

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO

Diseño, Modelamiento, Simulación e Implementación de un Sistema de Levitación Magnética (Maglev) con un Grado de Libertad

**Marco Vinicio Guevara Granizo
Bernard Herrera Soukup**

Tesis de grado presentada como requisito para la obtención del título de Ingeniero Electrónico

Quito, 10 de Enero de 2011

**Universidad San Francisco de Quito
Colegio Politécnico**

HOJA DE APROBACION DE TESIS

**Diseño, Modelamiento, Simulación e Implementación de un
Sistema de Levitación Magnética (Maglev) con un Grado de
Libertad**

**Marco Vinicio Guevara Granizo
Bernard Herrera Soukup**

Laurent Sass, Ph.D.
Director de la Tesis

.....

Santiago Navarro*
Miembro del Comité de Tesis

.....

Daniel Cárdenas*
Miembro del Comité de Tesis

.....

Omar Aguirre*
Miembro del Comité de Tesis

.....

Fernando Romo, Ph.D.
Decano del Colegio Politécnico

.....

Quito, 10 de Enero de 2011

© Derechos de Autor (Copyright)

Marco Vinicio Guevara Granizo

Bernard Herrera Soukup

2011

Dedicatoria

Marco Vinicio Guevara Granizo:

A la curiosidad, espero que nunca me deje tranquilo.

Bernard Herrera Soukup:

A la naturaleza, que nunca deja de asombrar y a mi nagnito, Emil Auxil.

Agradecimientos

Marco Vinicio Guevara Granizo:

Agradezco a mis padres y hermanos por su apoyo incondicional durante toda su vida y a mis tíos Eduardo y Adriana por abrirme sus puertas.

Bernard Herrera Soukup:

Estoy seguro que me olvidaré de mencionar a gente importante pero agradeceré a los que me acuerdo ahora. Primero a los que siempre están ahí; Maminko, Taita Augusto, Emil Auxil y el perro negro (Sheila), mi amiga de siempre Natalia y los Almeidas y mi primo Javs.

Agradezco también a mis Sensei y camaradas de armas de Kendo por enseñarme a no rendirme y a disfrutar del esfuerzo, porque trae resultados. Merecen también mencionarse los profesores de la universidad que aparte de enseñar conceptos y técnicas, motivaron a disfrutar aprender y nos mostraron una que otra locura ocasional; Laurent Sass, Howard Taikoff, Theo Toulkeridis, David Hervas, Mark Podvin, Renaud Neubauer y Bruce Hoeneisen, entre otros. También a Nelson Herrera y Paulinho Guerra por estar siempre dispuestos a ayudar en todo proyecto.

No me puedo olvidar tampoco de los ahora colegas ingenieritos, antes compañeros de malas noches y nervios, especialmente Kari, Pancho, Eduardo, Marco, Pauli y Maife. Y a los compañeros mayores inspiradores como Wladi Benalcázar y Carlos Montesinos.

Y en general, a todos los que alguna vez preguntaron, ¿qué fué, ya levita?

Resumen

En el presente trabajo se diseña, simula e implementa físicamente un sistema de levitación magnética (maglev) con un grado de libertad (vertical). Se deduce teóricamente un modelo simplificado lineal que modela al sistema, a partir del cual se diseñan controladores lineales mediante métodos tradicionales de control. Se prueba la efectividad para estabilizar al sistema y los parámetros de desempeño de dichos controladores mediante simulación. Los modelos propuestos además se validan experimentalmente.

En cuanto a la implementación, se utiliza un electroimán, cuya corriente se controla para levitar un disco en el cual se inserta un imán permanente. El control de la corriente se realiza mediante la técnica PWM (Pulse Width Modulation). Se implementa un sensor óptico infrarrojo de posición y un sensor de corriente para medir dichas variables en el sistema. Los algoritmos de control se implementan en un microcontrolador optimizado para instrucciones de procesamiento de señales dsPIC. Debido a la implementación digital de los controladores se discute ampliamente la influencia del tiempo de muestreo y de procesamiento sobre el desempeño y estabilidad del sistema.

Se logra estabilización del disco para pequeñas variaciones alrededor de un punto de equilibrio dentro del rango de 3 a 8 cm desde el electroimán. Finalmente, se discuten las consideraciones necesarias para lograr un control dinámico dentro del rango (para posiciones variables) incluyendo estrategias de control no lineal.

Abstract

In the present work, a magnetic levitation system (maglev) with one degree of freedom (vertical) is designed, simulated and implemented physically. A simplified linear model is first obtained which describes the system. From this model, linear controllers are designed using traditional control methods. We prove these controllers effectiveness to stabilize the system and their performance parameters by simulation. The proposed models are also validated experimentally.

Regarding implementation, an electromagnet is used, whose current flow is controlled to levitate a disk in which a permanent magnet is inserted. The current control is performed using the PWM (Pulse Width Modulation) technique. An infrared optical position sensor and a current sensor are constructed to measure these variables in the system. The control algorithms are implemented in a microcontroller optimized for signal processing (dsPIC). Due to the digital implementation of the controllers, the influence of sampling and processing times on the performance and stability of the system is discussed.

Stabilization of the disc for small variations around an equilibrium point within the range of 3 to 8 cm from the magnet is achieved. Finally, the considerations necessary to achieve dynamic control within the range (for variable positions) including non-linear control strategies are discussed.

Tabla de contenido

Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Resumen	vi
Abstract	vii
Tabla de contenido	viii
Lista de figuras	xi
Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Aplicaciones de Maglev.....	1
1.1.1. <i>Trenes Maglev</i>	4
1.2. Descripción General del Sistema.....	7
1.2.1. <i>Planta</i>	9
1.2.2. <i>Actuadores</i>	9
1.2.3. <i>Sensores</i>	9
1.2.4. <i>Procesador</i>	10
1.2.5. <i>Fuente de energía</i>	10
1.2.6. <i>Interfaz gráfica</i>	10
Capítulo 2: Modelamiento Matemático	11
2.1. Teoría preliminar: Magnetismo y Electromagnetismo.....	11
2.1.1. <i>Inducción magnética o densidad de flujo magnético</i>	12
2.1.2. <i>Flujo magnético</i>	13
2.1.3. <i>Inductancia y autoinductancia</i>	13
2.1.4. <i>Materiales Diamagnéticos</i>	14
2.1.5. <i>Materiales Paramagnéticos</i>	14
2.1.6. <i>Materiales Ferromagnéticos</i>	15
2.2. Descripción general del modelo utilizado.....	15

2.3. Ecuaciones eléctricas en el electroimán	17
2.4. Ecuaciones electromagnéticas del sistema	18
2.5. Ecuación dinámica y linealización	20
Capítulo 3: Diseño de Controladores y Simulación.....	22
3.1. Control lineal de corriente.....	23
3.2. Control lineal de posición	27
Capítulo 4: Implementación	35
4.1. Electroimán y disco que levita.....	35
4.2. Driver de Corriente	39
4.2.1. Consideraciones de diseño	40
4.2.2. Funcionamiento	41
4.2.3. Curva de respuesta	42
4.3. Sensor de corriente	43
4.3.1. Consideraciones de diseño y funcionamiento	43
4.3.2. Curva de respuesta	44
4.4. Sensor de distancia.....	45
4.4.1. Consideraciones de diseño	46
4.4.2. Funcionamiento	50
4.4.3. Curva de respuesta	51
4.5. Implementación en el dsPIC	52
4.5.1. Elección del microcontrolador.....	52
4.5.2. Representación de variables en formato Q.....	53
4.5.3. Control de corriente y de posición basado en el modelo simplificado lineal	55
4.6. Interfaz gráfica.....	58
Capítulo 5: Resultados	59
5.1. Control lineal de corriente.....	59
5.2. Control lineal de posición	60
Capítulo 6: Conclusiones y Recomendaciones	63
6.1. Importancia del tiempo de muestreo y procesamiento.....	64

6.2. Importancia de la precisión y linealidad de los sensores	65
6.3. Otros esquemas posibles de control	66
6.4. Modificaciones posibles a la estructura física	67
Bibliografía.....	68
Anexos	70

Lista de figuras

Figura 1.1: Levitron	1
Figura 1.2: Tren MAGLEV (tomado de https://www.llnl.gov/str/November03/Post.html).....	2
Figura 1.3: Cojinete magnético didáctico	3
Figura 1.4: Efecto Meissner	4
Figura 1.5 :Contraste de los sistemas EMS y EDS.....	6
Figura 1.6: Diagrama general de los elementos del sistema y su interconexión	7
Figura 1.7: Fotografía del sistema implementado mostrando sus componentes	8
Figura 2.1: Polos opuestos se atraen y polos iguales se repelen	11
Figura 2.2: Cuando se fragmenta un imán, se crean otros polos.....	11
Figura 2.3: Representación esquemática del sistema.....	16
Figura 2.4: Modelo eléctrico simplificado para el electroimán.....	17
Figura 2.5: Gráfico de la constante C contra corrientes de equilibrio en el electroimán.....	19
Figura 2.6: Gráfico de corriente de equilibrio contra posición de equilibrio	19
Figura 2.7: Diagrama del modelo de la planta.....	21
Figura 3.1: Esquema de control del sistema maglev completo	22
Figura 3.2: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 3.2.....	24
Figura 3.3: Respuesta del sistema de la ecuación 3.2 a una referencia de corriente cambiante entre 1 y 2 Amperios sin controlador	25

Figura 3.4: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 3.2 con controlador discreto de corriente.....	26
Figura 3.5: Respuesta del sistema de la ecuación 3.2 a una referencia de corriente cambiante entre de 1 y 2 Amperios con controlador discreto	27
Figura 3.6: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 4.5 en lazo abierto	29
Figura 3.7: Lugar de las raíces y gráfica de Bode para el sistema con controlador de posición continuo	31
Figura 3.8: Comparación de una salida de control analógica y una discreta mostrando el retardo que se produce entre las dos (tomado de Franklin et. al. 650)	32
Figura 3.9: Simulaciones de la planta con controlador PID a) sin retardo (continuo) y b) con retardo (simula controlador discreto).....	33
Figura 3.10: Simulaciones de la planta con controlador PID y con retardo (simula controlador discreto)	34
Figura 4.1: Diagrama general de los elementos del sistema y su interconexión ..	35
Figura 4.2: Tabla de características del electroimán.....	37
Figura 4.3: Fotografía del electroimán utilizado	37
Figura 4.4: Tabla de características del disco.....	38
Figura 4.5: Fotografía del disco utilizado.....	38
Figura 4.6: Circuito driver de corriente	40
Figura 4.7: Formas de onda de voltaje en la fuente de alimentación de potencia (superior) y voltaje PWM de control inferior a) Solamente la fuente, b) Con cables enrollados c) Cables enrollados y capacitor estabilizador	42
Figura 4.8: Respuesta de voltaje en la bobina contra el ciclo de trabajo PWM	42

Figura 4.9: Circuito del sensor de corriente.....	43
Figura 4.10: Curva de respuesta del sensor de corriente	45
Figura 4.11: Distribución de los elementos del sensor de posición y de los haces de luz IR emitidos y reflejados con respecto al disco.....	46
Figura 4.12: Experimento para determinar la respuesta del sensor. Señal de salida del sensor de posición con respecto a distancia al sensor incrementándose de izquierda a derecha.....	47
Figura 4.13: Salida del sensor de distancia Sharp GP2Y0A21YK0F que muestra el tiempo de procesamiento que requiere.....	49
Figura 4.14: Circuito esquemático del sensor de posición.....	50
Figura 4.15: Respuesta experimental del sensor de distancia.....	51
Figura 4.16: Gráfico ilustrando el rango representable en el formato Q3.12	54
Figura 4.17: Formas de onda que muestran el tiempo y la prioridad de ejecución de (abajo hacia arriba) Timer 1 Interrupt (arranca ADC), ADC Interrupt (control de corriente) y Timer 3 Interrupt (control de posición)	57
Figura 4.18: Interfaz gráfica para el usuario (GUI).....	58
Figura 5.1: Referencia de corriente de 1 a 2 A y salida del sensor de corriente en la bobina sin controlador	59
Figura 5.2: Referencia de corriente de 1 a 2 A y salida del sensor de corriente en la bobina con controlador de corriente	60
Figura 5.3: Levitador magnético en funcionamiento para estabilización alrededor de la posición de equilibrio de 5cm	62

Capítulo 1: Introducción

1.1. Aplicaciones de Maglev

La levitación magnética es el fenómeno de suspender a un objeto en el aire mediante la utilización de campos magnéticos para crear una fuerza magnética neta sobre un objeto de tal manera que iguale a la fuerza gravitatoria. Se puede utilizar la fuerza magnética de dos maneras: atracción y repulsión. La levitación magnética no es una idea nueva tanto así que al comienzo se intentó mediante el uso de imanes permanentes y se hicieron intentos por encontrar la correcta disposición de éstos para hacer levitar a un imán más pequeño, pero no se obtuvieron resultados aceptables.

Fue el británico Samuel Earnshaw quién, en 1942, demostró matemáticamente que el fenómeno de levitación magnética usando imanes permanentes estáticos es imposible y dió una pauta sobre la verdadera complejidad de un sistema de levitación magnética estático. Por tanto si se quiere alcanzar el equilibrio es necesario que los imanes se encuentren en cierto tipo de movimiento. Un ejemplo de levitación magnética usando imanes permanentes es el juguete llamado Levitrón, patentado en 1983, que consiste en un imán giratorio que levita sobre una base con una configuración de imanes.

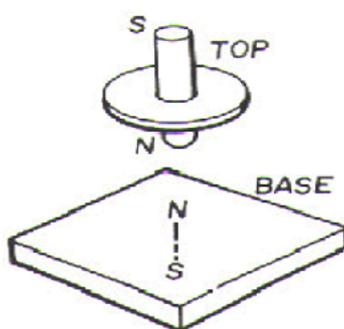


Figura 1.1: Levitron

Como se observa en la figura anterior la levitación se produce por efecto de la repulsión magnética, en este caso norte-norte. Es importante que el imán móvil

gire para evitar que se voltee causando que el imán caiga. El giro del imán produce un momento de inercia que hace que el eje no se voltee. Eventualmente por efecto de la fricción con el aire el imán que está girando reducirá su velocidad provocando que el momento no pueda mantener en posición al eje provocando que caiga.

Con el avance de la tecnología informática y técnicas de control, la levitación magnética se convirtió en un problema solucionable al que se le pueden dar muchas aplicaciones útiles.

La levitación magnética se puede conseguir usando sistema de control con retroalimentación. El principio consiste en controlar la corriente que circula por una bobina que genera un campo magnético que es capaz de ejercer una fuerza de atracción o repulsión sobre materiales paramagnéticos o ferromagnéticos (ver sección 2.1).

El ejemplo más representativo de la levitación magnética son los trenes de alta velocidad que funcionan en China, Japón y Alemania conocidos como MAGLEV (Magnetic Levitation). Por otro lado, la levitación magnética se utiliza a nivel industrial en sistemas de aislamiento de vibración, suspensión de rotor superconductor de giroscopios, levitación de modelos de túneles de viento para el diseño aeroespacial, y en general se puede usar a la levitación magnética en cualquier proyecto donde sea un requisito reducir la fricción y vibración.

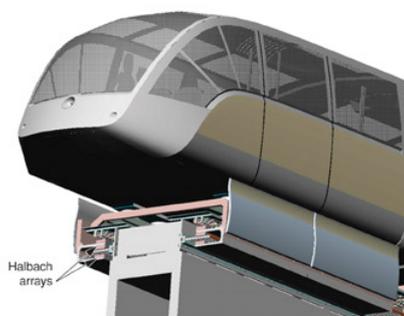


Figura 1.2: Tren MAGLEV (tomado de <https://www.llnl.gov/str/November03/Post.html>)

Otro ejemplo del uso de la levitación magnética son los cojinetes o rodamientos magnéticos que logran separación mecánica completa minimizando los factores disipativos por fricción permitiendo velocidades rotatorias no logradas de ninguna otra manera. Por lo general este tipo de rodamientos están hechos con imanes permanentes tanto en el eje rotario como en estructura estática. La siguiente figura muestra un cojinete didáctico.



Figura 1.3: Cojinete magnético didáctico

Otra forma de conseguir levitación magnética es mediante el fenómeno que presentan los superconductores conocido como efecto Meissner. Fue descubierto por Walter Meissner y Robert Ochsenfeld en 1933. Éstos científicos encontraron que el campo magnético se anula completamente en el interior del material superconductor y que las líneas de campo magnético son expulsadas del interior del material, por lo que este se comporta como un material diamagnético perfecto, esto quiere decir que si se acerca un imán a un superconductor se producirá un efecto de levitación. El potencial de usar superconductores para conseguir levitar objetos es realmente interesante ya que su uso elimina la necesidad de sistemas de control y reduce la dispersión de potencia del sistema. La desventaja principal y más significativa es que no existen superconductores a temperatura ambiente solo a bajas temperaturas por lo que es necesario el uso de refrigerantes criogénicos que tiene un precio muy elevado.



Figura 1.4: Efecto Meissner

1.1.1. Trenes Maglev

MAGLEV es el nombre con el que se conoce al tipo de trenes que usan el principio de levitación magnética para suspenderse en el aire y moverse a altas velocidades. La fuerza magnética compensa el peso del tren y consigue que éste se desplace evitando el problema de la fricción entre las ruedas y las rieles. Ésto permite alcanzar velocidades que llegan hasta los 700 Km por hora.

Existen en el mundo dos alternativas tecnológicas para el diseño de trenes MAGLEV, una desarrollada por alemanes conocida como Transrapid la cual utiliza un sistema conocido como EMS (Electromagnetic Suspension). El otro diseño, desarrollado por los japoneses se denomina MAGLEV que utiliza el sistema EDS (Electrodynamics Suspension). En la actualidad se denominan MAGLEV a cualquier tren que funcione con levitación magnética sin importar el diseño específico.

Los dos sistemas, EMS y EDS, utilizan electroimanes para crear campos magnéticos para conseguir la suspensión. En el sistema EMS, tanto en el tren como en los rieles se ubican electroimanes convencionales, de tal forma que un electroimán A del riel atrae a un electroimán B del tren (mueve el tren), mientras que un electroimán B del riel repele al electroimán B del tren (empuja el tren). A medida que se mueve el tren los electroimanes cambian su polaridad haciendo que el juego con que algunos imanes se atraen mientras otros se repelen sea lo más eficiente para hacer que el tren pueda levitar y a la vez moverse. En este diseño el tren levita a 1 cm encima de la riel, no necesita ruedas para comenzar

su movimiento o detenerse, pero es inestable cuando empieza el movimiento o se detiene. Dada la gran cercanía entre el tren y los rieles, si por alguna vibración disminuye la distancia de separación entre el riel y el tren, la atracción crece, haciendo posible, si no se regula esto muy rápidamente, que el tren toque la vía. Es por esto que la construcción de los rieles debe ser muy precisa y no es posible utilizar este diseño en países sísmicos. Para minimizar efectos de inestabilidades laterales se utiliza una guía lateral que contiene electroimanes que permiten que el tren se centre en la vía.

El sistema EDS el tren levita entre 10 a 15 cm sobre la vía, siendo este diseño mucho más estable que el sistema EMS. En este diseño se utilizan bobinas superconductoras en el tren y electroimanes en los rieles. El electroimán del riel produce un campo magnético que atraviesa la bobina superconductora que está en el tren. Esta bobina, según cómo varía su flujo magnético, crea una corriente inducida que produce a su vez un campo que se opone al campo del electroimán. Si este campo es suficientemente intenso, se produce la levitación. Mientras mayor es la variación de flujo magnético en la bobina, mayor es el campo. La variación del flujo magnético depende de la velocidad del tren; si el tren está detenido no hay variación de flujo magnético (suponiendo que el campo magnético del electroimán es constante) por lo que el tren no levita. Es por esto que este tipo de tren necesita ruedas que le permitan alcanzar una cierta velocidad a partir de la cual pueda comenzar a levitar. Este diseño es más caro que el sistema EMS, principalmente debido al sistema de refrigeración y mantenimiento de los superconductores. Sin embargo tiene mayor estabilidad, tanto lateral como vertical, que el sistema EMS. Los trenes que utilizan estas bobinas superconductoras son mucho más rápidos que los que utilizan el sistema EMS.

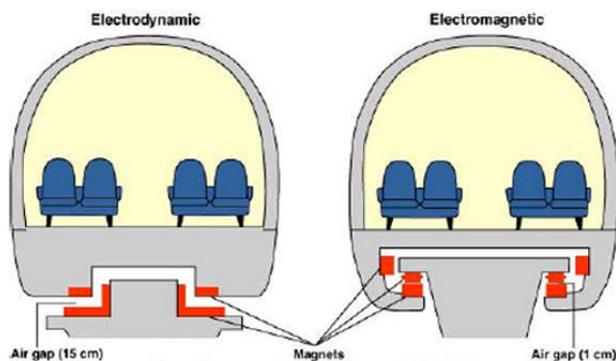


Figura 1.5 :Contraste de los sistemas EMS y EDS

La principal ventaja de un MAGLEV frente a un tren convencional es que su única resistencia es la fricción viscosa producida entre el aire y la superficie del tren. Por otra parte, el motor se encuentra en la vía y no en el tren, haciendo que este sea más liviano y permitiendo que el MagLev pueda alcanzar velocidades muy altas dependiendo del diseño. Otra de sus ventajas es que al comparar un tren rápido tradicional con un MAGLEV a moviéndose a la misma velocidad, el MAGLEV genera una contaminación acústica mucho menor pues no existe el roce entre la rueda del tren y el riel (con excepción del tramo donde un MagLev que utiliza el sistema EDS requiere usar sus ruedas). Otro aspecto importante es que el consumo de energía es mucho menor en un tren MAGLEV que en un tren convencional. También al poseer guías laterales el descarrilamiento es muy poco probable.

Los inconvenientes que presenta un tren MAGLEV son fundamentalmente su alto precio de construcción. No hay compatibilidad con las vías actuales de trenes, por lo que se requiere construir nuevas rieles. De igual manera debido a que el tren debe levitar, es poco recomendado para el transporte de carga pesada. Sin embargo, y en relación a este último punto, en China se está trabajando en la construcción de un MAGLEV colgante.

En la actualidad China es el único país en el mundo que tiene un tren de levitación magnética para uso público, el cual une Shanghai con el aeropuerto de Pudong. El trayecto, de aproximadamente 32 kilómetros, se realiza en 8 minutos y su costo aproximado fue de 1.300 millones de dólares americanos.

1.2. Descripción General del Sistema

En el presente trabajo se modela, simula e implementa un sistema de levitación magnética (maglev) con un grado de libertad. La idea básica del sistema es hacer flotar en el aire (levitar) a un objeto que tiene un imán permanente dentro de él, mediante la fuerza electromagnética generada por un electroimán que se encuentra fijo encima de éste.

A diferencia de la mayoría de trabajos anteriores como (Li), (Yang et. al.), (Guillermo et. al.) o (Thijssen), en los cuales el objeto levita muy cerca del electroimán (normalmente a distancias de medio centímetro y llegando a un máximo de tres centímetros), el sistema descrito en el presente trabajo se diseña para operar en un rango más amplio (hasta una distancia de 10 cm al electroimán).

La figura 1.6 muestra un esquema de los elementos involucrados en el sistema y sus interconexiones mientras que la figura 1.7 muestra una fotografía del sistema implementado.

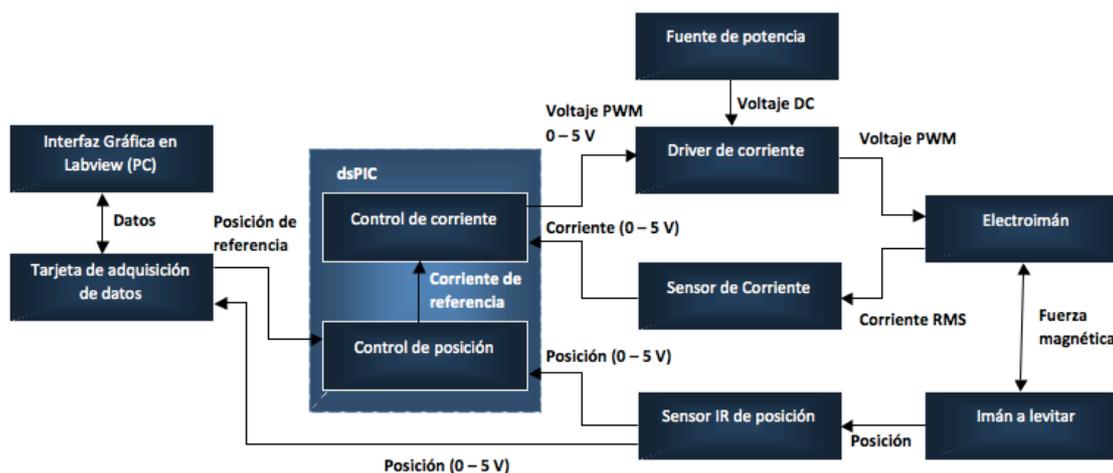


Figura 1.6: Diagrama general de los elementos del sistema y su interconexión

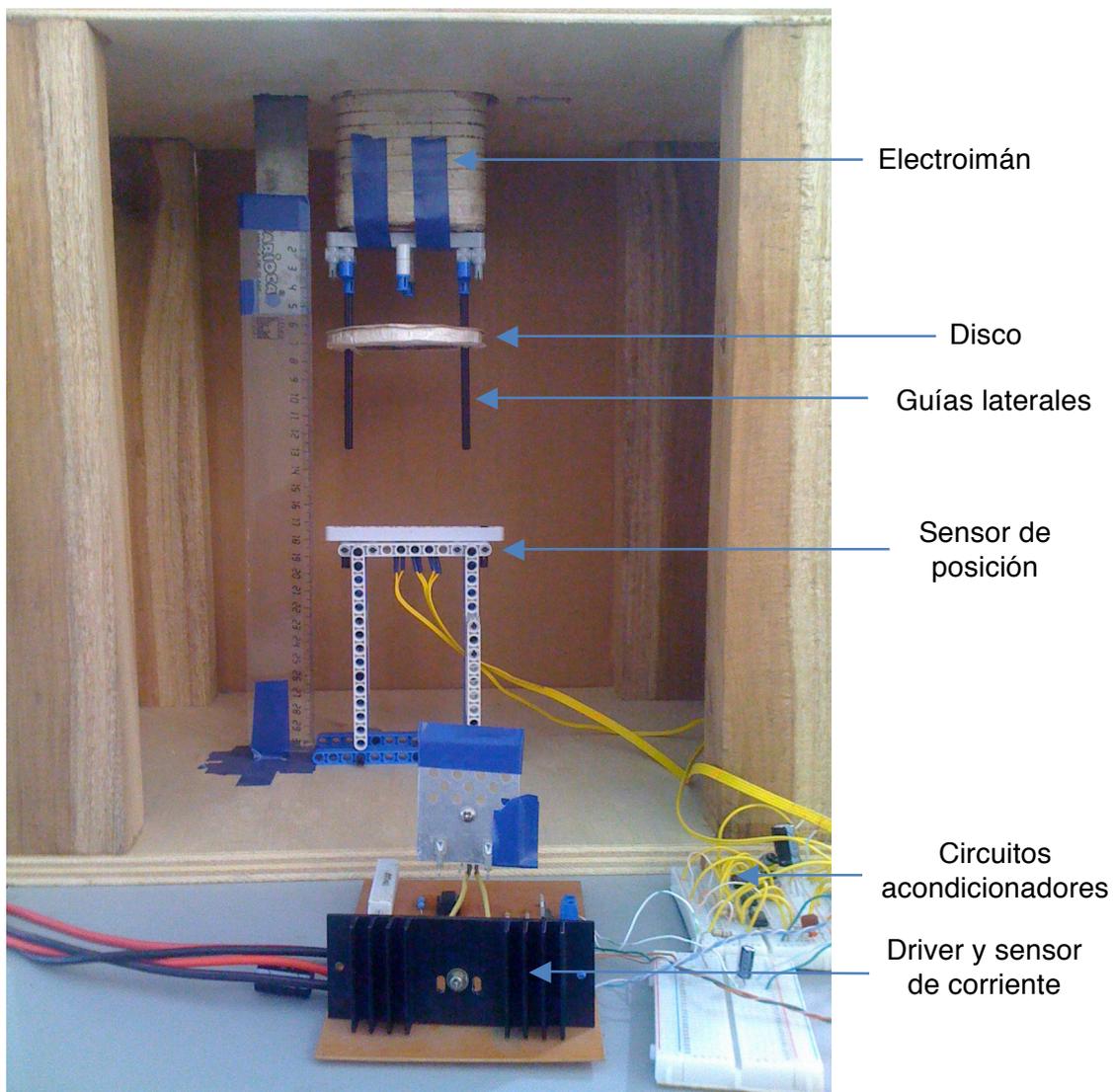


Figura 1.7: Fotografía del sistema implementado mostrando sus componentes

Como la mayoría de sistemas mecatrónicos, el sistema descrito consta de cinco componentes principales: una planta a controlar, actuadores, sensores, un elemento de procesamiento y una fuente de energía. Adicionalmente se tiene una interfaz gráfica para el usuario.

1.2.1. Planta

La planta a controlar es un disco de poliestireno dentro del cual se encuentra un imán permanente que se pretende hacer levitar mediante un electroimán. Al pasar una corriente por el electroimán, se induce un campo magnético en éste, el cual crea una fuerza magnética de atracción entre el disco y el electroimán. Dicha fuerza pretende compensar a la fuerza de gravedad.

La fuerza magnética ejercida sobre el imán depende de la corriente que circula por el electroimán. Otros factores que intervienen en la planta incluyen la masa y forma del objeto, la intensidad del campo magnético del imán permanente y la forma del electroimán (la cual determina la distribución del campo magnético generado).

1.2.2. Actuadores

Dado que es el elemento que ejerce una fuerza en el sistema, el electroimán es el actuador de éste. La fuerza magnética ejercida afecta el movimiento del disco que levita.

La fuerza que ejerce el electroimán depende de la corriente que circula por éste, por lo cual se dispone de un driver de corriente que regula dicha variable. Éste sirve como conexión entre la señal de control que viene del procesador y la parte de potencia del sistema.

1.2.3. Sensores

Los sensores son: un sensor de la corriente que circula por la bobina y un sensor de posición del disco a levitar. Son transductores de los valores de corriente y de posición a un voltaje que puede interpretarse por la unidad de procesamiento.

El sensor de corriente está basado en una resistencia de potencia conectada en serie a la bobina y el sensor de posición está basado en emisores y receptores de haces de luz infrarroja colocados a cierta distancia bajo el disco a levitar.

1.2.4. Procesador

El elemento encargado del procesamiento es un microcontrolador optimizado para procesamiento digital de señales dsPIC30F4013. Recibe las señales de los sensores, las procesa y envía señales de control dinámicas a los actuadores con el objetivo de controlar la corriente en la bobina del electroimán y la posición del disco.

1.2.5. Fuente de energía

Se tiene una fuente regulada de voltaje DC de potencia como el elemento que aporta la energía al sistema. Adicionalmente, se tiene una fuente de voltaje DC de menor potencia que se usa para alimentar los elementos de control, como el procesador y a elementos de circuitos como amplificadores operacionales.

1.2.6. Interfaz gráfica

Finalmente, se tiene una interfaz con el usuario para visualizar las variables del sistema y para cambiar la referencia de posición a la que se desea que esté el disco. Para esto se usa una computadora con el software LabView y una tarjeta de adquisición de datos para transformar las señales eléctricas del sistema en valores compatibles con la computadora y viceversa.

Capítulo 2: Modelamiento Matemático

2.1. Teoría preliminar: Magnetismo y Electromagnetismo

Fueron probablemente los griegos quienes primero reflexionaron sobre las propiedades de la magnetita, un mineral de hierro que incluso en estado natural posee una profunda atracción hacia metales. El primer tratado europeo importante sobre el magnetismo se debe a Pedro Peregrino de Maricourt en el siglo XIII, quien distingue claramente los polos de un imán permanente; observa que el norte y el sur se atraen y que polos iguales, norte-norte por ejemplo, se repelen; además, describe cómo si se fragmenta un imán, se crean otros polos.

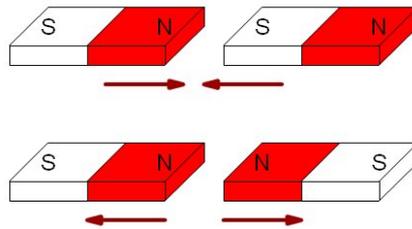


Figura 2.1: Polos opuestos se atraen y polos iguales se repelen

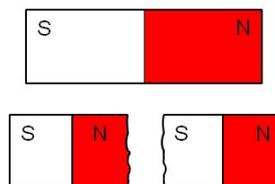


Figura 2.2: Cuando se fragmenta un imán, se crean otros polos

A principios del Siglo XIX el físico danés Hans Christian Oersted (1777-1851) descubrió que siempre existe un campo magnético cuando hay una corriente circulando en un cable o en una bobina. Subsecuentes trabajos de los científicos Carl Friedrich Gauss (1777-1855), Michael Faraday (1791-1867) y el brillante

aporte de James Clerk Maxwell (1831-1879) quien entre otros condujo al desarrollo de la teoría electromagnética y a la unificación de la teoría electromagnética.

2.1.1. Inducción magnética o densidad de flujo magnético

En forma análoga a la fuerza eléctrica que ejerce un campo eléctrico sobre una carga prueba $\mathbf{F} = q\mathbf{E}$, existe una fuerza magnética asociada a una “carga prueba” que define un campo magnético.

$$\mathbf{F}_m = q\mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad \text{Ecuación 2.1}$$

donde F_m es la fuerza magnética sobre la carga, q el valor de la carga eléctrica de prueba, v la velocidad de la carga y \mathbf{B} la inducción magnética

$$\mathbf{F}_m = \frac{\mu_0 q q_1}{4\pi r^2} \times \left(\mathbf{v}_1 \times \frac{\mathbf{r}}{r} \right) \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Dónde la inducción magnética está dada por

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 q_1}{4\pi r^2} \times \left(\mathbf{v}_1 \times \frac{\mathbf{r}}{r} \right) \quad \text{Ecuación 2.3}$$

En dónde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío, q_1 el valor de la carga que genera el campo magnético, v_1 la velocidad de la carga q_1 , \mathbf{r} el vector de posición entre las cargas y r la distancia entre éstas.

La unidad de inducción magnética es el Tesla (T).

2.1.2. Flujo magnético

Se define como la integral de superficie sobre la componente normal del campo magnético:

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da$$

Ecuación 2.4

Donde Φ es el flujo magnético, B la inducción magnética, da el diferencial de área de la superficie y n la normal de da .

El flujo magnético es análogo al campo eléctrico, se representa también como líneas con magnitud y sentido, las cuales van del polo norte al polo sur del imán.

Para una inducción magnética B y un área A constantes el flujo magnético se puede escribir como:

$$\Phi = BA$$

Ecuación 2.5

La unidad de flujo magnético es el Weber (Wb). Un Tesla equivale a un Weber por metro cuadrado.

2.1.3. Inductancia y autoinductancia

Se denomina inductancia, L , a la relación entre la cantidad de flujo magnético (Φ) que lo atraviesa y la corriente I que circula por la bobina:

$$L = \frac{\Phi}{I}$$

Ecuación 2.6

En una bobina de N espiras, a través de la cual circula una corriente I , tenemos que la inductancia está dada por:

$$L = \frac{N\Phi}{I} H$$

Ecuación 2.7

Donde l es la longitud de la bobina y Φ el flujo magnético presente en ella.

La bobina ideal, que es un elemento pasivo, almacena energía eléctrica en forma de campo magnético cuando aumenta la corriente o devuelve energía cuando la corriente disminuye. La ecuación que relaciona el voltaje y la corriente en las terminales de una bobina ideal es la siguiente:

$$u(t) = L \frac{di}{dt} \quad \text{Ecuación 2.8}$$

Un cambio en la intensidad de la corriente $\Delta I/\Delta t$ da como resultado un cambio en el campo magnético y, por lo mismo, un cambio en el flujo que está atravesando el circuito. Esto, a su vez, dará lugar a la generación de una fuerza electromotriz autoinducida de acuerdo con la Ley de Faraday. La fuerza electromotriz originará una corriente eléctrica que se opondrá al cambio inicial de intensidad. El valor de la fuerza electromotriz autoinducida viene dado por:

$$E = - \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{dI}{dt} \quad \text{Ecuación 2.9}$$

el signo menos indica que se opone a la causa que lo origina, por eso también se la suele denominar fuerza contraelectromotriz.

2.1.4. Materiales Diamagnéticos

En ellos sus átomos no presentan momento magnético permanente, debido que los campos magnéticos ocasionados por esas corrientes microscópicas se compensan, de modo que el momento magnético resultante es cero. Cuando a estos materiales se les aplica un campo magnético, se generan por inducción pequeñas corrientes que se oponen al campo externo (según la ley de Lenz) y el resultado final es que son repelidas por éste.

2.1.5. Materiales Paramagnéticos

Éstos sí poseen un momento magnético permanente porque no existe una compensación neta de los momentos de los electrones. Cuando estas sustancias son sometidas a la acción de un campo magnético externo, además del efecto diamagnético (que siempre está presente), ocurre la alineación de los momentos magnéticos a favor del campo externo, reforzándose. Generalmente, este efecto suele ser débil y se ve muy afectado por la agitación térmica (que tiende a destruir este orden), por lo que el paramagnetismo es muy sensible a la temperatura. Por ello, estos materiales son atraídos ligeramente por imanes, pero no se convierten en materiales permanentemente magnetizados.

2.1.6. Materiales Ferromagnéticos

En ellos las intensas interacciones entre los momentos magnéticos atómicos hacen que éstos se alineen paralelos entre sí en regiones llamadas dominios magnéticos. Cuando no se aplica un campo magnético externo las magnetizaciones de los dominios se orientan al azar; pero cuando se halla presente, los dominios tienden a orientarse paralelos al campo. La fuerte interacción entre los momentos dipolares atómicos vecinos los mantiene alineados incluso cuando se suprime el campo magnético externo. Por tanto, pueden ser magnetizados permanentemente por la aplicación de un campo magnético externo.

2.2. Descripción general del modelo utilizado

En la Figura 2.3 se muestran esquemáticamente los elementos y las variables que intervienen en el sistema implementado. Se tiene el electroimán, conformado por un cable bobinado alrededor de un núcleo ferromagnético, al cual se aplica un voltaje con su corriente respectiva, y el disco que tiene dentro de sí un imán permanente.

Sobre el disco actúa la fuerza magnética generada por el electroimán y la fuerza de gravedad. Se desprecia la fuerza de arrastre viscoso del aire, dado que el disco se mueve lentamente.

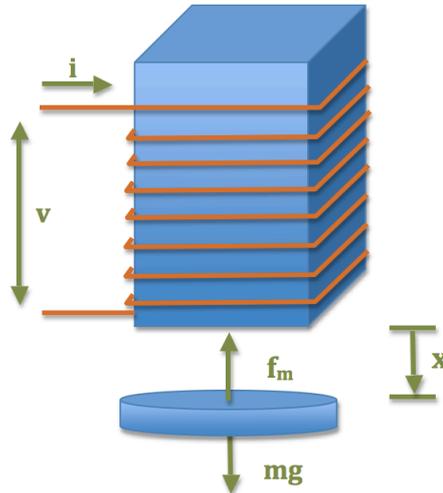


Figura 2.3: Representación esquemática del sistema

En el presente trabajo se describe un modelo matemático para el sistema, el cual es simplificado, es lineal y modela al sistema adecuadamente sólo para pequeñas oscilaciones alrededor de un punto de equilibrio. Es suficiente para estabilizar al disco en una posición fija.

Existe otro modelo completo, el cual es no lineal y más complejo e incluye más variables del sistema, lo que permite que sea válido para describir al sistema en cualquier punto de operación. Sin embargo, la complejidad de dicho modelo y la necesidad del uso de esquemas de control no lineales fueron razones para no escogerlo en la presente implementación. El modelo completo se describe en (Yang et. al.). Una variación similar se encuentra en (Al-Muthairi y Zribi) y otra variación para un sistema maglev con dos grados de libertad se describe en (Thijssen).

2.3. Ecuaciones eléctricas en el electroimán

El electroimán está construido por cable de cobre enrollado alrededor de un núcleo de hierro. El cable tiene una resistencia al paso de corriente que depende de su longitud y sección transversal. Además, el cable enrollado como solenoide se comporta como un inductor al generar un campo magnético en su interior.

De éste modo, el modelo eléctrico más simple del electroimán, para caracterizar la respuesta de corriente al voltaje aplicado, es un circuito RL, como el de la Figura 2.4:

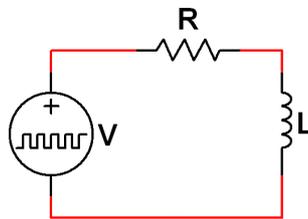


Figura 2.4: Modelo eléctrico simplificado para el electroimán

Aplicando las ley de voltajes de Kirchhoff al modelo de la Figura 2.4, se obtiene la siguiente ecuación:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} \quad \text{Ecuación 2.10}$$

donde v es el voltaje aplicado al electroimán, i es la corriente a través del electroimán, R es su resistencia y L su inductancia.

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.10 y despejando, se obtiene la función de transferencia del sistema:

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad \text{Ecuación 2.11}$$

Al moverse el imán que levita, su campo magnético influye con diferente intensidad sobre el electroimán, de modo que en realidad la inductancia del

electroimán cambia conforme a la posición del imán. Éste efecto se desprecia en el modelo simplificado y esa es una de las razones por las cuales el modelo es adecuado sólo para variaciones pequeñas alrededor de un punto de operación.

La ecuación 2.11 se utiliza para modelar la planta sobre la cual se diseña el controlador lineal de corriente en el capítulo siguiente.

2.4. Ecuaciones electromagnéticas del sistema

Para caracterizar la fuerza magnética que ejerce el electroimán sobre el imán que levita, se utilizó el siguiente modelo empírico usado también en varios trabajos relacionados como (Li) y (Al-Muthairi y Zribi):

$$f_m = C \frac{i^2}{x^2} \quad \text{Ecuación 2.12}$$

donde f_m es la fuerza magnética ejercida sobre el disco que levita, C es una constante, llamada constante del electroimán, i es la corriente que lo atraviesa y x es la distancia del límite inferior del electroimán al tope del disco que levita.

La constante C depende de la forma del núcleo del electroimán, del número de vueltas del bobinado del electroimán y de la forma e intensidad del campo magnético de los imanes permanentes dentro del disco.

Para validar experimentalmente éste modelo empírico, se realizaron mediciones de pares de corriente en el electroimán y posición del disco para los cuales el disco está a punto de elevarse. Es decir, se fija al disco a cierta distancia del electroimán y se aumenta la corriente hasta que el disco esté a punto de elevarse y se repite éste procedimiento para varias posiciones.

Éstos valores se conocen como corriente de equilibrio (i_0) y posición de equilibrio (x_0), debido a que son puntos de equilibrio inestable en los cuales la fuerza magnética equipara a la de gravedad debida a la masa del disco. La siguiente ecuación describe ésta condición:

$$mg = C \frac{i_0^2}{x_0^2}$$

Ecuación 2.13

donde m es la masa del disco y g es la aceleración de la gravedad.

Los resultados del experimento se pueden ver en la Figura 2.5 y la Figura 2.6 y los datos del experimento se encuentran en el anexo D:

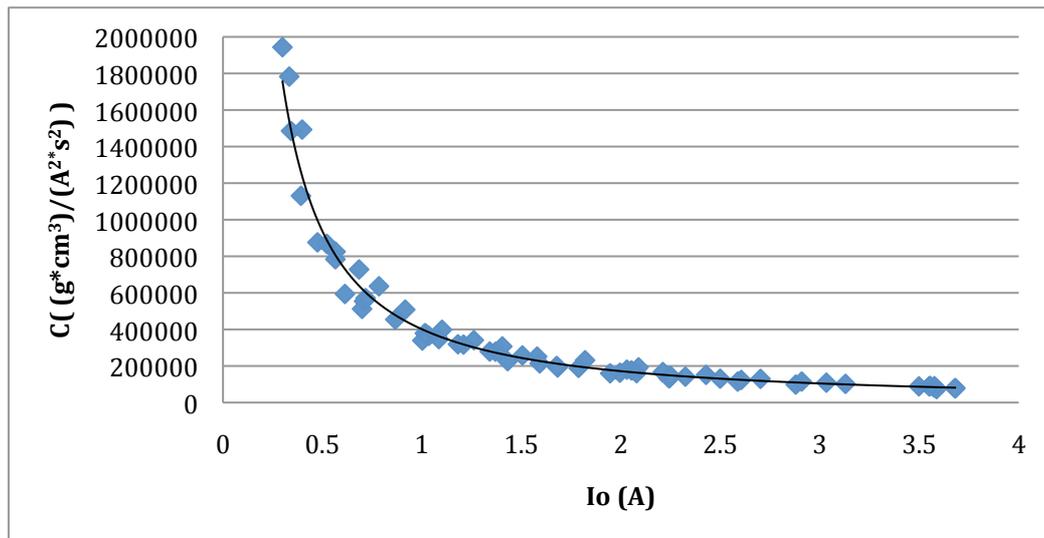


Figura 2.5: Gráfico de la constante C contra corrientes de equilibrio en el electroimán

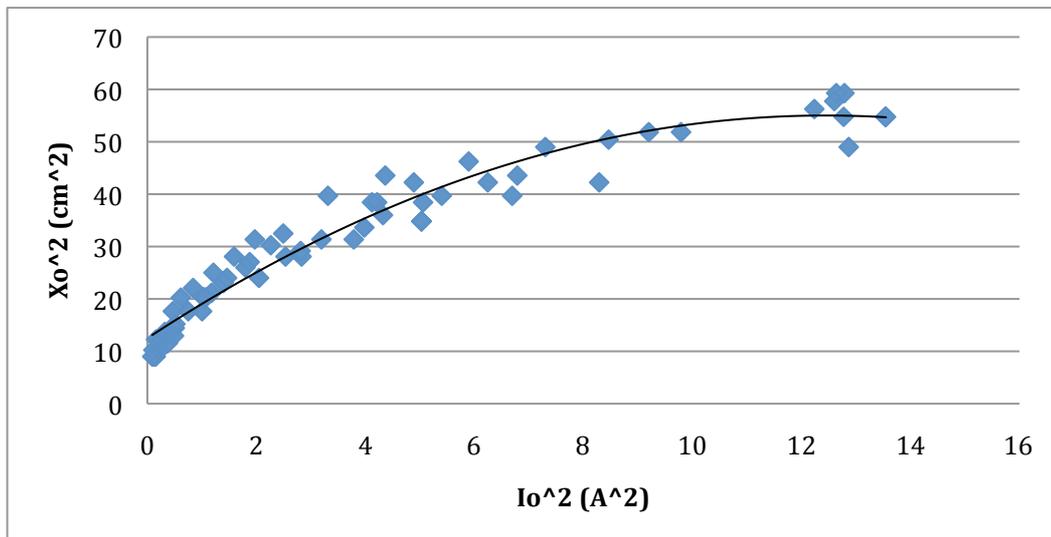


Figura 2.6: Gráfico de corriente de equilibrio contra posición de equilibrio

Cómo muestra la Figura 2.5, la constante C en realidad varía con respecto a la corriente de equilibrio (y con respecto a la posición de equilibrio correspondiente). La Figura 2.6 confirma éste hecho ya que si C no variara, la relación entre x_0^2 e i_0^2 debería ser constante por la ecuación 2.13, y la Figura 2.6 debería ser una línea recta.

Debido a la variación de C , la ecuación 2.12 sólo modela adecuadamente a la fuerza magnética para pequeñas variaciones alrededor del punto de equilibrio (x_0 , i_0).

2.5. Ecuación dinámica y linealización

Basándose en la ecuación 2.12 y realizando una sumatoria de las fuerzas mostradas en la Figura 2.3: Representación esquemática del sistema, se puede escribir la ecuación dinámica para el sistema completo:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = mg - f_m \quad \text{Ecuación 2.14}$$

$$f_m = C \frac{i^2}{x^2}$$

Linealizando f_m , mediante una aproximación de polinomio de Taylor de primer orden alrededor de un punto de equilibrio (x_0 , i_0), se tiene:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = mg - \left[f_m(x_0, i_0) + \left. \frac{\partial f_m(x, i)}{\partial x} \right|_{(x_0, i_0)} (x - x_0) + \left. \frac{\partial f_m(x, i)}{\partial i} \right|_{(x_0, i_0)} (i - i_0) \right]$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = mg - \left[C \frac{i_0^2}{x_0^2} - \frac{2Ci_0^2}{x_0^3} (x - x_0) + \frac{2Ci_0}{x_0^2} (i - i_0) \right]$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{2Ci_0^2}{x_0^3} x - \frac{2Ci_0}{x_0^2} i$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = k_x x - k_i i$$

$$k_x = \frac{2Ci_0^2}{x_0^3}$$

$$k_i = \frac{2Ci_0}{x_0^2}$$

Ecuación 2.15

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.15 y despejando, se obtiene la función de transferencia del sistema linealizado:

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-\frac{2Ci_0}{mx_0^2}}{s^2 - \frac{2Ci_0^2}{mx_0^3}}$$

Ecuación 2.16

La ecuación 2.16 se utiliza en el capítulo siguiente para modelar a la planta sobre la cual se diseña un controlador lineal de la posición del disco que levita. El diagrama del modelo de la planta se muestra en la Figura 2.7:

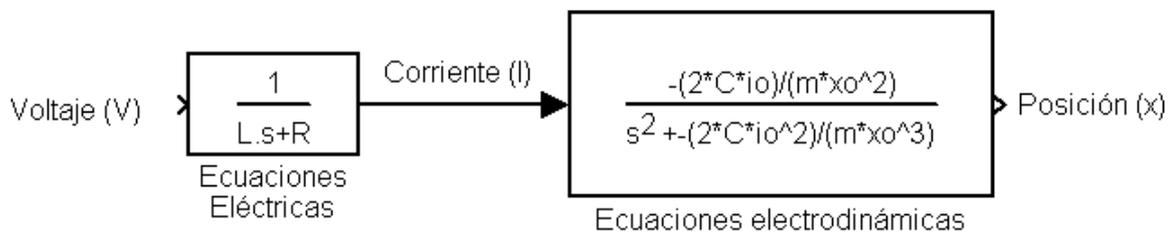


Figura 2.7: Diagrama del modelo de la planta

Capítulo 3: Diseño de Controladores y Simulación

En el presente capítulo se describe el diseño de controladores a partir de los modelos del sistema obtenidos en el capítulo 3. A partir del modelo simplificado del sistema, se diseña un controlador lineal de corriente en el electroimán y luego se diseña un controlador, también lineal, de posición del disco que levita. Ambos se plantean independientemente; el primero basado en las ecuaciones eléctricas del electroimán y el segundo basado en las ecuaciones electromagnéticas que incluyen al disco que levita.

La integración de ambos controladores con el sistema maglev se puede observar en la Figura 1.6 de la descripción general del sistema. Sin embargo, en términos de control por realimentación, podemos ubicarlos más precisamente en la Figura 3.1.

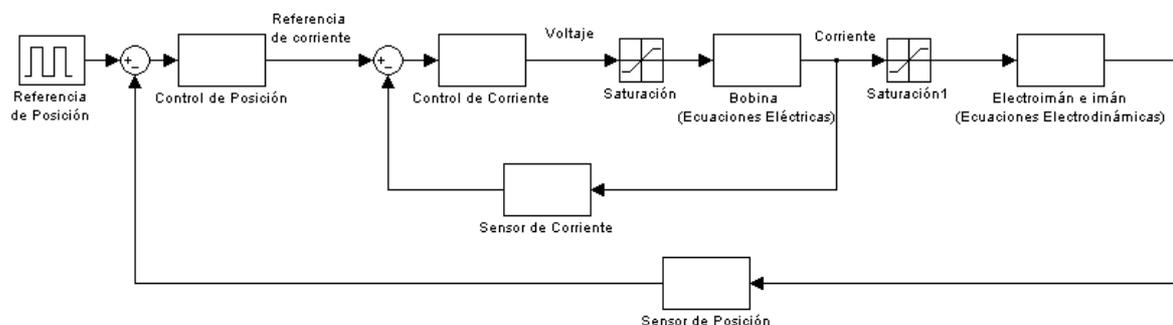


Figura 3.1: Esquema de control del sistema maglev completo

Dado que ambos controladores se implementan en el procesador (dsPIC) y no en controladores análogos, se toma en consideración los efectos de la implementación digital de dichos controladores, particularmente en lo referente al tiempo de muestreo de las señales.

3.1. Control lineal de corriente

El control de corriente se implementa para garantizar que la corriente que circula por el bobinado del electroimán sea igual a la requerida por el controlador de posición en cada momento. Esto compensa efectos como calentamiento del bobinado que pueden causar cambios en dicha corriente a pesar que se mantenga el voltaje adecuado (ver capítulo 5 para mayores detalles sobre dichos efectos).

La siguiente función de transferencia (descrita por la ecuación 2.11) es la planta a ser controlada. La variable de salida es la corriente en el electroimán y la variable de control es el voltaje rms enviado a dicho elemento por el driver de corriente.

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Reemplazando en la ecuación 3.1 la inductancia y resistencia medidas del sistema (ver capítulo 5), se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{2.8 + 72.58 \times 10^{-3} s} \quad \text{Ecuación 3.2}$$

Para el diseño del controlador, se utiliza la herramienta SISO Tool de Matlab sobre la función de transferencia de la ecuación 3.2. La herramienta incluye una interfaz gráfica para el usuario (GUI) y varias funciones, entre ellas conversión a sistema discreto, gráficas del lugar de raíces, Bode y respuesta del sistema a entradas diversas. La Figura 3.2 muestra las gráficas del lugar de raíces y de Bode (respuesta en frecuencia del sistema) obtenidas en SISO Tool.

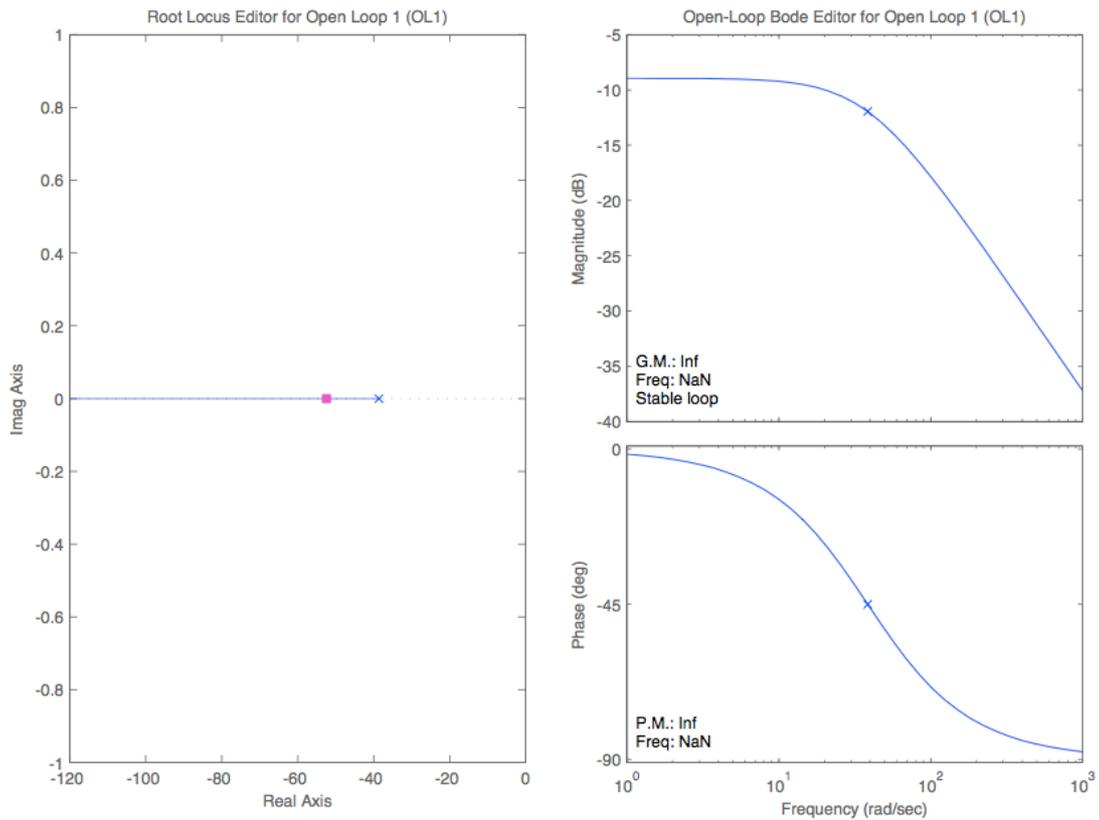


Figura 3.2: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 3.2

A partir de la Figura 3.2, se puede deducir que el sistema es naturalmente estable, pues tiene solamente un polo en el lado izquierdo del plano complejo (marcado por el cuadrado rojo). Una simulación de la respuesta del sistema a un tren de pulsos, entre 1 y 2 amperios, realizada en Simulink se muestra en la Figura 3.3. El voltaje aplicado a la bobina del electroimán en la simulación es igual a la corriente deseada multiplicada por la resistencia medida de dicha bobina. De ésta se puede observar que el sistema tiene un tiempo de respuesta aproximado de 150ms. Los objetivos de diseño del controlador son reducir dicho tiempo de muestreo además de dar rechazo a perturbaciones por ruido o por calentamiento del sistema (efectos no modelados en la ecuación 3.2).

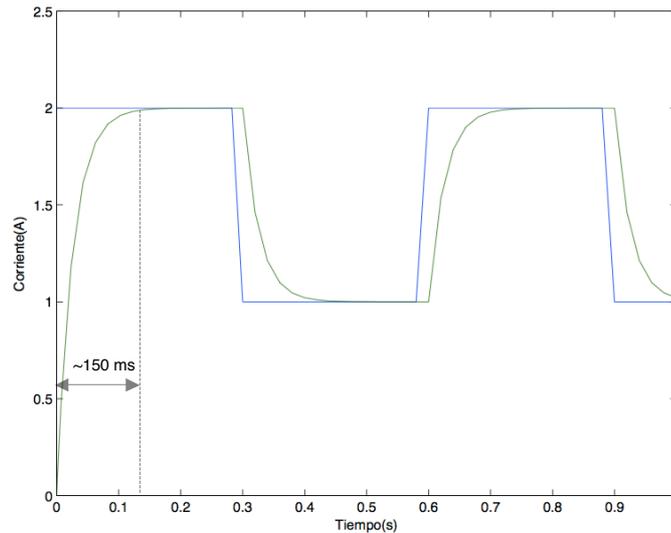


Figura 3.3: Respuesta del sistema de la ecuación 3.2 a una referencia de corriente cambiante entre 1 y 2 Amperios sin controlador

Como se mencionó anteriormente, debido a que el sistema se implementa digitalmente en el dsPIC, se debe tomar en cuenta los efectos del tiempo de muestreo, de modo que en SISO Tool se realiza la conversión del sistema a un sistema discreto antes del diseño del controlador. El tiempo de muestreo es de $9.071e-5$, que corresponde al tiempo de procesamiento que requiere el dsPIC para implementar el controlador (ver la sección 4.5).

SISO Tool también posee algoritmos automáticos de diseño de controladores. Se utilizó el algoritmo IMC (Internal Model Control) Tuning con un orden deseado del controlador de 2. El algoritmo se basa en pruebas de controladores sucesivos, similares a un controlador PD sobre el modelo de la planta. Finalmente, añade un componente integral una vez que el tiempo de respuesta es satisfactorio. El resultado de la optimización automática del controlador es:

$$\frac{V(z)}{I(z)} = \frac{1.29 \times 10^{-3} (z - 0.9965)}{(z - 1)} \quad \text{Ecuación 3.3}$$

La Figura 3.4 muestra las gráficas del lugar de raíces y de Bode del sistema y controlador discretos. De dicha figura, se puede observar que los polos del sistema (marcado por los cuadrados rojos) son estables debido a que se encuentran sobre o dentro del círculo unitario en el plano complejo (nótese que es un gráfico de lugar de raíces en tiempo discreto).

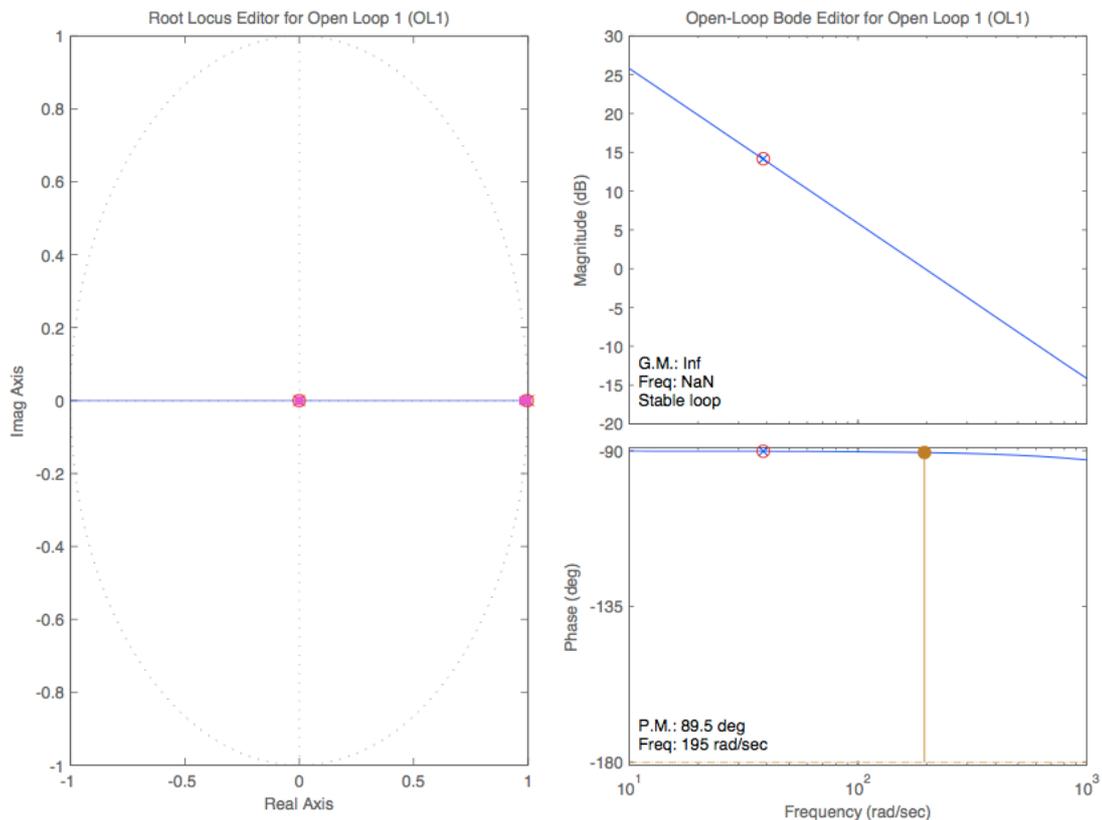


Figura 3.4: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 3.2 con controlador discreto de corriente

Es importante además garantizar que la señal de control necesaria no exceda los 15 V DC que puede dar la fuente de voltaje (ver capítulo 5). Para asegurar esto, se incluye un bloque de saturación entre el controlador y la planta en la simulación.

La Figura 3.5 muestra la respuesta del sistema al escalón cambiante de 1 a 2 A, en la cual es evidente que se ha reducido el tiempo de respuesta a aproximadamente 30ms. No hay cuantización apreciable en la respuesta de la Figura 3.5, es decir no se nota una respuesta en escalones, y el sistema es estable, por lo cual se concluye que el tiempo de muestreo es suficiente.

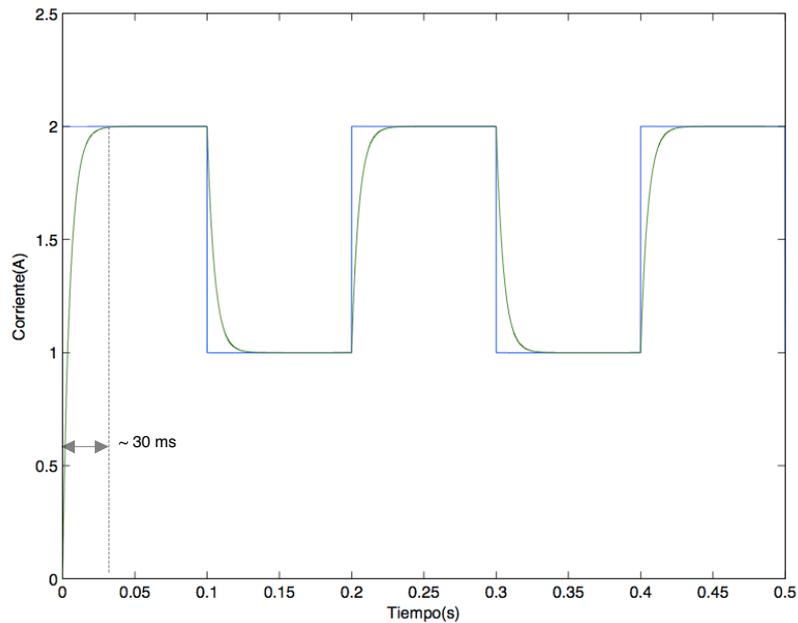


Figura 3.5: Respuesta del sistema de la ecuación 3.2 a una referencia de corriente cambiante entre de 1 y 2 Amperios con controlador discreto

3.2. Control lineal de posición

Para el control lineal de posición, la planta a estabilizarse y controlarse es la descrita por la ecuación 2.16, que modela la respuesta dinámica de la posición del disco que levita con respecto a la corriente en el electroimán:

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-\frac{2Ci_0}{mx_0^2}}{s^2 - \frac{2Ci_0^2}{mx_0^3}}$$

Ecuación 3.4

Cabe notar que como ya se realizó el control de corriente independientemente en la sección anterior, no es necesario tomar en cuenta la respuesta eléctrica de voltaje a corriente en la bobina, sino que se asume directamente que la corriente en la bobina es idéntica a la que solicite el controlador de posición. Es decir el lazo interno en la Figura 3.1 se asume como si fuera una ganancia unitaria.

Cómo se describió en la sección 2.4, debido a que la constante del electroimán C varía con respecto a la corriente y posición de equilibrio, se diseñará el

controlador para pequeñas variaciones alrededor del punto de equilibrio x_0 . Se escoge un punto de equilibrio de 5 cm, ya que al estar en la mitad del rango deseado de operación, es representativo. Reemplazando los valores de i_0 y de C correspondientes a la posición deseada de equilibrio (ver Figura 2.5 y Figura 2.6), y la masa del disco (medida en el capítulo 5), se obtiene la siguiente función de transferencia para la planta:

$$\begin{aligned}x_0 &= 5\text{cm} \\i_0 &= 1.4\text{A} \\m &= 22.6\text{g} \\C &= 282500 \frac{\text{gcm}^3}{\text{A}^2\text{s}^2} \\ \frac{X(s)}{I(s)} &= \frac{-1400}{s^2 - 392.04}\end{aligned}$$

Ecuación 3.5

Las gráficas del lugar de raíces y de Bode del sistema descrito en la ecuación 3.5 se muestran en la Figura 3.6. De ésta se puede ver el reto de control de posición; aparte de que ya se ha tenido que linealizar al sistema alrededor de un punto de equilibrio, se ve que el sistema es naturalmente inestable, ya que tiene un polo en el lado derecho del plano complejo (la ubicación de los polos están marcadas por los cuadrados rojos).

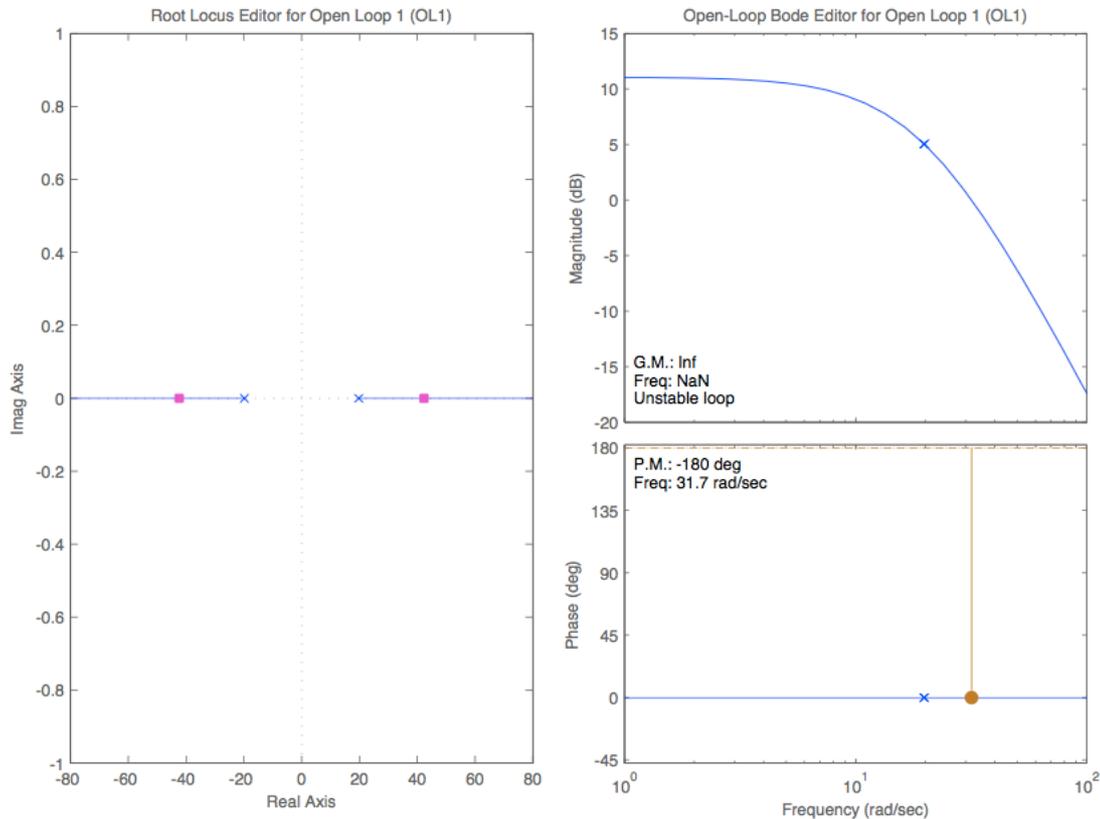


Figura 3.6: Gráficas del lugar de las raíces y de Bode para el sistema de la ecuación 4.5 en lazo abierto

En éste caso se realiza el diseño de un controlador de posición continuo y luego se analizan los efectos de la discretización. Se utiliza el algoritmo PID tuning de SISO Tool para obtener un controlador PID inicial. Sin embargo, se requirió sintonizar las ganancias adicionalmente mediante prueba y error para mejorar la respuesta según varios aspectos:

- Reducir el tiempo de respuesta (sin comprometer los siguientes aspectos demasiado).
- Conseguir una respuesta sobre amortiguada:
 - Evitar picos en la respuesta: Al seguir una respuesta escalón, el pasar por sobre la referencia (overshoot) puede ser brusco, y a pesar que en la simulación el sistema no se desestabilice, en la

realidad puede hacerlo ya que podría salir de la zona donde el modelo lineal aproxima con precisión al modelo.

- Evitar oscilaciones: Una respuesta oscilatoria puede sacar al sistema de su zona lineal y además es más probable que se dé resonancia que desestabilice al sistema si hay errores en alguno de los parámetros usados o ciertas perturbaciones.
- Reducir el error en estado estable: Esto mantiene con mayor seguridad al sistema dentro del rango lineal. El efecto necesario es el realizado por el control integral.
- Rechazar perturbaciones: La ganancia DC del controlador ayuda con ésta tarea.
- Limite de corriente: Es importante además garantizar que la señal de control necesaria no exceda los 4 amperios que puede suministrar el driver de corriente (ver capítulo 5: Implementación). Para asegurar esto, se incluye un bloque de saturación entre el controlador y la planta en la simulación.

De éste modo, se prefiere un controlador que dé una repuesta sin oscilaciones ni picos, aunque tenga un tiempo de respuesta mayor que otro más rápido pero que presente picos u oscilaciones superiores en magnitud. Tomando en cuenta éstas consideraciones, se sintonizaron las ganancias del controlador PID a las siguientes, con su función de transferencia correspondiente:

$$\begin{aligned}
 k_p &= -20 \\
 k_d &= -20 \\
 k_i &= -2 \\
 \frac{I(s)}{X(s)} &= k_p + k_d s + k_i \frac{1}{s}
 \end{aligned}$$

Ecuación 3.6

Las ganancias del controlador tienen signo negativo para compensar el signo negativo que tiene también la ganancia de la función de transferencia de la planta.

La Figura 3.7 muestra el lugar de las raíces y la gráfica de Bode para el sistema con el controlador descrito. Se puede observar cómo los ceros adicionales atrajeron las raíces hacia la porción izquierda del plano complejo logrando la estabilidad del sistema (nuevamente, los polos del sistema para las ganancias indicadas se marcan por los cuadrados rojos).

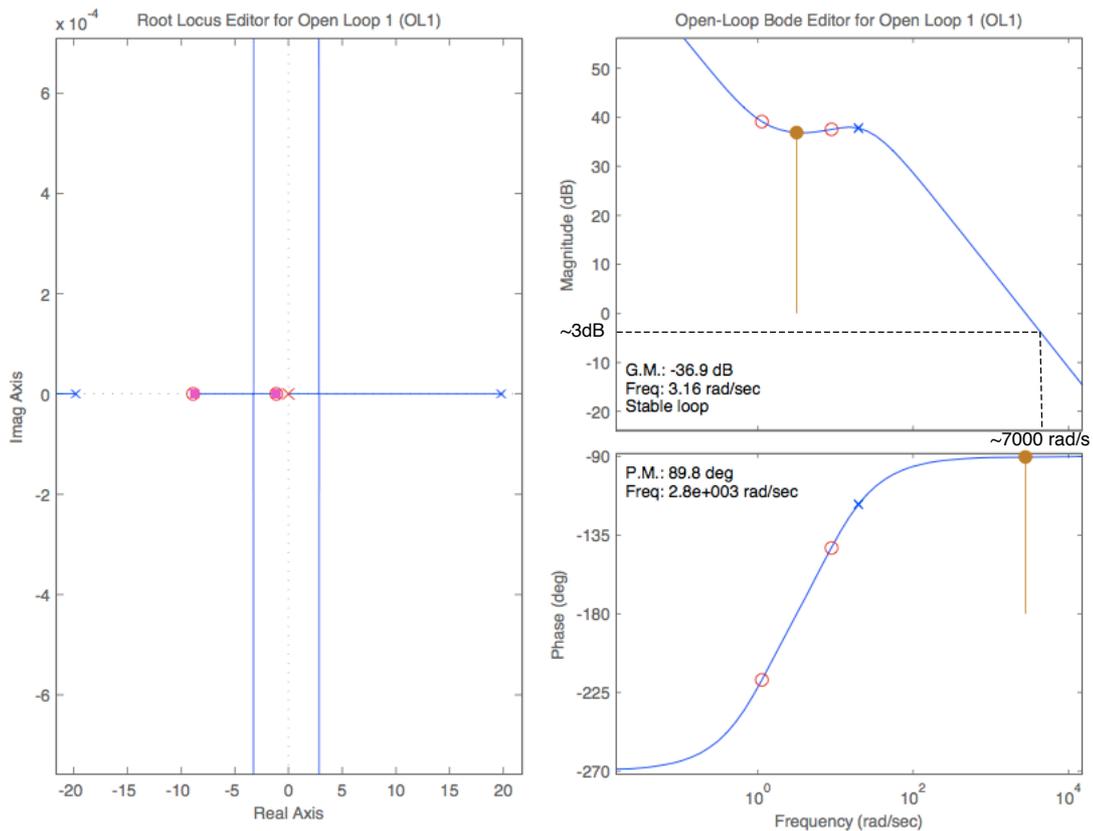


Figura 3.7: Lugar de las raíces y gráfica de Bode para el sistema con controlador de posición continuo

A continuación se discuten los efectos de la discretización. Generalmente la tasa de muestreo debe ser de unas 20 veces el ancho de banda del sistema o más rápida para asegurar que el controlador digital iguale el desempeño del controlador continuo (Franklin et. al., 649). Esto se debe primeramente al teorema de Nyquist, según el cual debe muestrearse una señal al menos al doble de frecuencia de su ancho de banda para garantizar poder recuperarla sin alteración. Segundo, debe garantizarse que la señal sea muestreada un número mínimo de veces durante el tiempo de estabilización de la señal (settling time) de modo que el controlador digital se ejecute varias veces en éste lapso y modifique

adecuadamente el esfuerzo de control. Una regla empírica para determinar esta tasa de muestreo es de unas 10 veces la tasa determinada por el Teorema de Nyquist, es decir en total la frecuencia de muestreo debe ser de unas 20 veces el ancho de banda del sistema.

Según la gráfica de Bode de la Figura 3.7: Lugar de las raíces y gráfica de Bode para el sistema con controlador de posición continuo, el ancho de banda del sistema (el valor de frecuencia para el cual la magnitud cruza por los -3dB) es de aproximadamente 7000 rad/s, lo cual corresponde a 1.1KHz. De éste modo, se requeriría una frecuencia de muestreo de 22 KHz para garantizar el mismo desempeño del controlador análogo. Sin embargo, la implementación en el dsPIC permite una frecuencia de muestreo de 5.5 KHz (ver capítulo 5).

Para evaluar el impacto de usar una frecuencia de muestreo menor a la ideal, se realiza una simulación modelando el efecto del muestreo con un retardo (delay). El valor del esfuerzo de control discreto consiste de pasos que, en promedio, están retrasados con respecto a la onda análoga en $T_s/2$, donde T_s es el periodo de muestreo (Franklin et.al, 649). La Figura 3.8 ilustra éste desplazamiento debido a la operación de mantener constante la salida hasta el siguiente ciclo.

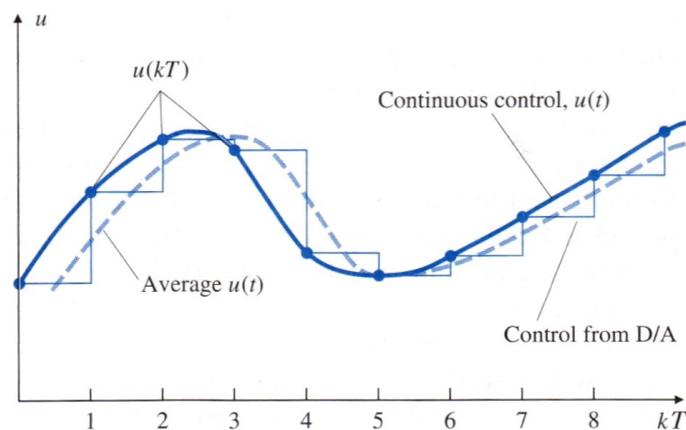


Figura 3.8: Comparación de una salida de control análoga y una discreta mostrando el retardo que se produce entre las dos (tomado de Franklin et. al. 650)

Tomando esto en cuenta, la Figura 3.9 muestra las simulaciones en Simulink de la planta con controlador sin retardo y con retardo para la misma señal de referencia que oscila 0.5 cm alrededor de la posición de equilibrio de 5 cm. El retardo corresponde a la mitad del tiempo de muestreo correspondiente a los 5.5 KHz implementados en el dsPIC (ver capítulo 5).

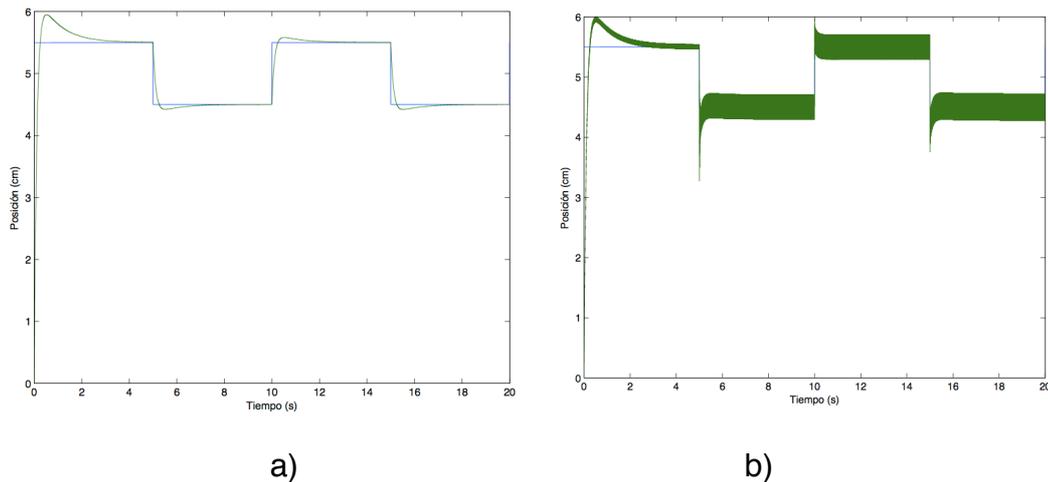


Figura 3.9: Simulaciones de la planta con controlador PID a) sin retardo (continuo) y b) con retardo (simula controlador discreto)

El efecto del retardo es claro: causa oscilaciones constantes y picos en los cambios de posición. Dichos efectos tienden a desestabilizar al sistema a pesar de que en las simulaciones la respuesta sea oscilatoria pero estable debido a que no todos los factores han sido modelados. Esto demuestra la importancia de velocidades altas de muestreo para éste sistema en particular.

Finalmente se muestra el resultado de la simulación para menores variaciones (1 mm) alrededor del punto de equilibrio de 5cm en la Figura 3.10, para lo cual es más probable que el sistema físico sea estable. Se tiene un pico considerable en el paso inicial de 0 a 5 cm pero en a implementación se empezaría sosteniendo al disco en los 5 cm y se lo soltaría al encender el controlador, de modo que esto no es un inconveniente.

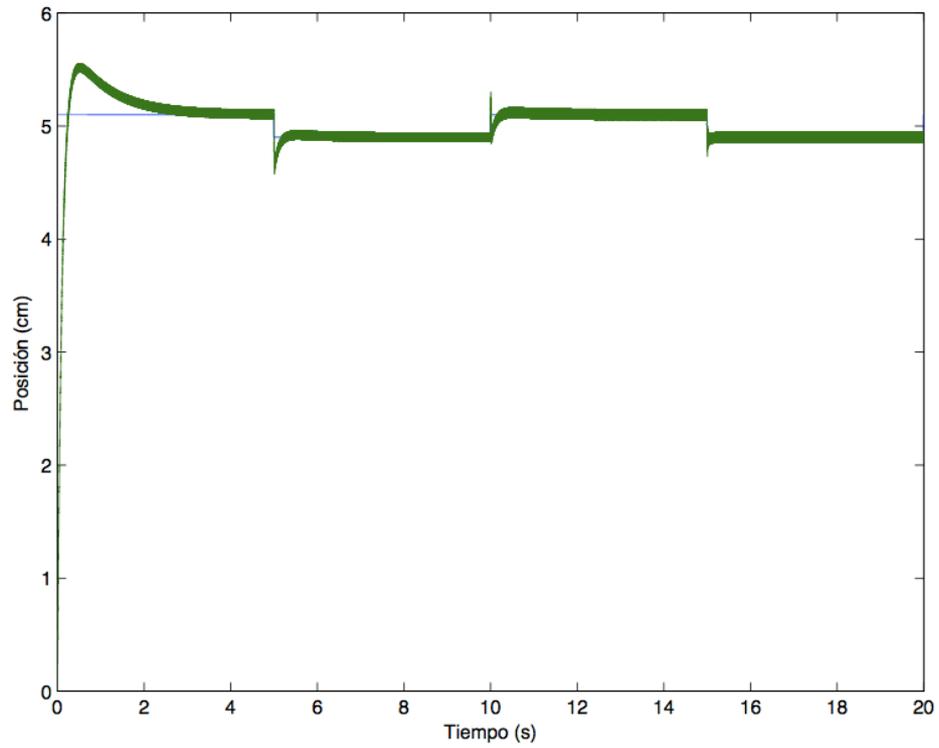


Figura 3.10: Simulaciones de la planta con controlador PID y con retardo (simula controlador discreto)

Capítulo 4: Implementación

En el presente capítulo, se describe la implementación física de los distintos elementos del sistema. Como referencia de su integración dentro del esquema global, se reproduce a continuación la Figura 1.6:

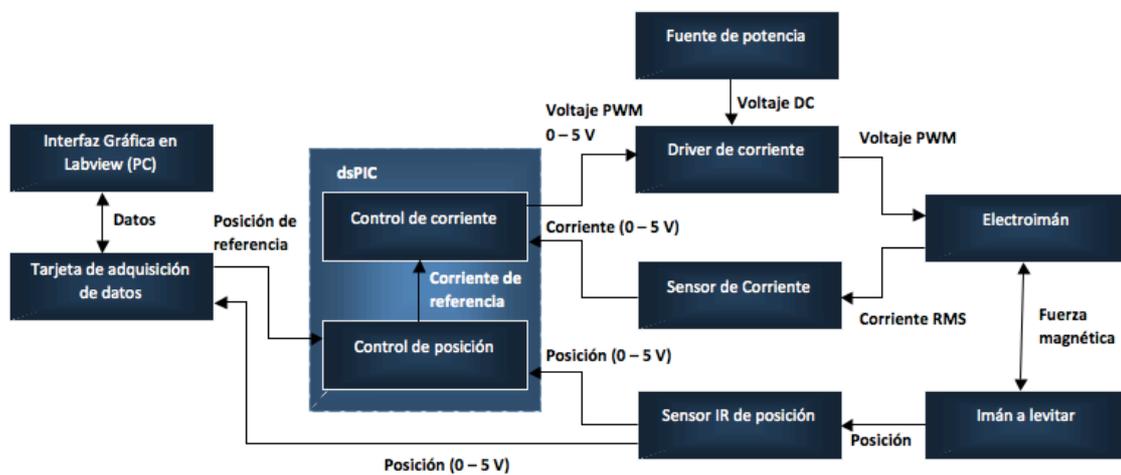


Figura 4.1: Diagrama general de los elementos del sistema y su interconexión

4.1. Electroimán y disco que levita

El electroimán utilizado se diseñó pensando en la fuerza magnética necesaria para poder estabilizar al disco en un rango de unos 10 cm de distancia al electroimán. Se realizaron experimentos preliminares para dimensionar al electroimán, primeramente con cable bobinado sobre pernos de hierro y luego con cable bobinado alrededor de un núcleo en forma de E, para confirmar cuantitativamente parámetros de diseño como:

- Forma del campo magnético: El núcleo de hierro del electroimán concentra el campo magnético generado por el cable bobinado a lo largo del eje central del bobinado. De la prueba con un núcleo en forma de E, se

descubrió que éste concentraba el campo magnético sólo en una región muy cercana al electroimán, de modo que se prefirió un núcleo en forma de T que extienda al campo magnético con la misma intensidad más lejos por debajo del electroimán.

- Corrientes de Eddy (Foucault): El núcleo usado es laminado, es decir está compuesto por numerosas láminas de hierro aisladas entre sí. Esto evita que se generen corrientes inducidas en el núcleo ferromagnético, lo cual causa pérdidas y calentamiento.
- Corriente máxima: El cable utilizado debe tener un diámetro suficiente para aguantar la corriente que fluye por la bobina. A mayor corriente, mayor fuerza magnética.
- Número de vueltas: A mayor número de vueltas del bobinado, se ejerce una mayor fuerza magnética teniendo la misma corriente. Sin embargo, un mayor número de vueltas también causa una inductancia mayor, lo cual hace más lenta a la respuesta en corriente. Además, aumenta la resistencia del bobinado, por lo cual se requiere un voltaje mayor para establecer la misma corriente y se disipa más potencia como calor. Se debe buscar un balance entre éstos parámetros.
- Calentamiento: Como se menciona en (Yang et al., 360), el calentamiento del electroimán causa cambios en la resistencia del bobinado, requiriéndose más potencia para mantener la misma corriente. A pesar de que la corriente se puede regular mediante un controlador de corriente, es deseable reducir al máximo posible el problema del calentamiento.

Tomando en cuenta éstos factores, se utilizó el electroimán descrito en la Figura 4.2:

Alambre	1.4 mm, calibre 18, cobre esmaltado
Núcleo	Hierro laminado, forma de T
Número de vueltas	630
Inductancia (L)	107.1 mH (a 1KHz)
Resistencia (R)	2.8 Ω

Figura 4.2: Tabla de características del electroimán

Una fotografía del electroimán utilizado se puede observar en la Figura 4.3.

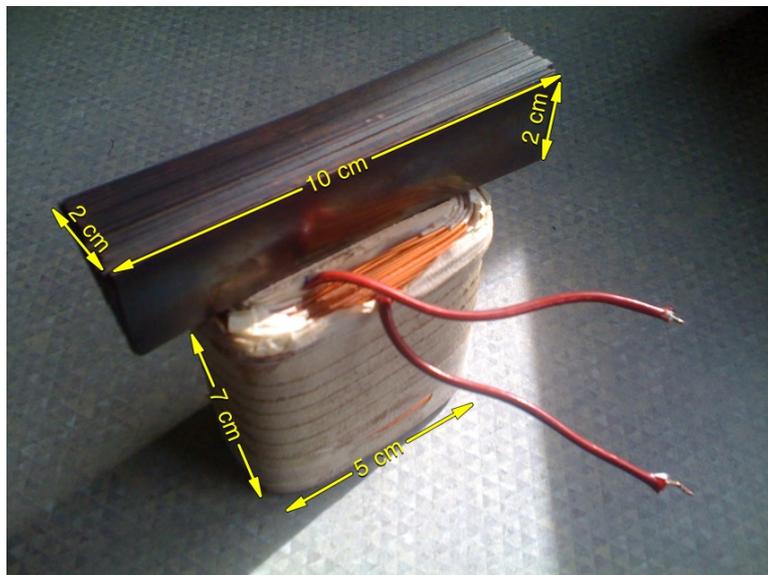


Figura 4.3: Fotografía del electroimán utilizado

En cuanto al disco que levita, los siguientes factores se tomaron en cuenta en el diseño:

- **Material del disco:** Si se introduce un imán en el disco, se obtiene una fuerza magnética mayor sobre éste que si sólo se utiliza un material ferromagnético como hierro o acero, debido a que contribuye con su propio campo magnético.
- **Reflectividad y superficie:** El imán se introdujo en un disco de poliestireno de unos 8 cm de diámetro. Esto se realizó tomando en cuenta que se va a utilizar un sensor infrarrojo de distancia, en el cual es importante de el haz

infrarrojo se refleje adecuadamente (sobre una superficie grande de lo posible y con buena reflectividad).

La Figura 4.4 resume las características del disco y la Figura 4.5 es una fotografía del disco utilizado:

Material	Imán de neodimio (NIB) dentro de disco de poliestireno
Dimensiones	Disco: 8cm de diámetro, 1 cm de profundidad Imán: 3 imanes de 1.8 cm de diámetro y de 0.3 cm de profundidad juntos y colocados en el centro del disco
Masa	22.6 gramos

Figura 4.4: Tabla de características del disco



Figura 4.5: Fotografía del disco utilizado

A partir de los parámetros obtenidos del sistema de la ecuación 3.6 y utilizando la ecuación 2.12, se puede demostrar que el electroimán es capaz de generar una fuerza más que suficiente para levitar al disco en la posición de 10 cm usando la corriente máxima de 3.8 A:

$$f_m = C \frac{i^2}{x^2} = 282500 \frac{gcm^3 (3.8A)^2}{A^2s^2 (10cm)^2} = 0.41N$$

$$f_g = mg = 0.0226Kg \cdot 9.8 \frac{m}{s^2} = 0.22N$$

$$f_m > f_g$$

4.2. Driver de Corriente

El circuito driver de corriente es el encargado de regular el voltaje de potencia que se envía al electroimán para regular así la corriente que pasa por éste. Dado que se utiliza un microprocesador, las señales de control son digitales, por lo cual se requiere de la técnica de PWM para regular el voltaje promedio enviado a la bobina.

El microprocesador envía una señal de voltaje PWM de amplitud 5 V al circuito driver de corriente. Éste circuito se encarga de dejar pasar o no corriente en la bobina dependiendo de si la señal PWM está en el nivel alto o bajo. Como el electroimán posee una inductancia considerable, funciona como un filtro pasabajos, de modo que se establece una corriente promedio DC en la bobina dependiente del ciclo de trabajo (ancho de pulso) de la onda PWM.

El elemento clave del circuito es el MOSFET, el cual actúa como un switch de alta velocidad, que conecta o desconecta el voltaje de potencia al electroimán según la onda PWM enviada por el microprocesador.

Por otro lado, el circuito aísla la parte de control de la de potencia mediante el uso de un optoacoplador, evitando sobre corrientes provenientes de la parte de potencia que puedan dañar al microprocesador.

El circuito driver de corriente se encuentra en la Figura 4.6.

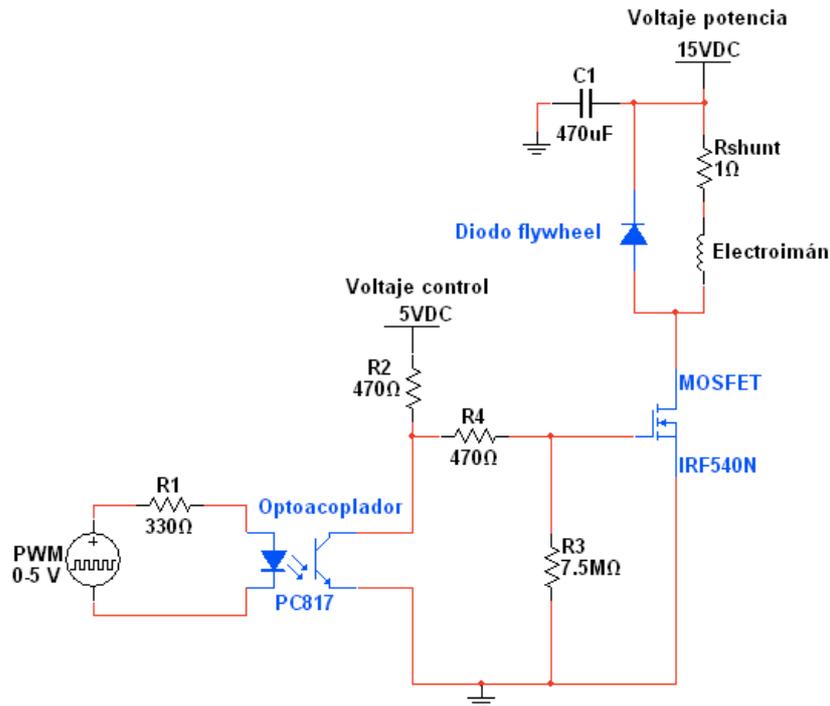


Figura 4.6: Circuito driver de corriente

4.2.1. Consideraciones de diseño

- Corriente máxima: De los experimentos con el electroimán, se determina que una corriente de 0 A a 3.8 A es suficiente para equilibrar al disco en el rango requerido. De éste modo, elementos como el bobinado del electroimán, el MOSFET y el diodo flywheel deben tolerar una corriente continua de al menos 4 A.
- Velocidad de conmutación: Debido a que se utiliza una onda PWM de alta frecuencia (20 KHz), los elementos del circuito deben poder conmutar a una velocidad suficiente. Debido a esto se utiliza un MOSFET en vez de un BJT, y el diodo flywheel es de conmutación rápida al igual que el optoacoplador.
- Disipación de calor: Dada la considerable corriente que utiliza el circuito, se requiere un disipador de calor en el MOSFET.

4.2.2. Funcionamiento

Cuando la señal PWM se encuentra en 0, el optoacoplador no conduce, de modo que establece el voltaje de 5 V de alimentación de control en la compuerta del MOSFET. Esto hace que el MOSFET conduzca, lo cual cierra el camino a tierra para el electroimán, aplicándose así 15 V sobre éste y conduciendo corriente sobre el electroimán.

Cuando la señal PWM cambia a 5 V, el optoacoplador conduce, conectando a tierra la compuerta del MOSFET, haciendo que éste deje de conducir y por ende cortando la alimentación de potencia al electroimán. Sin embargo, por la propiedad de un inductor de oponerse al cambio de corriente, éste va a tratar de mantener la corriente y cómo hay un circuito abierto entre la fuente y el drenaje del MOSFET, se requiere otro camino de escape de la corriente. Es aquí cuando el diodo flywheel entra en acción, cerrando el lazo para permitir descargar a la bobina.

R2 funciona a manera de resistencia pullup, R4 y R3 limitan la corriente en la compuerta del MOSFET para protegerlo en la carga y descarga. R1 limita la corriente a la entrada del optoacoplador. El optoacoplador aísla la señal de control proveniente del procesador de los voltajes usados en el driver, como protección.

Debido a que el electroimán consume una cantidad considerable de corriente, los cambios de voltaje y corriente en la bobina causan picos de voltaje en la fuente debido a corrientes que regresan a la fuente. Para estabilizar el voltaje en la fuente, primero se enrollan los cables de alimentación entre sí para que se supriman los picos mediante inducción mutua entre los cables. Adicionalmente, se coloca el capacitor C1 entre las terminales de la fuente para mantener el voltaje estable. La Figura 4.7 a) hasta c) muestran los efectos sobre el voltaje en la fuente de éstos cambios:

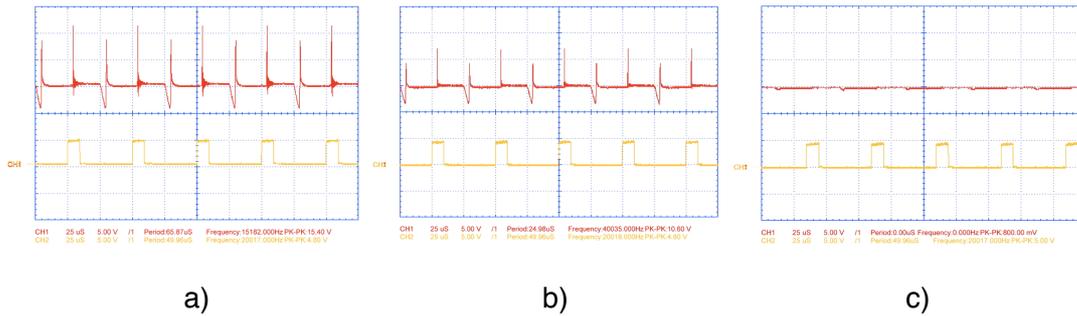


Figura 4.7: Formas de onda de voltaje en la fuente de alimentación de potencia (superior) y voltaje PWM de control inferior a) Solamente la fuente, b) Con cables enrollados c) Cables enrollados y capacitor estabilizador

4.2.3. Curva de respuesta

Se caracterizó la respuesta del voltaje rms en la bobina con respecto al ciclo de trabajo (duty cycle) porcentual. Se realizó un experimento en el cual se midió el voltaje rms en la bobina para distintos ciclos de trabajo PWM aplicados. Los resultados se pueden ver en la Figura 4.8:

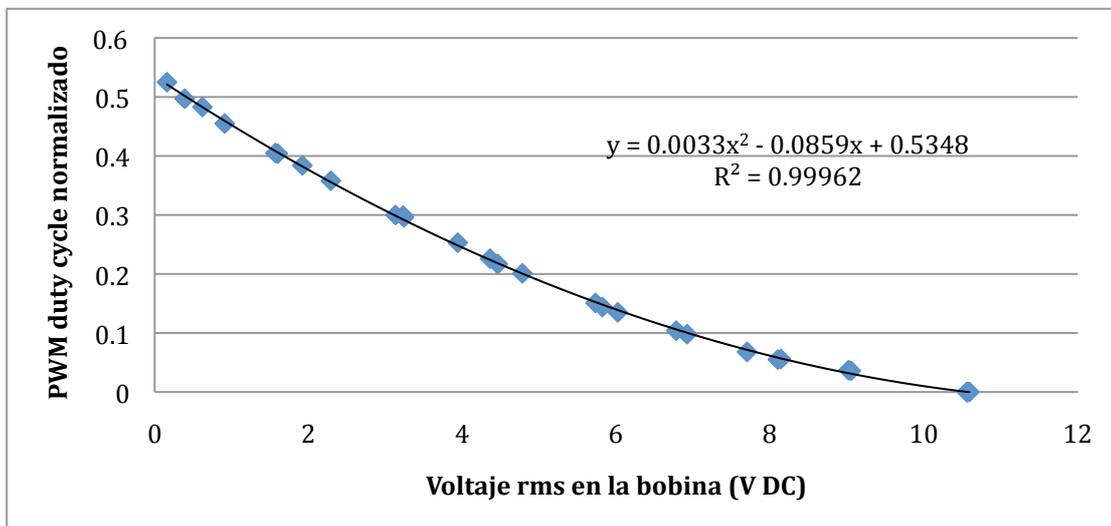


Figura 4.8: Respuesta de voltaje en la bobina contra el ciclo de trabajo PWM

Mediante un ajuste de los datos de la Figura 4.8 a una función polinómica de segundo orden, se obtiene la ecuación 4.1 que caracteriza al drive de corriente:

$$duty = 0.003v^2 - 0.085v + 0.534 \quad \text{Ecuación 4.1}$$

donde duty es el duty cycle normalizado (entre 0 y 1) necesario para aplicar un voltaje rms v al electroimán. La razón por la cual se utilizó la función duty cycle vs. voltaje y no la más aparente voltaje vs. duty cycle es debido a que ésta es la ecuación que se requiere en la programación.

4.3. Sensor de corriente

Dado el problema de calentamiento descrito en la implementación del electroimán, se requiere una medición de la corriente para asegurarse de que esté en el valor deseado. Para ello se implementa el sensor de corriente de la Figura 4.9. Rshunt es la misma que se encuentra en el circuito driver de corriente de la Figura 4.6 y que se encuentra en serie con la bobina del electroimán.

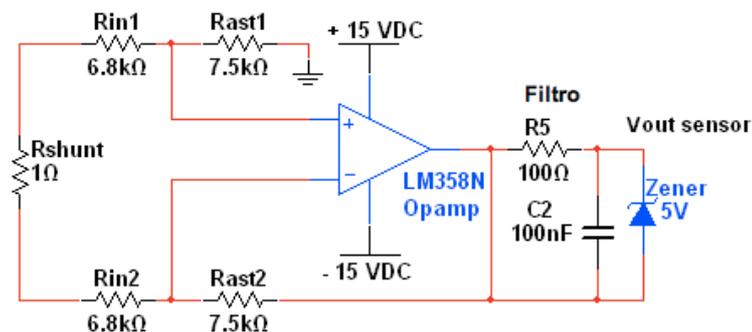


Figura 4.9: Circuito del sensor de corriente

4.3.1. Consideraciones de diseño y funcionamiento

Básicamente, el sensor de corriente funciona poniendo a la resistencia Rshunt en serie con la bobina del electroimán, de modo que la misma corriente atraviese ambos elementos. El valor de voltaje a través de Rshunt será proporcional a la corriente que la atraviesa.

El resto del circuito es un amplificador diferencial, que acondiciona el voltaje medido a través de Rshunt a un voltaje de 0 a 5 V que pueda ser usado por el

procesador según la ecuación 4.2. Se asegura no sobrepasar los 5V mediante un diodo Zener a la salida para evitar sobre voltajes sobre el procesador.

$$V_{out} = \frac{R_{ast}}{R_{in}} V_{shunt}$$

Ecuación 4.2

Además se tiene un filtro RC, formado por R5 y C2, para dar al sensor una respuesta más suave y se mida la corriente rms a pesar de posibles picos por ruido proveniente de la conmutación a alta velocidad en la bobina. Observando la salida en el osciloscopio se observa que dicho ruido tiene una frecuencia de alrededor de 20 KHz, de modo que se diseña al filtro RC con una frecuencia de corte (f_c de la ecuación 4.3) de aproximadamente 16 KHz para no atenuar la señal DC deseada ni hacer más lenta la respuesta del sensor al cortar frecuencias más bajas.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Ecuación 4.3

Es importante que Rshunt sea una resistencia de potencia (se utiliza una de 10W), ya que circula una corriente considerable por ella. Además, se diseña a Rshunt con un bajo valor de resistencia (1 ohm), para evitar que se disipe mucha potencia como calor en ella.

4.3.2. Curva de respuesta

Se realizó un experimento en el cual se midió el voltaje de salida del sensor de corriente variando la corriente en la bobina mediante la aplicación de una onda PWM en la cual se varió el duty cycle, obteniéndose los resultados de la Figura 4.10. El valor de la corriente en la bobina se midió utilizando un amperímetro en serie con ésta.

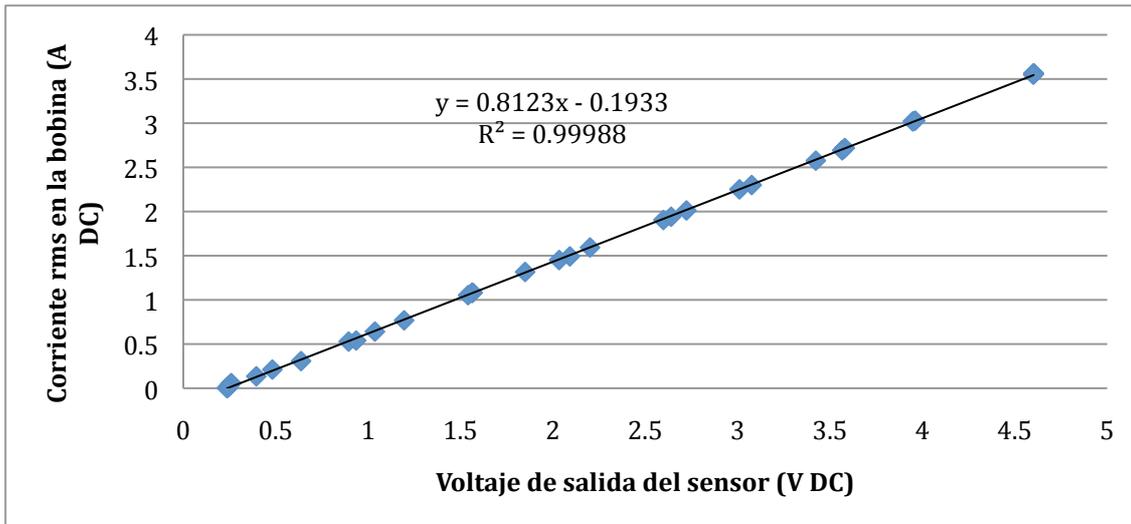


Figura 4.10: Curva de respuesta del sensor de corriente

La ecuación 4.4, que caracteriza al sensor de corriente, se obtuvo aplicando una regresión lineal a los datos de la Figura 4.10:

$$i_{rms} = 0.812v_{out} - 0.193 \quad \text{Ecuación 4.4}$$

donde i_{rms} es la corriente media en la bobina y v_{out} es el voltaje de salida del sensor.

4.4. Sensor de distancia

El sensor de distancia es básico para la estabilización del disco ya que provee la señal retroalimentada al sistema de control. El sensor se basa en dos diodos led infrarrojos emisores y en un diodo led infrarrojo receptor. La señal de salida depende de la intensidad de luz infrarroja reflejada que llega al diodo receptor. La Figura 4.11 muestra la configuración de los elementos del sensor con respecto al disco y la forma de los haces de luz emitidos y reflejados:

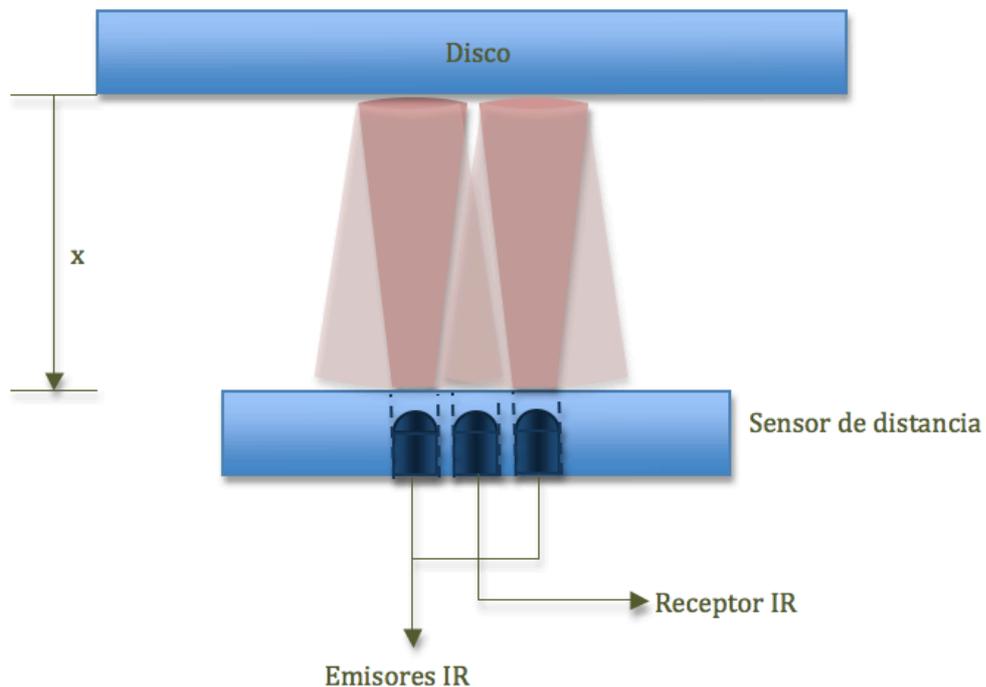


Figura 4.11: Distribución de los elementos del sensor de posición y de los haces de luz IR emitidos y reflejados con respecto al disco

4.4.1. Consideraciones de diseño

- Posicionamiento del sensor: Se colocan los emisores a los dos lados del receptor para que ambos contribuyan igualmente a la luz reflejada. La distancia a la que se coloca el sensor con respecto a la posición más baja en la cual se diseña que estaría el disco también debe escogerse cuidadosamente, procurando que el disco se encuentre dentro del rango de operación más lineal posible del sensor.

Para esto, se realizó un experimento en el cual se movió al disco desde estar tocando al sensor alejándolo poco a poco hasta cierta distancia y se registró la señal de salida en el osciloscopio. La forma de onda correspondiente se puede ver en la Figura 4.12:

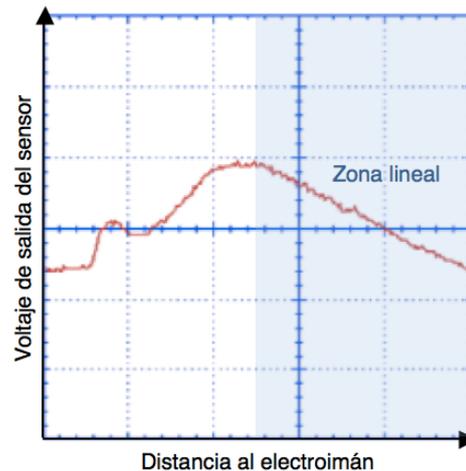


Figura 4.12: Experimento para determinar la respuesta del sensor. Señal de salida del sensor de posición con respecto a distancia al sensor incrementándose de izquierda a derecha

De la Figura 4.12 se puede observar que el sensor tiene una respuesta aproximadamente lineal e inversamente proporcional a la distancia en la zona sombreada, antes de la cual la señal es proporcional a la distancia y además tiene un pico indeseable. El cambio se debe a que al estar muy cerca el disco al sensor, los haces de luz emitidos se reflejan de vuelta a su origen, sin llegar al receptor.

Para todo rayo de luz que rebota sobre una superficie, el ángulo de la luz reflejada debe ser igual al de la luz incidente. Esto determina la forma del haz reflejado. Cuando se aleja el disco, el ángulo del haz reflejado se amplía, de modo que el haz de luz se dispersa llegando una menor intensidad al receptor. Es debido a esto y en menor medida a la dispersión de la energía del haz de luz por colisiones contra las moléculas del aire que se tiene una luz incidente sobre el receptor inversamente proporcional a la distancia al objeto en la zona lineal.

- Rango de operación: A diferencia de otros sensores descritos en trabajos como (Li, 484), (Yang et. al, 360) o (Guillermo, 2) que son bastante precisos y lineales pero diseñados para oscilaciones pequeñas alrededor

de una posición, el sensor descrito en el presente trabajo está diseñado para un rango amplio de movimiento del disco a levitar.

Dichos sensores se basan en un led emisor y un receptor que puede ser un arreglo de fotodiodos, un led receptor o una fotoresistencia. Ambos elementos se encuentran frente a frente con el haz de luz siendo parcialmente interrumpido por el objeto que levita.

Sin embargo, el sensor del presente trabajo dispone de distinta manera al emisor y al receptor para ampliar el rango de operación.

- Interferencia de luz ambiente: Dado que la luz solar contiene un componente infrarrojo importante, la luz ambiente también es percibida por el receptor, haciendo que la medida sea diferente en días soleados o nublados por ejemplo.

Para reducir éste efecto, primeramente se usan dos emisores para hacer más intenso al haz de luz de modo que la interferencia de luz ambiente sea menos considerable respecto a la señal de los emisores. Por otro lado, se redujo la luz ambiente que entra al sistema conteniéndolo en una caja cerrada por tres de sus lados y colocando al levitador en un ambiente con luz artificial, en la cual la componente infrarroja no varía.

Una solución más robusta y elegante a éste problema es modular la señal de luz emitida a alta frecuencia y de modularla en el receptor, de modo que sólo la señal reflejada determine la salida. Éste tema se describe más en las conclusiones y recomendaciones y en (Mehta).

- Tiempo de respuesta: Se probó inicialmente un sensor de distancia Sharp GP2Y0A21YK0F (ver datasheet en el anexo C). Dicho sensor utiliza un método de triangulación del haz reflejado lo cual lo hace muy robusto e inmune a la reflectividad del objeto y a la interferencia de la luz ambiente. Sin embargo, éste método requiere cierto tiempo de procesamiento durante el cual la señal no puede variar. Éste efecto se puede observar en la Figura 4.13, la cual es la forma de onda del voltaje de salida del sensor para posiciones cambiantes del disco:

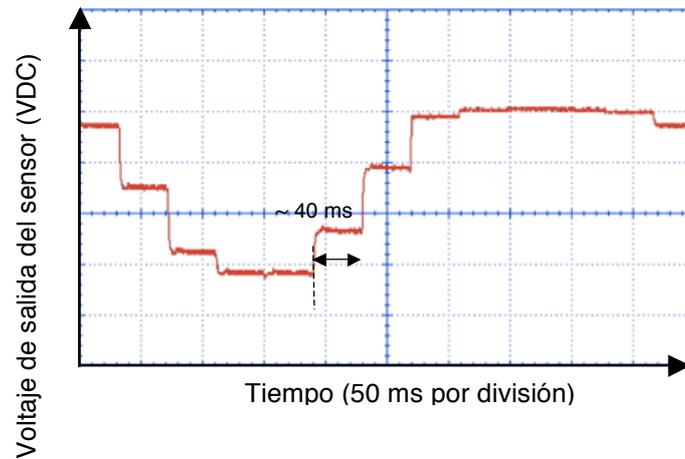


Figura 4.13: Salida del sensor de distancia Sharp GP2Y0A21YK0F que muestra el tiempo de procesamiento que requiere

De la Figura 4.13 se puede deducir que el tiempo de procesamiento es de unos 40 ms. Esto se puede modelar como un retardo de transporte, lo cual afecta a la estabilidad del sistema. Dicho efecto se comprobó experimentalmente comparando la respuesta del sistema con controlador de posición entre el sensor GP2Y0A21YK0F y el usado definitivamente.

Debido a éste efecto, se decidió no usar el sensor GP2Y0A21YK0F sino un sensor puramente análogo, que no requiera ningún procesamiento.

- Como se aprecia en la Figura 4.11, el haz de luz de los emisores rebota sobre el objeto y el haz reflejado combinado incide sobre el receptor. Normalmente, un diodo LED emite un haz cónico de unos 20° alrededor de su eje central. Sin embargo, para hacer más enfocado al sensor, los LEDs se colocan dentro de un agujero que hace que su haz se enfoque aún más.

4.4.2. Funcionamiento

El circuito usado para el sensor es el de la Figura 4.14:

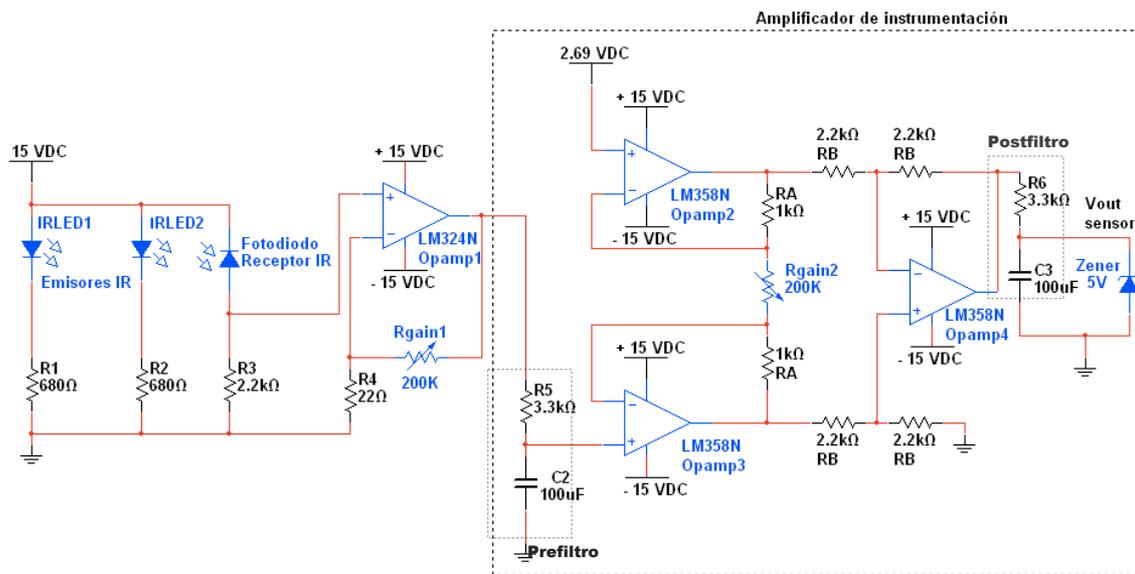


Figura 4.14: Circuito esquemático del sensor de posición

La primera etapa es básicamente un circuito que energiza a los diodos emisores con sus respectivas resistencias limitadoras de corriente. Los mismos 15 V polarizan inversamente al diodo IR receptor. Al incidir más luz sobre el receptor, aumenta la corriente inversa sobre el fotodiodo y por ende el voltaje sobre R3. Éste voltaje se amplifica mediante el circuito amplificador no inversor de opamp1. A pesar que R_{gain1} permite regular la ganancia, existe un desplazamiento (offset) de voltaje DC y para mejorar la resolución del sensor se requiere maximizar el rango, en éste caso de los 0 a 5 V que permiten las entradas del procesador.

El circuito amplificador de instrumentación se encarga del acondicionamiento de la señal, eliminando dicho offset y escalando la señal por lo descrito en ecuación 4.5, donde V_{in} es el voltaje que ingresa al amplificador de instrumentación. La resistencia R_{gain2} y el voltaje (2.69 V DC en la implementación descrita) que se sustrae de V_{in} permiten calibrar al sensor si se deseara cambiar su rango de operación o si se establece otra condición de iluminación.

$$V_{out} = (V_{in} - 2.69) \left(1 + \frac{2R_A}{R_{gain2}} \right)$$

Ecuación 4.5

Dado que se mide un ruido de alta frecuencia en el voltaje de salida, se introduce un prefiltro RC a la entrada del amplificador de instrumentación y un postfiltro igual a su salida. Ambos filtros se diseñan para tener una frecuencia de corte de aproximadamente 500 Hz según la ecuación 4.3. Se adiciona un diodo Zener que limite la salida a 5 V para evitar posibles sobre voltajes al procesador.

4.4.3. Curva de respuesta

Para obtener la curva de respuesta del sensor, se realizó un experimento en el cual se midió el voltaje de salida del sensor para varias posiciones del disco. Los resultados se observan en la curva de la Figura 4.15, la cual se obtiene realizando una regresión lineal a los datos del experimento. La curva se describe por la ecuación 4.6 que caracteriza al sensor.

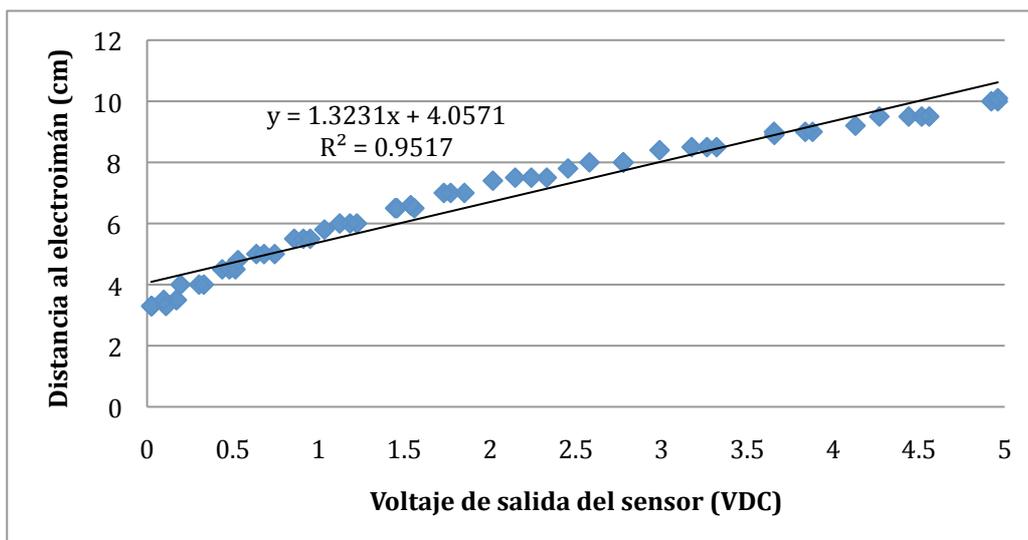


Figura 4.15: Respuesta experimental del sensor de distancia

$$x = 1.3231V_{out} + 4.0571$$

Ecuación 4.6

donde x es la distancia del electroimán al disco en centímetros y V_{out} es el voltaje de salida del sensor de posición. La razón por la cual se obtiene la función distancia vs. voltaje y no la más aparente de voltaje vs. distancia es debido a que la ecuación así obtenida se requiere en la programación.

4.5. Implementación en el dsPIC

4.5.1. Elección del microcontrolador

Alternativa 1:

Para la implementación de los algoritmos de control, se utiliza el microcontrolador dsPIC30F4013. Se eligió dicho microcontrolador debido a su versatilidad en cuanto a tener entradas análogas, entradas y salidas digitales y salidas PWM necesarias para el control del driver de corriente descrito. Por otro lado, se eligió al dsPIC debido a que combina las características de un microcontrolador con las de un procesador digital de señales (DSP). El dsPIC posee un motor DSP, es decir una sección con su propia memoria, buses, registros de almacenamiento, etc. e instrucciones de software para realizar operaciones DSP (sumas, restas, multiplicaciones, filtros IIR y FIR) simultáneas y a alta velocidad.

Alternativa 2:

Inicialmente, se consideró implementar el control en el programa Labview, utilizando una tarjeta de adquisición de datos NI PCI6014 como interfaz entre Labview y el hardware, sin embargo se comprobó experimentalmente que esto introduce un tiempo de muestreo y de procesamiento mayor al logrado en el dsPIC, lo cual no es deseable ya que el sistema es inherentemente inestable y no lineal, requiriendo un procesamiento lo más rápido posible para su control. Factores que causan estos retardos son el tiempo que tarda la tarjeta de adquisición de datos en muestrear las señales, retardos de comunicación entre la

tarjeta y la computadora y tiempos de procesamiento variables en Labview debido a que debe compartir los recursos con otras aplicaciones de Windows.

Alternativa 3:

Otras posibles alternativas de implementación de los controladores para enfrentar el problema de la velocidad de muestreo y de procesamiento son implementar el controlador en un sistema Real Time, en el cual se desarrolla la programación en una computadora host y luego se descarga el programa a una computadora target, en la cual se tiene un sistema operativo primitivo exclusivamente para la aplicación Real Time, sin necesidad de compartir recursos con otras aplicaciones.

La computadora target puede ser una PC de escritorio, un controlador industrial o dispositivos de control programables como un FPGA o Compact RIO (Reconfigurable Input Output) de National Instruments. Dado que se reprograma su hardware en sí, los dispositivos FPGA y CompactRIO son especialmente apropiados para la tarea ya que pueden alcanzar velocidades de procesamiento muy altas. Sin embargo, su costo considerablemente mayor es un limitante, por lo cual no se implementó esta opción.

Dos opciones para dicha implementación son xPC Target de MathWorks, que permite programar en Simulink y Real Time Labview Module, el cual está diseñado para la programación gráfica de Labview. Más información sobre éstas opciones se encuentra en la guía de xPC target (The Mathworks, 1), y en la guía Building a Real-Time System with NI Hardware and Software (National Instruments).

4.5.2. Representación de variables en formato Q

El formato $Q_m.n$ es un formato de punto fijo en el que se utilizan m bits para representar en complemento 2 la parte entera de un número y n bits para representar en complemento 2 la parte fraccionaria. Son necesarios $m + n + 1$ bits para almacenar un número en formato $Q_m.n$ con signo o $m + n$ bits para

representar números sin signo. El rango entero representable está dentro del intervalo $(-2^m, 2^m - 2^{-n})$ con una resolución de 2^{-n} .

Para ilustrar el uso de este formato por ejemplo en un sistema digital de 16 bits con una representación numérica en formato Q3.12 se utilizan 3 bits para representar los números enteros y 12 para decimales, el bit más significativo es el bit de signo.

Signo	E	E	E	d	d	d	d	d	d	d	d	d	d	d	d
-------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

La resolución para este ejemplo sería:

$$\frac{1}{2^{12}} = 0.000244140625$$

La correspondencia entre la magnitud interpretada y el valor de 16 bit almacenado en el DSP es la siguiente:

(-8: 7.99975585938)

(-8000: 7FFF)

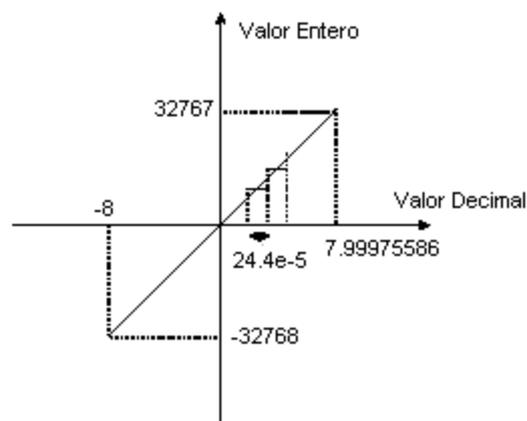


Figura 4.16: Gráfico ilustrando el rango representable en el formato Q3.12

En la presente aplicación se utilizó la representación Q1.15 también conocido como Q15. Dicho formato permite representar números en el rango de -1 hasta 1. Esto evita complicaciones como desbordamiento (overflow) dado que la multiplicación de números con valor absoluto menor a 1 resulta en un valor

también menor a uno. Ésta representación se conoce también como fraccional en procesamiento digital de señales.

4.5.3. Control de corriente y de posición basado en el modelo simplificado lineal

El programa de control se implementa en el dsPIC mediante un lazo infinito y tres interrupciones con las siguientes tareas al producirse la interrupción (interrupt service routine) y orden de prioridad (un número de prioridad mayor significa preferencia de ejecución sobre interrupciones de menor orden de prioridad):

Main:

- Inicializaciones, configuración registros de control del ADC (formato de la lectura, entradas análogas que se muestrean, velocidad de muestreo), CORCON Core Control Register (tipo multiplicación en motor DSP: signed fractional), Entradas y Salidas, Interrupts (prioridades, activar ciertos interrupts), Timers (modo de operación, frecuencia).
- Inicia lazo infinito

Prioridad 1: Timer1 Interrupt

- Se configura al timer para generar la interrupción con una frecuencia de 132.288 KHz.
- Al producirse la interrupción, ordena que se inicie el muestreo y la conversión análoga digital de las entradas análogas del dsPIC.

Prioridad 2: ADC Interrupt

- Interrumpe cuando se completa la conversión A/D. La frecuencia a la que sucede esto es de 11.024 KHz.

- Ejecuta el control de corriente, mediante un filtro IIR que implementa la ecuación de control 4.3 (del capítulo 4: Diseño de controladores y simulación) usando la referencia de corriente dada por el control de posición y el valor leído del sensor de corriente.
- Transforma valor Q15 a un valor de punto flotante que representa el voltaje RMS necesario en la bobina.
- Obtiene el duty cycle PWM necesario para tener dicho voltaje en la bobina según la ecuación 5.1 y actualiza dicho duty cycle en la onda PWM de salida.

Prioridad 3: Timer 3 Interrupt (no se utiliza el Timer 2 debido a que esta dedicado al timing del ADC)

- Interrumpe con una frecuencia de 5.512 KHz.
- Ejecuta el control de posición, mediante un filtro IIR que implementa la ecuación de control PID 4.6 (del capítulo 4: Diseño de controladores y simulación) usando la referencia de posición leída de la interfaz gráfica y el valor leído del sensor de posición.
- Actualiza la referencia de corriente como una variable interna que es utilizada posteriormente por el control de corriente.

Para demostrar la ejecución basada en prioridades de las tareas mencionadas, se levanta una bandera (se pone el valor de a 1 una salida digital) mientras cada interrupción está ejecutándose. Las formas de onda de dichas banderas se muestran en la Figura 4.17. Se puede observar que el control de posición se ejecuta con una frecuencia tal que permite varias ejecuciones del control de corriente mientras el primero está inactivo para permitir a la corriente estabilizarse antes de cambiar su valor deseado según las necesidades del control de posición.

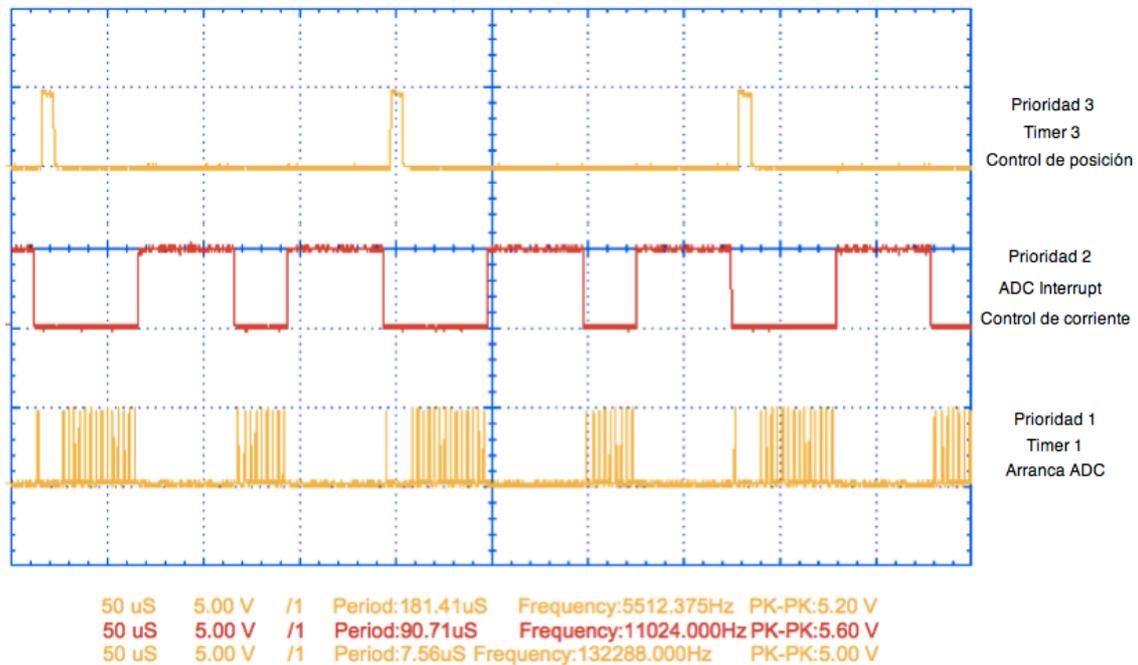


Figura 4.17: Formas de onda que muestran el tiempo y la prioridad de ejecución de (abajo hacia arriba) Timer 1 Interrupt (arranca ADC), ADC Interrupt (control de corriente) y Timer 3 Interrupt (control de posición)

Cabe recalcar que todas las operaciones se realizan en el formato Q15; se configura al ADC para leer las entradas análogas en este formato, las operaciones en el motor DSP se configuran en Q15 y las función IIR_Radix implementa los filtros sobre los buffers de datos de entrada representados en el mismo formato.

El dsPIC se programó usando el software MikroC for dsPIC. El código en C de la implementación se encuentra en el Anexo A. Una descripción detallada de los registros de control del dsPIC se encuentra en el Family Reference Manual y en el datasheet del dsPIC (Microchip).

4.6. Interfaz gráfica

Finalmente, se construyó una interfaz gráfica para el usuario en LabView. La interfaz principalmente muestra la posición deseada del disco, la posición actual, y la corriente en la bobina. Los datos se leen de los sensores y se envían al computador mediante la tarjeta de adquisición de datos NI PCI6014. El panel frontal de la interfaz se muestra en la Figura 4.18. La figura muestra también cuadros de ingreso de las ganancias que sólo fueron utilizados mientras se las sintonizaba experimentalmente.

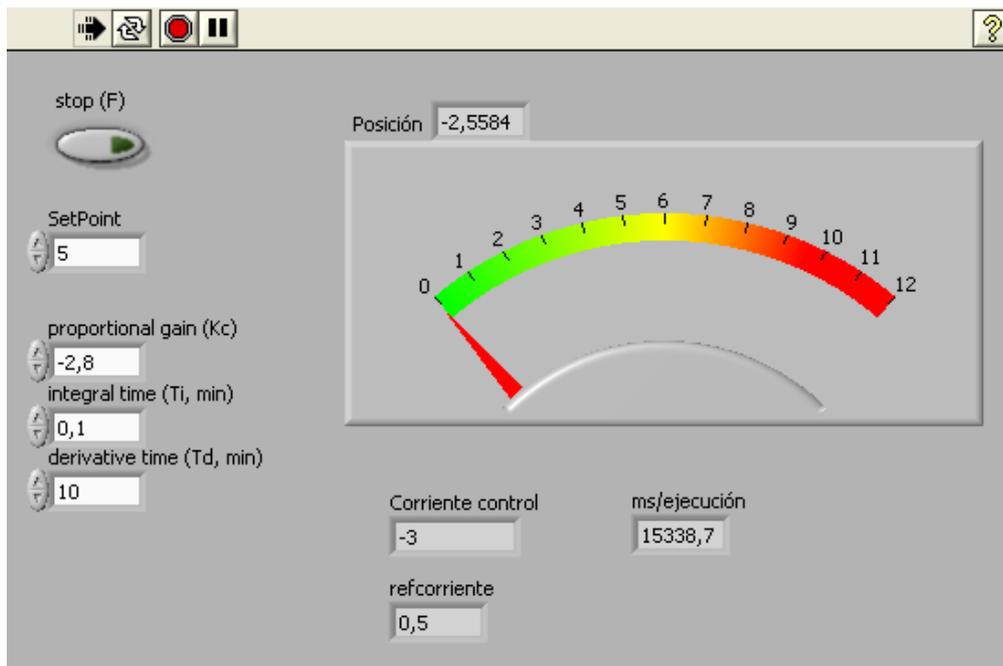


Figura 4.18: Interfaz gráfica para el usuario (GUI)

Capítulo 5: Resultados

5.1. Control lineal de corriente

Para poder evaluar el desempeño práctico del controlador de corriente y la validez del modelo utilizado al diseñarlo, se registró en un osciloscopio la señal de salida del sensor de corriente junto con una señal de voltaje de referencia escalada a las mismas unidades del sensor. El comando de control es de 1 a 2 amperios, al igual que lo simulado en la Figura 3.3.

La Figura 5.1 muestra el resultado de aplicar dicho comando de corriente a la planta sin controlador. Se puede observar que el tiempo de respuesta es de entre 100 y 150ms. Esto es cercano al tiempo de respuesta obtenido en la simulación de la Figura 3.3, lo cual valida el modelo.

Sin embargo, se puede observar un error en estado estable, que puede deberse a efectos como calentamiento del electroimán. También se aprecia una componente de ruido periódica que puede deberse a la carga y descarga de la bobina sujeta a control por PWM. Ambos efectos justifican la necesidad del control de corriente.

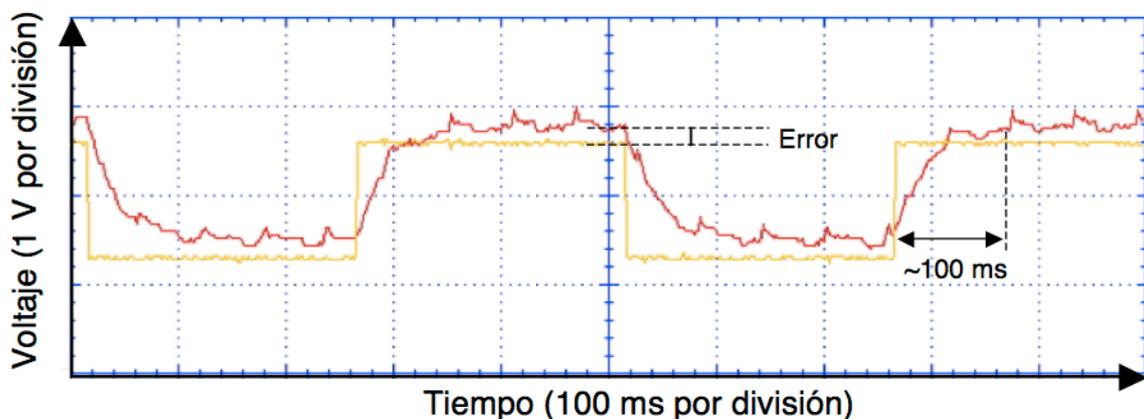


Figura 5.1: Referencia de corriente de 1 a 2 A y salida del sensor de corriente en la bobina sin controlador

La Figura 5.2 muestra la respuesta a la misma referencia con el controlador de corriente implementado. El tiempo de respuesta es ahora de unos 30ms coincidiendo casi exactamente con el que se obtuvo en la simulación de la Figura 3.5.

Por otro lado, se observa que el controlador elimina eficazmente el error en estado estable de la corriente. Los efectos del ruido periódico en la bobina del electroimán también se suprimen, lo cual demuestra la efectividad en rechazo a las perturbaciones del controlador.

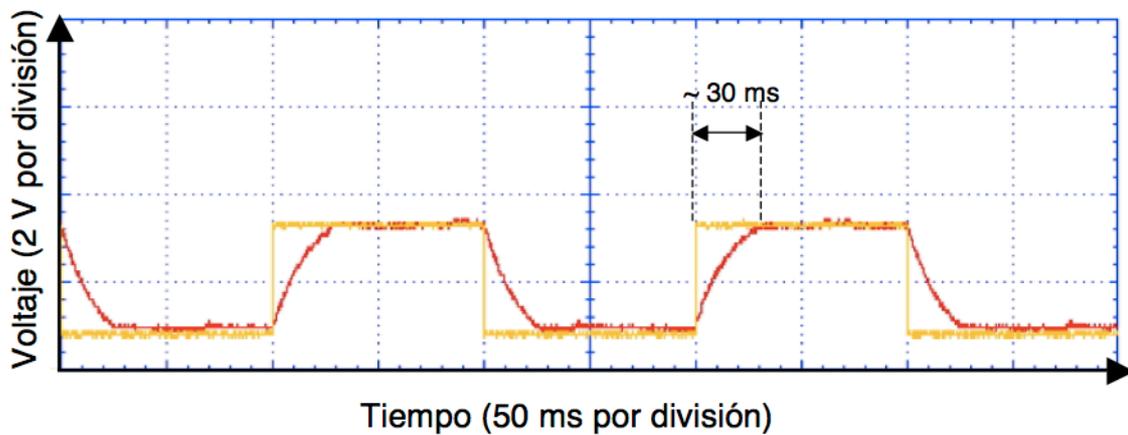


Figura 5.2: Referencia de corriente de 1 a 2 A y salida del sensor de corriente en la bobina con controlador de corriente

5.2. Control lineal de posición

Se logró estabilizar la posición del disco alrededor de la posición de equilibrio de 5 cm. Se puede observar un error en estado estable de unos 0.5 cm atribuible principalmente a la no linealidad del sensor de posición. El tiempo de respuesta es de aproximadamente 1.5 segundos, lo cual no se aleja mucho del tiempo de respuesta de aproximadamente 1 segundo obtenido en la simulación de la Figura 3.9.

Fue necesario usar guías laterales que pasan por agujeros en los bordes del disco para lograr su estabilización. El objetivo de dichas guías es sólo mantener al disco centrado, evitando movimientos laterales, permitiendo el movimiento vertical libre con una fricción mínima. Esto a pesar que el mismo campo magnético jala al imán en el disco a alinearse con el eje central del electroimán.

Dicha fricción, aunque muy pequeña, tiene un efecto adicional de amortiguamiento sobre el sistema, lo cual favorece en su estabilización. Sin las guías, el sistema permanece estable por un segundo pero luego oscila con mayor amplitud cada vez hasta caer. Este efecto puede deberse a oscilaciones causadas por un tiempo de muestreo menor al necesario, como se describe en relación a la Figura 3.9.

En cuanto al rechazo a perturbaciones, el sistema vuelve a su posición de equilibrio con bastante rapidez si se lo desplaza un máximo aproximado de 0.5 cm de su posición de equilibrio.

Finalmente, la Figura 5.3 muestra una fotografía del sistema en funcionamiento.

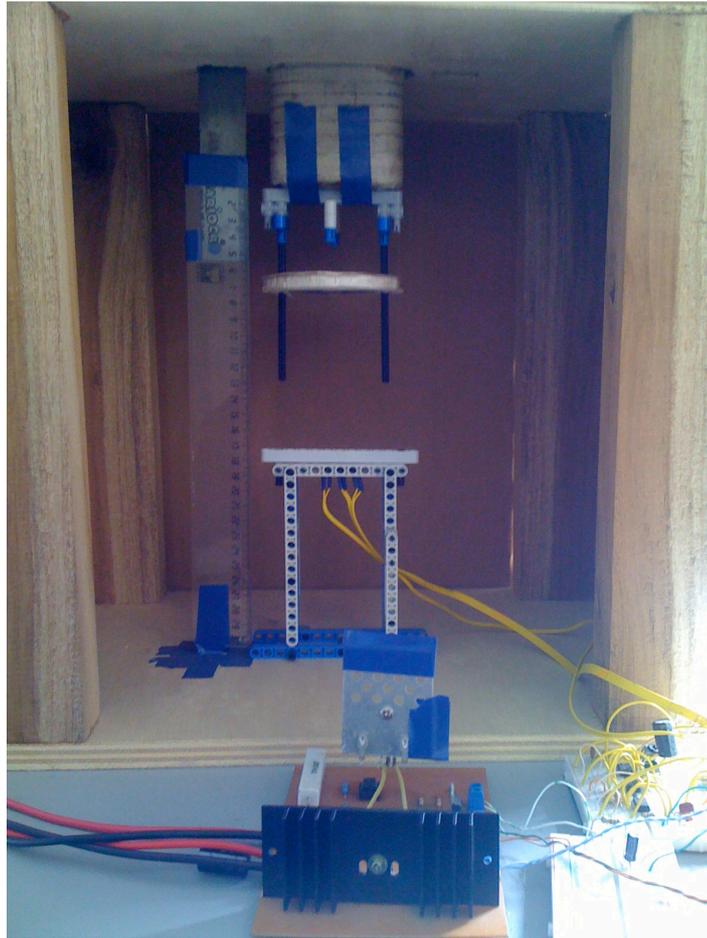


Figura 5.3: Levitador magnético en funcionamiento para estabilización alrededor de la posición de equilibrio de 5cm

Capítulo 6: Conclusiones y Recomendaciones

Cómo se demuestra en el capítulo 6, se logró estabilizar con suficiente robustez al sistema para pequeñas variaciones alrededor de un punto de equilibrio representativo mediante control lineal. La consistencia entre las simulaciones y los resultados prácticos demuestra la validez de los modelos obtenidos alrededor de dicho punto de equilibrio. Se logró además estabilizar al sistema en un punto de equilibrio más lejano al electroimán que en la mayoría de trabajos similares.

A pesar de que sólo se describieron simulaciones e implementación de un controlador para una posición de equilibrio, el mismo esquema lineal utilizado puede utilizarse para cualquier punto de equilibrio dentro del rango descrito en el trabajo.

Los resultados también demuestran la versatilidad que ofrece un sistema digital en cuanto a la integración de componentes distintos en un solo sistema. El acondicionamiento de señales de los sensores, conexión de elementos de control y de potencia mediante PWM, la facilidad en la construcción de una interfaz gráfica y la implementación de controladores digitales cuya arquitectura y parámetros se pueden cambiar mediante programación, son evidencias de las ventajas de implementar digitalmente un sistema de control.

No se consiguió implementar en la práctica el objetivo inicial de controlar dinámicamente al sistema maglev en todo su rango, con la posibilidad de seguimiento de trayectorias con un grado de libertad más allá de lograr la estabilización alrededor de una posición fija. Sin embargo, la plataforma física construida y los modelos desarrollados permiten el cumplimiento de ése objetivo. De éste modo, se discuten a continuación dificultades que se deben superar y varias posibles estrategias de control para lograrlo.

6.1. Importancia del tiempo de muestreo y procesamiento

Cómo se evidenció especialmente en el diseño del controlador de posición (capítulo 4: Diseño de Controladores y Simulación), el efecto de retardo producido por el muestreo y por la operación de retención de los valores hasta el siguiente ciclo tiene drásticos efectos contra la estabilización del sistema. De hecho, en comparación con otros problemas de control, maglev es mucho más sensible a dicho efecto y requiere procesamiento y muestreo de alta velocidad.

Es posible reducir en cierta medida la necesidad de una alta velocidad de muestreo y procesamiento mediante el diseño digital directo sobre la planta discretizada, cómo se realizó para el control de corriente, de modo que el controlador se pueda diseñar tomando en cuenta totalmente el efecto del muestreo. El tiempo de muestreo se modela de este modo como un término de la función de transferencia del sistema. Sin embargo, la inestabilidad natural del sistema y el hecho que sea altamente no lineal, hace que incluso con el diseño discreto directo se requiera un procesador con velocidad de muestreo y procesamiento altas.

Es por ello que se escogió al dsPIC, dado que posee un núcleo optimizado para instrucciones de DSP y además tiene facilidades de microcontroladores como conversión análoga digital, PWM, etc. Sin embargo un DSP (Digital Signal Processor) como tal está diseñado específicamente para la tarea y permitiría alcanzar mayores velocidades de ejecución de los lazos de control. Otras opciones son las descritas en la sección Implementación en el dsPIC del capítulo 5 como FPGAs, CompactRIO o sistemas Real Time.

6.2. Importancia de la precisión y linealidad de los sensores

El sensor de corriente demostró ser lineal y con una precisión suficiente para lograr la estabilización de corriente con tiempos de respuesta suficientemente bajos. El hecho que sea un sensor netamente análogo (antes de la conversión análogo digital en el dsPIC) es también una ventaja, ya que no se pierde precisión por cuantización en el sensor en sí.

El sensor infrarrojo de posición tuvo una respuesta satisfactoriamente precisa. Factores de diseño que apoyan a ello son la forma plana del disco, el hecho que esta hecho de una superficie lisa y blanca (todo lo cual aumenta su reflectividad). Por otro lado, el guiado del disco tiene una influencia positiva sobre la precisión del sensor ya que evita variaciones de la señal por posibles movimientos laterales del disco fuera del eje central o por pandeos del mismo.

Sin embargo, el sensor es no lineal, como se describe en el capítulo 5: Implementación. Dicha no linealidad introduce dinámicas al sistema que no se modelan y que dificultan su control, teniendo efectos como errores en estado estable, oscilaciones o funcionamiento restringido a un pequeño rango lineal alrededor de un punto de equilibrio.

Un circuito análogo que linealice la respuesta del sensor podría ser una propuesta para éste problema. Basar el sensor en otro principio físico es difícil: un sensor ultrasónico requiere un tiempo de procesamiento (mientras se espera la señal de eco) que introduce un retardo considerable al sistema, lo cual puede desestabilizarlo. Un sensor basado en LEDs y una o un arreglo de fotorresistencias es una opción, pero la interferencia de la luz ambiente es un problema y está opción es útil sólo para una posición fija.

Una buena opción es un sensor de efecto hall, que mida la posición del disco mediante el campo magnético en cierto punto. Sin embargo, la arquitectura de control debería cambiarse, ya que el sensor también mide el campo generado por el electroimán y éste sería cambiante para control dinámico de posición. La variable de control al usar éste sensor debería ser el campo magnético en sí.

6.3. Otros esquemas posibles de control

La aplicación de control no lineal al sistema sería el siguiente paso a seguir con el fin de lograr control dinámico sobre todo el rango de operación del sistema. De éste modo se podría tomar en cuenta un modelo más real del sistema, sin necesidad de aproximaciones lineales y diseñar controladores tomando en cuenta la dinámica no lineal.

El primer esquema de control no lineal es Scheduled Gain Control (control por ganancias tabuladas). Dicho esquema posee diversos modelos linealizados del sistema alrededor de varios puntos de equilibrio con controladores lineales diseñados alrededor de dichos puntos. Dependiendo de la zona en la que se encuentre el disco, se activa un controlador lineal respectivo. Ésta estrategia es interesante ya que implementa control sobre un rango permitiendo la facilidad de diseño de controladores lineales.

Sliding Mode Control (SMC) es otra estrategia posible. Parte de un modelo completo y no lineal del sistema y se basa en principios de control por optimización de errores para el diseño de controladores que estabilicen al sistema. Diseño de controladores basados en ésta estrategia y simulaciones para el sistema maglev se describen en (Al-Muthairi y Zribi). Dichos controladores podrían implementarse en el sistema descrito en ésta tesis.

La desventaja de los esquemas de control no lineal es que normalmente requieren mayor cantidad y mayor complejidad de operaciones matemáticas en los controladores, de modo que requieren un elemento de procesamiento optimizado para ello (ver la sección Implementación en el dsPIC del capítulo 5).

La variedad de elementos integrados en el sistema y de estrategias de control posibles, hacen al sistema maglev desarrollado en la presente tesis una buena plataforma de enseñanza e investigación en materias como Control Automático, Mecatrónica, Sensores e Instrumentación, entre otras.

6.4. Modificaciones posibles a la estructura física

El uso de un imán permanente en el disco que levita es la mejor opción para aumentar la fuerza magnética sobre éste y así aumentar el rango de operación del sistema con la misma corriente que se necesitaría para elementos ferromagnéticos, como una esfera de acero por ejemplo.

Sin embargo, se puede realizar el sistema maglev utilizando una placa de material ferromagnético con la misma área que la del electroimán y hacerlo levitar a una pequeña distancia de éste. Incluso se puede tener un núcleo en forma de E acostado, con el bobinado en el eje central y teniendo a los otros dos ejes laterales como camino para el campo magnético. Ésta implementación facilita el modelado y control del sistema, ya que se puede tratar como un circuito magnético con un pequeño air gap. El sistema es más fácil de controlar con robustez, tiene la capacidad de levitar un mayor peso y rechaza perturbaciones mayores. Sin embargo, funciona en un rango pequeño de distancia entre el electroimán y el objeto que levita.

Otra posible extensión del sistema maglev es la adición de uno o dos grados de libertad mediante la adición de electroimanes para control de posición lateral. Sin embargo, el sistema presenta retos en la ubicación de los sensores y la influencia mutua entre los campos magnéticos de los varios bobinados. Una posible implementación de dicho sistema se describe en (Thijssen).

Bibliografía

Al-Muthairi, N. F. y M. Zribi. «Sliding Mode Control of a Magnetic Levitation System.» Mathematical Problems in Engineering (2004): 93-107.

Boix, Rafael y Rafael Medina. «Teoremas que se derivan de las ecuaciones de Poisson y Laplace.» 10 de 01 de 2011

<http://personal.us.es/boix/uploads/pdf/electromagnetismo/teoremas_poisson_laplace_prot.pdf>.

Dahlen, N.J. Magnetic Active Suspension and Isolation. S.M. Thesis. M.I.T. Cambridge MA, 1980.

Franklin, Gene F., J. David Powell y Abbas Emami-Naeini. Feedback Control of Dynamic Systems. 4th Edition. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.

Guillermo, Edison, José Larriva y José Trelles. Control de un Levitador Magnético. Cuenca, 2003.

Li, Jen-Hsing. «DSP-based Control of a PWM-driven Magnetic Levitation System.» IEEE ICSS2005 International Conference on Systems & Signals (2005): 483-487.

Mehta, Arpit. «High Speed Op Amp Enables Infrared (IR) Proximity Sensing.» 15 de Octubre de 2009. Maxim IC. Application Notes. 26 de Noviembre de 2010 <<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4622.pdf>>.

Microchip Technology Inc. dsPIC30F Family Reference Manual (DS70046D). 2005.

—. dsPIC30F3014/4013 Data Sheet (DS70138F). 2008.

National Instruments. «NI Developer Zone.» 26 de Enero de 2010. Building a Real-Time System with NI Hardware and Software. 27 de Noviembre de 2010 <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4040#LabVIEW>>.

National Semiconductor. «Op Amp Circuit Collection.» Septiembre de 2002.

National Semiconductor. 19 de Octubre de 2010 <www.national.com/an/AN/AN-31.pdf>.

Powell, R.G. Foundations of Engineering Series. Mac Millan, 1990.

Reitz, Milford y Christy. Fundamentos de la Teoría Electromagnética. Addison Wesley Iberoamericana, 1986.

The Mathworks. xPC Target for Use with Real-Time Workshop. Selecting Harware Guide. Febrero de 2007.

Thijssen, M.L. «A 2-dimensional magnetic levitation-system.» Master of Science Thesis. Eindhoven University of Technology, 1996.

Yang, Zhenyu, Gerulf K.M. Pedersen y Jorgen H. Pedersen. «Model-Based Control of a Nonlinear One Dimensional Magnetic Levitation with a Permanent-Magnet Object.» Arreguin, Juan Manuel Ramos. Automation and Robotics. InTech, 2008. 359-374.

Anexos

A: Programa de control de corriente y posición dsPIC

B: Datasheets de los elementos principales

C: Pinout del dsPIC 30F4013

