Experimento 2: Seguimiento de trayectoria para una distancia de $1\text{ mm}=1000\ \mu\text{m}$ .

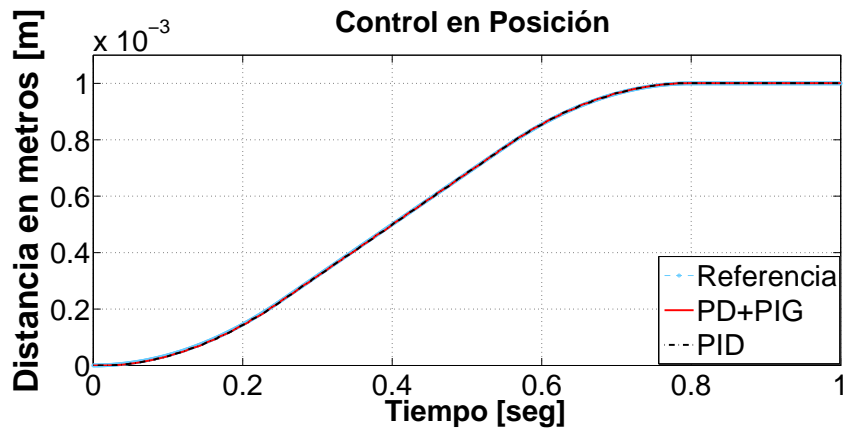
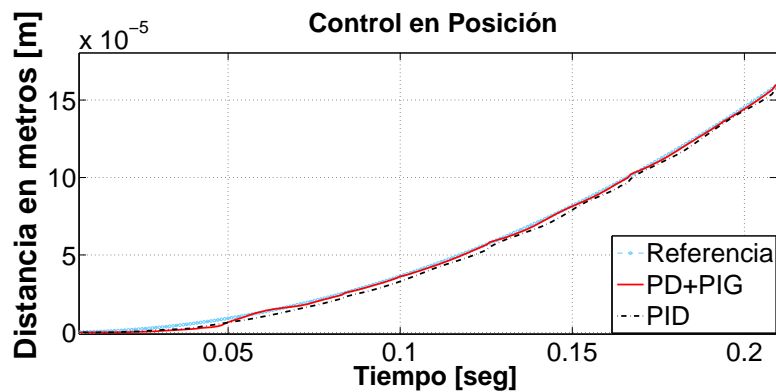
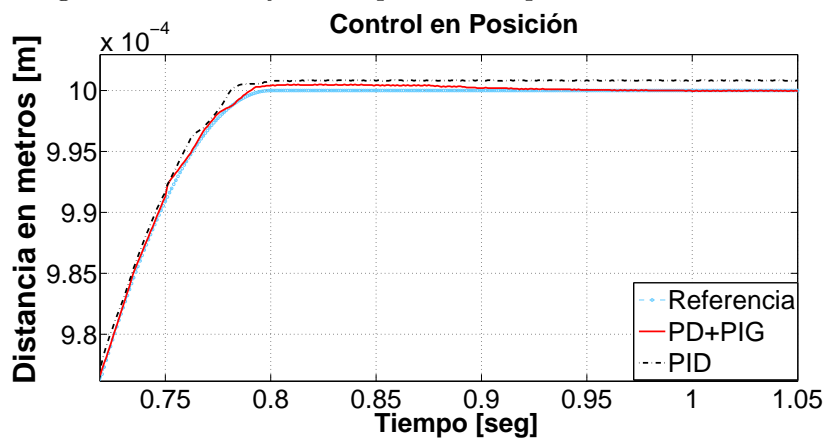


Figura 6.6: Seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de 1 mm.



(a) Detalle del seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de 1 mm en su fase inicial.



(b) Detalle del seguimiento de trayectoria para un desplazamiento de 1 mm en su fase final.

Figura 6.7: Acercamiento de la respuesta producida por ambos controladores en la tarea de seguimiento de trayectoria.

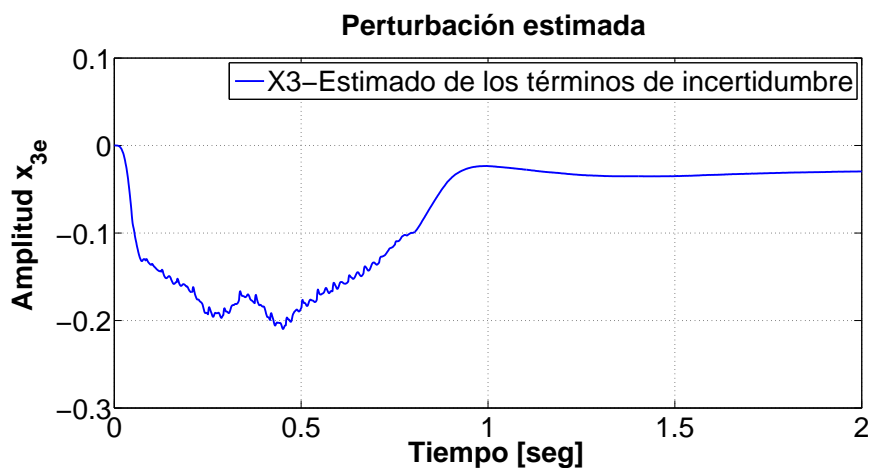


Figura 6.8: Estimado de la perturbación para un desplazamiento de 1 mm.

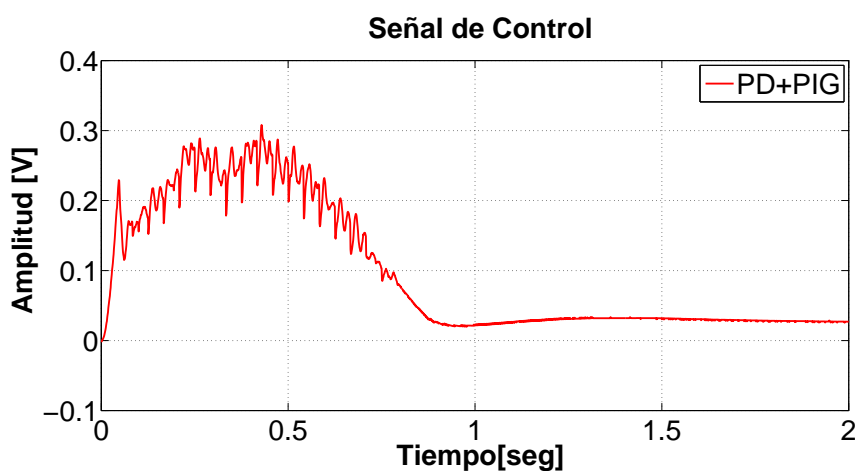


Figura 6.9: Señal de control con el controlador PD+PIG para un desplazamiento de 1 mm.

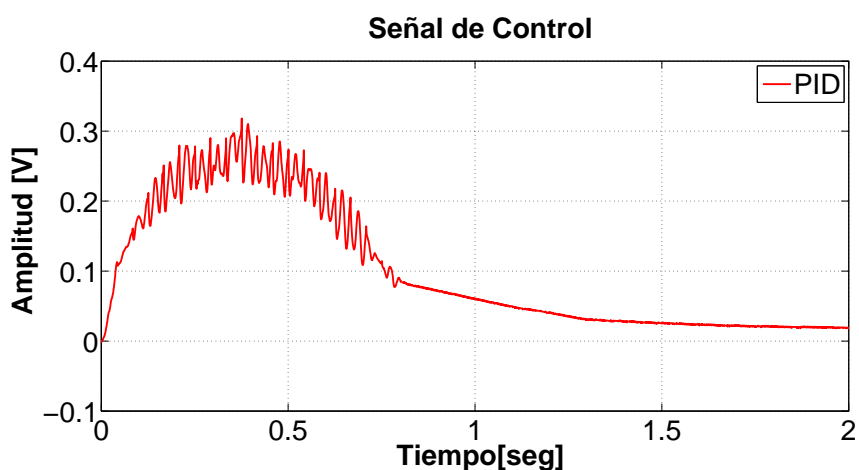


Figura 6.10: Señal de control con el controlador PID para un desplazamiento de 1 mm.

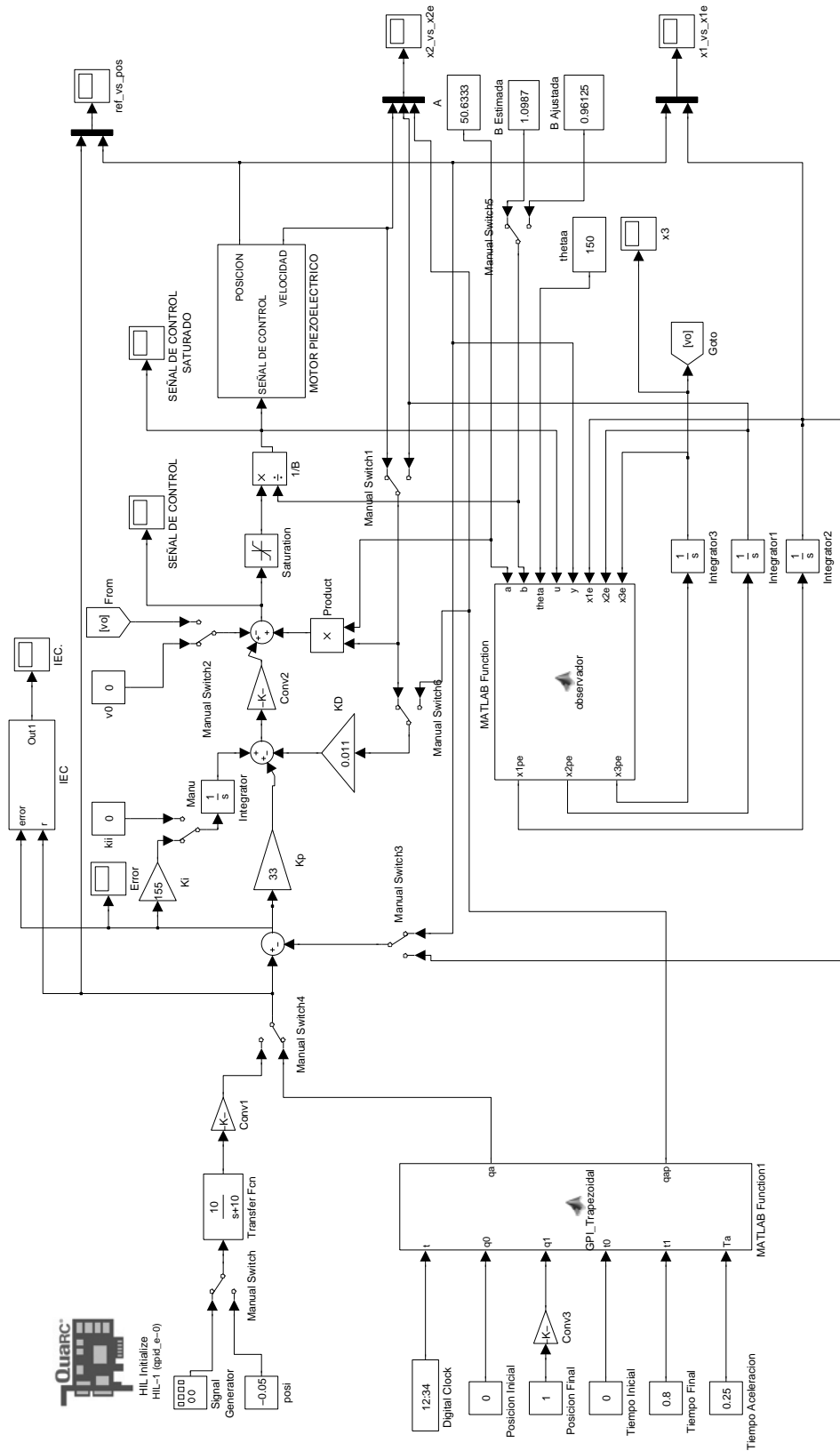


Figura 6.11: Diagrama de bloques de los controladores PID y PD+PIG.

### **6.2.3. Análisis de los resultados experimentales**

Los esquemas propuestos en esta comparación experimental han presentado un buen desempeño, la desventaja principal del algoritmo PID es la de un mayor error en el seguimiento de la trayectoria además de ser notablemente más lento al comienzo de la tarea de seguimiento comparado con el controlador PD+PIG. Una manera de explicar lo anterior es tomando en cuenta la naturaleza no lineal del fenómeno de fricción el cual es parte importante del funcionamiento de un motor ultrasónico. La fricción no lineal produce fuerzas de mayor valor a bajas velocidades comparadas con las fuerza a velocidades mayores [36]. Una posible explicación para los mejores resultados del controlador PD+PIG es que el integrador que se encarga de la estimación en el observador PIG tiene una ganancia aproximadamente veinte veces mayor que la ganancia integral del controlador PID. Lo anterior permite una estimación más rápida de la incertidumbre en el observador y por lo tanto un mejor desempeño. Es importante mencionar que se aplicó una referencia con perfil de velocidad trapezoidal con el fin de limitar la velocidad del motor a 250 mm/s; este valor es el máximo recomendado por fabricante para evitar daños al motor. También cabe resaltar que los errores en estado estacionario en el caso del controlador PD+PIG son mas consistentes y cercanos a cero que los del controlador PID.

### **6.3. Conclusión**

En este capítulo se empleó un algoritmo PD+PIG y una ley de control PID para la tarea de seguimiento de trayectoria de un motor ultrasónico lineal. Se verificó que la perturbación en el modelo del MUL es observable mediante el cálculo de la matriz de observabilidad asociada al modelo del MUL y mediante la aplicación de un criterio de observabilidad algebraica. Los experimentos muestran que el controlador PD+PIG proporciona un desempeño uniforme para todos los valores de desplazamiento; en cambio, el controlador PID produce una respuesta más lenta y el error en estado estacionario es mayor. También se puede observar en los resultados que al comienzo del seguimiento de la trayectoria ambos controladores tienen problemas para vencer la fuerza de fricción, aunque el controlador PD+PIG es notablemente más rápido y preciso en el seguimiento de la trayectoria.

# Capítulo 7

## Conclusiones y trabajo a futuro

En esta trabajo se presenta el estudio del estado del arte de los motores piezoeléctricos ultrasónicos (MPUs) y su principio de funcionamiento. Se describen los principales fenómenos que se presentan en un motor piezoeléctrico ultrasónico como son la fricción y la histéresis electromecánica y que tienen un impacto importante en su desempeño. Los experimentos realizados en un prototipo de laboratorio muestran que el controlador PID sirvió como un punto de partida para el control en posición de los MPUs; sin embargo, no proporcionó un desempeño uniforme. Además, el modelo lineal proporcionado por el fabricante únicamente contempla fuerzas de fricción viscosa las cuales posiblemente no describen de manera adecuada los fenómenos de fricción que suceden en el motor.

Es importante mencionar que el estudio que se realiza para la identificación paramétrica del modelo del motor no toma en cuenta el voltaje de *offset* ni los fenómenos de histéresis y de fricción no lineal y tiene como objetivo principal conocer el valor de la ganancia de entrada  $b$ . Este es un parámetro importante en el diseño del observador Proporcional Integral Generalizado (PIG). Un estimado alejado del valor real de la ganancia de entrada puede afectar notablemente su desempeño.

Los experimentos realizados en un prototipo de laboratorio se basan en el seguimiento de una trayectoria. Estos muestran que el controlador PD+PIG proporciona un desempeño uniforme para todos los valores de desplazamiento; en cambio, el controlador PID produce una respuesta más lenta y el error en estado estacionario es mayor. También se puede observar en los resultados experimentales que al comienzo del seguimiento de la trayectoria ambos controladores tienen problemas para vencer la fuerza de fricción, aunque el controlador PD+PIG es notablemente más rápido y preciso en el seguimiento de la trayectoria.

El trabajo futuro incluye los siguientes objetivos:

- Identificar un modelo más adecuado de la fricción considerando modelos de la fricción de Coulomb, el modelo de fricción de Dahl y el modelo de fricción de LuGre.
- Incluir dentro de un esquema de control empleando un observador PIG, una compensación de fricción para mejorar el desempeño al inicio de un movimiento del motor ultrasónico.
- Estudiar el efecto de la incertidumbre en el desempeño del controlador PD+PIG cuando la ganancia del motor ultrasónico posee incertidumbres.
- Desarrollar dispositivos de rehabilitación empleando motores ultrasónicos.

# Apéndice A

## Hoja de datos del motor piezoeléctrico ultrasónico lineal HR4-K-S3

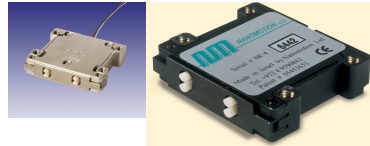
Nanomotion Ltd.

Advanced Motion Systems

### HR-4 Servo Motor

#### Performance

Maximum Allowable Velocity:	250 [mm/sec]
Dynamic Stall Force:	15 to 18 [N]
Static Holding Force	14 [N] (reference value)
Non-Energized Stiffness	2.3 to 2.8 [N/m]
Nominal Preload on Stage	72 [N]
Kf	2 to 4 [N/Volt command] - Driver and command dependant
Kfv	60 to 72 [N · sec/m]
Offset	1 to 2 [V] - Driver dependant
Attainable Resolution	Better than 100 nm – See application notes
Nominal Lifetime	20,000 hours under nominal operating conditions



#### Electrical

Maximal Voltage:	270Vrms, 39.6KHz, sine wave
Maximal Current consumption:	320 mA rms ( Cable length dependant)
Maximal Power Consumption:	15W

#### Environmental

Ambient Temperature:	0 - 50°C
Storage:	-40°C - +70°C
Humidity:	0 - 80% non condensing
Vacuum level (high-vacuum motors):	10 <sup>-7</sup> Torr (guaranteed only after baking)
Vacuum level (ultra-high-vacuum motors):	10 <sup>-10</sup> Torr (guaranteed only after baking)
Maximal Baking Temperature (vacuum motors):	120°C (140°C for ultra high vacuum motor)

#### Physical Dimensions

Length:	42 mm
Width:	46.6 mm
Height:	15 mm
Weight:	73 g



Nanomotion Ltd., Tel: +972-73-2498000  
www.nanomotion.com



# Apéndice B

## Hoja de datos del amplificador AB5

Nanomotion Ltd.

Advanced Motion Systems

### AB5 Driver / Amplifier

#### Power Consumption

Power Input	+24VDC $\pm$ 5%
Power Consumption without Load	+24VDC/ 200 mA
Input Voltage Range	$\pm$ 10V
Input Low Pass Filter	2.7kHz



#### Electrical

Supply Voltage	Current Consumption	Used With
+24 VDC $\pm$ 5%	1A max	1 to 4 elements
	2A max	8 elements
	4A max	16 elements
	8A max	32 elements

#### Environmental

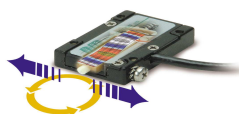
Operating Temperature	0° C to 50° C
Storage Temperature	-40° C - 70° C
Operating Humidity	Up to 80% non-condensing

#### Physical

Length	185mm
Width	110mm
Height	41.2mm
Weight	450g



Nanomotion Ltd., Tel: +972-73-2498000  
www.nanomotion.com





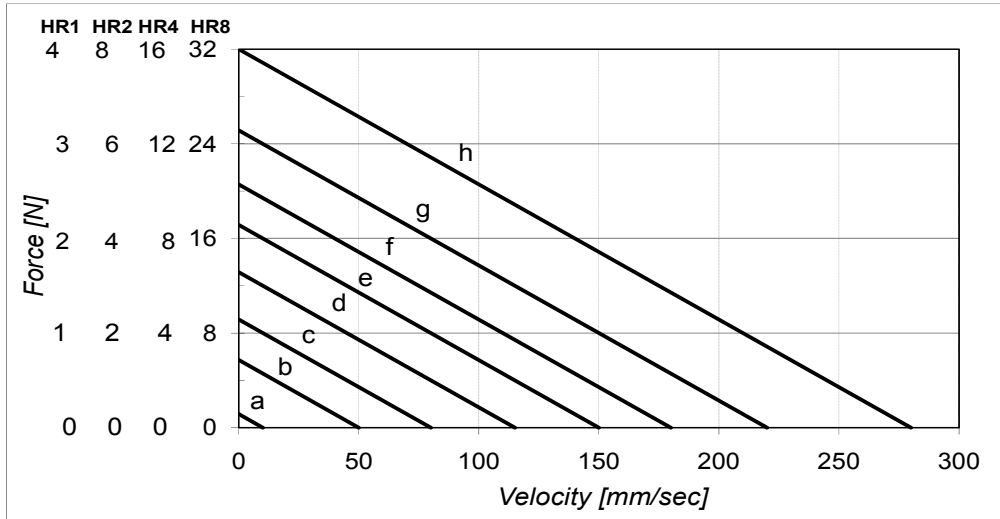


Figure 7: Force vs. Velocity Using the AB5/AB51 Driver at the Various Work Regimes (a-h)

AB5					
Curve	Air 25°C			Vacuum	
	Duty Cycle Brake_Off [%]	Duty Cycle Brake_On [%]	Continues Operation [sec]	Duty Cycle Brake_On [%]	Continues Operation [sec]
"0"÷a	100	100	∞	28	230
b	100	100	∞	23	210
c	100	100	∞	19	150
d	100	100	∞	14	110
e	50	80	280	13	90
f	33	58	170	12	66
g	24	45	77	10	44
h	11	28	32	6.5	25

Table 3: EOP Table for HR Motors Driven by AB5 (Standard LUT)

## 5.4.5 I/O Port Connector Pinout

Pin	Name	Function	Description
1	V_In_Pos	Input	0 to 10Vdc Analog control
2	GND	Ground	
3	Fault	Output	See section 5.5.3.
4	GND	Ground	
5	SPI_Select	-	Disabled
6	Direction	-	Disabled
7	SPI_Data	-	Disabled
8	Acs_Int_Mode	-	Disabled
9	GND	Ground	Disabled
10	Set_Com_1	-	Disabled
11	-10V	Output	-10V supply for external device (Joystick)
12	Emergency_Stop	Input	Safety shut down, see section 5.5.1.
13	User_Voltage	Input	External power supply for the opto-isolated type inputs
14	V_In_Neg	Input	0 to -10Vdc Analog control
15	GND	Ground	
16	Step_Mode	Input	Step mode selection
17	Brake_On	Input	Disables driver operation
18	SPI_Clock	-	Disabled
19	Set_Offset	Input	Read command and remember as offset.
20	Enable_Sign_In	Input	When shorted to ground, the Enable input is active "high". Otherwise, Enable is active "low".
21	N.C.	Not used	
22	Set_Com_2	-	Disabled
23	+10V	Output	+10V supply for external device (Joystick)
24	Enable	Input	Must be activated to enable driver operation
25	N.C.	Not used	

Table 8: I/O Port Connector Pinout

# Bibliografía

- [1] Warren P. Mason. Piezoelectricity, its history and applications. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 70(6), 1981.
- [2] [https://es.wikipedia.org/wiki/Gabriel\\_Lippmann](https://es.wikipedia.org/wiki/Gabriel_Lippmann). Accesado : 06-Enero-2017.
- [3] Joseph Valasek. Piezo-electric and allied phenomena in rochelle salt. *Physical Review*, 17(4):475, 1921.
- [4] Chunsheng Zhao. *Ultrasonic motors: technologies and applications*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [5] Giorgio Bertotti and Isaak D Mayergoyz. *The Science of Hysteresis: 3-volume set*. Academic Press, 2005.
- [6] K Spanner. Survey of the various operating principles of ultrasonic piezomotors. In *Proc. of the international conference Actuator*, 2006.
- [7] Nanomotion Ltd. *Catalog 2011072814, User Manual*, 2011.
- [8] Nanomotion Ltd. *Document No. HR00458000 Rev C, User Manual*, 2015.
- [9] Nanomotion Ltd. *Document AB05458200-02 REV: A, User Manual*, 2011.
- [10] Renishaw. *Installation guide M-9541-0084-05-B, User Manual*, 2013.
- [11] Toshiiku Sashida and Takashi Kenjo. Introduction to ultrasonic motors. 1993.
- [12] Burhanettin Koc, Serra Cagatay, and Kenji Uchino. A piezoelectric motor using two orthogonal bending modes of a hollow cylinder. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 49(4):495–500, 2002.
- [13] KK Tan, Tong Heng Lee, and Huixing X Zhou. Micro-positioning of linear-piezoelectric motors based on a learning nonlinear pid controller. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 6(4):428–436, 2001.
- [14] José M Fernandez and Yves Perriard. Comparative analysis and modeling of both standing and travelling wave ultrasonic linear motor. In *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium on*, volume 2, pages 1770–1773. IEEE, 2003.
- [15] Xiang Li, Zhiyuan Yao, and Ranchao Wu. Modeling and analysis of stick-slip motion in a linear piezoelectric ultrasonic motor considering ultrasonic oscillation effect. *International Journal of Mechanical Sciences*, 107:215–224, 2016.

- [16] Alejandro Gutiérrez-Giles, Marco A Arteaga-Pérez, and Hebertt Sira-Ramírez. Control de fuerza de robots manipuladores basado en observadores proporcionales integrales generalizados. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, 13(2):238–246, 2016.
- [17] Kouhei Ohnishi, Masaaki Shibata, and Toshiyuki Murakami. Motion control for advanced mechatronics. *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics*, 1(1):56–67, 1996.
- [18] Hebertt Sira-Ramírez, Mario Ramírez-Neria, and Alejandro Rodríguez-Angeles. On the linear control of nonlinear mechanical systems. In *Decision and Control (CDC), 2010 49th IEEE Conference on*, pages 1999–2004. IEEE, 2010.
- [19] John Frederick Nye. *Physical properties of crystals: their representation by tensors and matrices*. Oxford University Press, 1985.
- [20] Jan Tichy, Jiri Erhart, and Erwin Kittinger. *Fundamentals of piezoelectric sensorics*. Springer,, 2010.
- [21] SO Reza Moheimani and Andrew J Fleming. Fundamentals of piezoelectricity. *Piezoelectric Transducers for Vibration Control and Damping*, pages 9–35, 2006.
- [22] Kwan Chi Kao. Ferroelectrics, piezoelectrics, and pyroelectrics-4. 2004.
- [23] Arne Lüker. A short history of ferroelectricity. *Instituto Superior Técnico. Lisboa*, 2011.
- [24] David J Griffiths. Introduction to electrodynamics, 2005.
- [25] Jeong-Du Kim and Dong-Sik Kim. Development and application of an ultra-precision lathe. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 13(3):164–171, 1997.
- [26] Sunan Huang, Kok Kiong Tan, and Tong Heng Lee. Adaptive sliding-mode control of piezoelectric actuators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9):3514–3522, 2009.
- [27] Takashi Maeno. Recent progress of ultrasonic motors in japan. In *The First International Workshop on Ultrasonic Motors and Actuators*, pages 15–17, 2005.
- [28] Jorg Wallaschek. Piezoelectric ultrasonic motors. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 6(1):71–83, 1995.
- [29] Tobias Hemsel and Jörg Wallaschek. Survey of the present state of the art of piezoelectric linear motors. *Ultrasonics*, 38(1):37–40, 2000.
- [30] Gal Peled, Roman Yasinov, and Nir Karasikov. Performance and applications of 11b2 ultrasonic motors. In *Actuators*, volume 5, page 15. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2016.
- [31] Renishaw. *Data sheet L-9517-0166-07-A, User Manual*, 2008.
- [32] <http://studylib.net/doc/5770643/nanomotion-customer-presentation>. Accesado : 22-Noviembre-2016.

- [33] Qing-Guo Wang. Handbook of pi and pid controller tuning rules, aidan o'dwyer, imperial college press, london, 375pp, isbn 1-86094-342-x, 2003, 2005.
- [34] Karl Johan Åström and Tore Hägglund. *PID controllers: theory, design, and tuning*, volume 2. Isa Research Triangle Park, NC, 1995.
- [35] Antonio Visioli. *Practical PID control*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [36] Brian Armstrong-Helouvry. *Control of machines with friction*, volume 128. Springer Science & Business Media, 2012.
- [37] Lennart Ljung. System identification: Theory for the user, ptr prentice hall information and system sciences series, 1999.
- [38] Eric Vallejo. Identificación paramétrica de sistemas dinámicos. *Ingeniería y Desarrollo*, 1997.
- [39] Shankar Sastry and Marc Bodson. *Adaptive control: stability, convergence and robustness*. Courier Corporation, 2011.
- [40] Rafael Martinez-Guerra and Juan Luis Mata-Machuca. *Fault detection and diagnosis in nonlinear systems*. Springer, 2016.
- [41] Thomas Kailath. *Linear systems*, volume 156. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- [42] R Martinez-Guerra and S Diop. Diagnosis of nonlinear systems using an unknown-input observer: an algebraic and differential approach. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 151(1):130–135, 2004.
- [43] Ismael Chavez-Manriquez, Rafael Martinez-Guerra, and A Sorio-Cordero. Parametric identification of linear time varying systems using a proportional reduced order observer. In *American Control Conference, 2002. Proceedings of the 2002*, volume 4, pages 3236–3241. IEEE, 2002.
- [44] Luigi Biagiotti and Claudio Melchiorri. *Trajectory planning for automatic machines and robots*. Springer Science & Business Media, 2008.