

UNIVERSIDAD DE SONORA
DIVISIÓN DE CIENCIAS EXACTAS Y
NATURALES
DEPARTAMENTO DE FÍSICA



“EL SABER DE MIS HIJOS HARA MI GRANDEZA”

**“CONTROL DIGITAL DE UN LEVITADOR
MAGNÉTICO”**

**TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE
LICENCIADO EN FÍSICA
QUE PRESENTA:**

JOSÉ MANUEL CORTEZ VALADEZ

[1º FEBRE RO 2006]

Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



**"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"**



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Abraham y Amalia quienes me enseñaron a no darme por vencido nunca, por infundir la ética e inducirme las palabras que guían mi transitar por la vida.

A mi esposa Karla por brindarme su apreciable compañía en las buenas y en las malas durante todo este trayecto, por hacerme feliz cada día, por su valiosa comprensión durante el tiempo que le dediqué a este trabajo de Tesis y a mi hijo Ramón Giovanni por dejarme dormir todas las noches.

A la memoria de mis seres queridos.

A mi hermano por confiar en mí.

A mí estimado maestro asesor Horacio Munguía Aguilar por su asesoramiento científico y estímulo para seguir creciendo intelectualmente por su predisposición permanente e incondicional en aclarar mis dudas y por sus substanciales sugerencias durante la redacción de la Tesis, por su invaluable amistad.

¡Va por ustedes!

INDICE

INTRODUCCION

CAPITULO 1. MARCO TEÓRICO.....8

CAPITULO 2. EL SISTEMA DE CONTROL.....21

CAPITULO 3. EL MICROCONTROLADOR.....31

CAPITULO 4. RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....39

REFERENCIAS.

BIBLIOGRAFÍA.

APENDICE 1. OBTENCIÓN DE LA EXPRESIÓN PARA LA
FUERZA.

APENDICE 2. DIAGRAMA COMPLETO DEL FOTOSENSOR

APENDICE 3. CARACTERISTICAS DEL MICROCONTROLADOR
PIC16F876.

APENDICE 4. PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOREN
LENGUAJE ENSAMBLADOR.

APENDICE 5. DISEÑO TOTAL DEL CIRCUITO ELÉCTRICO.

APENDICE 6. CARACTERISTICAS DEL SOLENOIDE.

APENDICE 7. RESPUESTA DEL SENSOR OPTICO.

INTRODUCCION

La levitación magnética además de su espectacularidad y de sus notables aplicaciones es un fenómeno cuyo tratamiento requiere un amplio soporte técnico y científico. En la actualidad se estudia una gran variedad de aproximaciones al fenómeno con diferentes enfoques y aplicaciones tecnológicas. En el trabajo que aquí se presenta analizamos y diseñamos un levitador electromagnético de atracción con fines esencialmente didácticos. Para este propósito empleamos un solenoide con orientación vertical en cuya parte inferior y a una distancia aproximada de 5 mm del núcleo colocamos una esfera de acero de 50 mm de diámetro (de las empleadas para rodamiento) que permanece en levitación al equilibrar la fuerza de gravedad con la fuerza magnética ajustando continuamente la corriente en el solenoide. Enseguida daremos una breve descripción del trabajo y sus fundamentos físicos.

Desde que se conoce el magnetismo se sabe que es prácticamente imposible hacer levitar un imán permanente mediante otro imán en forma estable, ya sea por atracción, “colgando” el primer imán, o por repulsión, soportando el imán. Lo mismo vale para un cuerpo ferromagnético en las proximidades de un campo magnético fijo, independientemente de cómo sea producido este campo. A mediados del siglo XIX el físico inglés Samuel Earnshaw [1] presentó un trabajo en el que demuestra que el equilibrio de un cuerpo magnético en las situaciones antes referidas es necesariamente inestable. La única forma de volverlo estable es ponerlo bajo ciertas condiciones especiales como cuando se tiene

un campo magnético dinámico o se emplean materiales diamagnéticos. Esto significa que para lograr la levitación de un cuerpo ferromagnético habrá que modificar constantemente la magnitud del campo magnético de su entorno para mantener una especie de equilibrio “promedio”.

Los imanes que manifiestan sus propiedades de forma permanente pueden ser naturales, como la magnetita, o artificiales como los que se obtienen a partir de aleaciones de diferentes metales. En estos imanes permanentes se distinguen dos zonas claramente diferenciadas que es donde se tiene la mayor concentración de su poder atractivo-repulsivo. Estas zonas o polos se denominan norte y sur debido a que tienden a orientarse según los polos geográficos de la Tierra, que es un gigantesco imán natural. En el interior de la materia existen pequeñas corrientes eléctricas cerradas debidas al movimiento de los electrones que contienen los átomos, cada una de ellas origina un microscópico imán o dipolo. Cuando estos pequeños imanes están orientados en todas direcciones sus efectos se anulan mutuamente y el material no presenta propiedades magnéticas; en cambio, si todos los imanes se alinean, actúan como un único imán y en ese caso decimos que el material se ha magnetizado.

Se pueden construir imanes o un campo magnético de forma temporal con la misma naturaleza que un imán permanente, utilizando corriente eléctrica, estos reciben el nombre de electroimanes. El electroimán clásico, denominado solenoide, está formado de una bobina de alambre de muchas vueltas encerrando un núcleo de material magnético. El campo magnético se concentra principalmente en este núcleo y su magnitud depende de la llamada

permeabilidad magnética del material y del número de vueltas de la bobina.

Por la forma de actuar sobre el objeto levitado se presentan dos tipos de levitación magnética: cuando la fuerza de gravedad del cuerpo levitado actúa contra la fuerza magnética levitadora, se tiene levitación por atracción, y cuando la fuerza de gravedad provoca el acercamiento de dos fuerzas magnéticas contrarias, se da la levitación por repulsión. Este segundo caso se presenta en la levitación diamagnética. Los materiales diamagnéticos son aquellos que interactúan magnéticamente con un imán, pero en vez de ser atraídos son repelidos en mayor o menor grado por éste. En otras palabras, en vez de absorber las líneas de fuerza magnética (como los ferromagnéticos), estos materiales las repelen. La levitación con superconductores es un caso de levitación diamagnética casi perfecta [1]. Se requiere de menos intensidad de campo magnético para atraer a un material ferromagnético que para repeler a un material diamagnético. Es por eso que las líneas de investigación en el campo de la levitación se dirigen más a materiales ferromagnéticos como nuestro caso, aunque no podemos dejar de mencionar que la levitación diamagnética ha progresado con bastante éxito en los últimos años.

En el sistema de levitación que aquí se presenta, disponemos de un detector óptico de posición que constantemente monitorea la posición de la esfera respecto al extremo inferior del solenoide. Con esta información alimentamos a un circuito microcontrolador que calcula el factor de corrección necesario para equilibrar la fuerza magnética y de gravedad. Con los valores obtenidos se genera un voltaje que activa a su vez a un circuito de potencia que maneja la corriente del solenoide aumentándola o disminuyéndola

según sea el caso. Aunque no es indispensable el microcontrolador para esta tarea, se optó por un sistema digital con el fin de darle versatilidad y minimizar el número de componentes del levitador sin aumentar su costo.

Cabe mencionar que nuestro sistema únicamente considera fuerzas del tipo atractivas ya que, aunque podemos invertir el sentido de la corriente en el solenoide, la fuerza resultante que actúa sobre la esfera será siempre atractiva.

Los sistemas de levitación como el que aquí se describe tienen diversas aplicaciones tales como en:

- Balanzas de precisión [2]
- Medición de viscosidad y densidad [2]
- Medición de fuerza [3]
- Rodamientos mecánicos [4]
- Ultracentrífugas [5]

En el primer capítulo de este trabajo se analiza la dinámica del sistema masa-solenoide y se sugieren modificaciones a la función de transferencia para estabilizarlo. En el capítulo 2 se propone un sistema digital para implementar el control del levitador y se estudian los requerimientos para llevarlo a cabo. En el capítulo 3 se presenta el microcontrolador con el que se llevo a cabo el control y se discuten los puntos pertinentes para su programación. En el capítulo 4 se muestran los resultados de las simulaciones llevadas a cabo y los datos obtenidos en el experimento. Se presentan, asimismo, las conclusiones finales.

Para el desarrollo de este trabajo fue necesario aplicar una amplia variedad de conocimientos propios de la Licenciatura en Física ya que nuestro sistema requiere conocimientos de óptica para el sensor óptico, electrónica para la parte del desarrollo y diseño del circuito, conocimiento de lenguajes de programación para el programa del microcontrolador, teoría electromagnética para el análisis de las fuerzas y teoría de control para la dinámica del sistema. La infraestructura de soporte empleada fue la del Laboratorio de Electrónica del Departamento de Física así como la del Taller de Maquinas y Herramientas del mismo Departamento.

CAPITULO 1

MARCO TEORICO

El primer aspecto que tenemos que analizar tiene que ver con la ley de la fuerza ejercida por un solenoide sobre una esfera ferromagnética situada a una distancia z sobre su eje de simetría; esta fuerza aumenta con la corriente de la bobina pero disminuye con la distancia z . Desafortunadamente, esta es una relación no-lineal cuyo cálculo no es sencillo de llevar a cabo. Existen muchas formas de abordar el problema según lo muestran las referencias [1], [6], y [7]. En este trabajo empleamos una aproximación (véase el apéndice1) en el que se demuestra que esta fuerza es cuadrática respecto a la corriente y la distancia en la siguiente forma

$$F_m = K_0 \left(\frac{i}{z}\right)^2 \quad (1.1)$$

donde F_m es la fuerza magnética del solenoide sobre la esfera, i es la corriente que circula en la bobina y z es la distancia de la base del solenoide a la superficie de la esfera.

Para los propósitos de control esta relación es útil puesto que los cambios en la posición se pueden contrarrestar con cambios en la corriente. El problema es que ésta es una relación no-lineal que complicaría el diseño del sistema de control. Con el fin de simplificarlo haremos una aproximación lineal de la fuerza circunscribiéndola a un rango de operación pequeño. Posteriormente analizaremos la estabilidad del sistema y los requerimientos para asegurar esta estabilidad.

En relación a la figura (1.1) si aplicamos la segunda ley de Newton a las fuerzas sobre el eje vertical (para nuestro caso es el

eje z con el sentido positivo hacia abajo) que son la fuerza de gravedad y la fuerza magnética obtenemos:

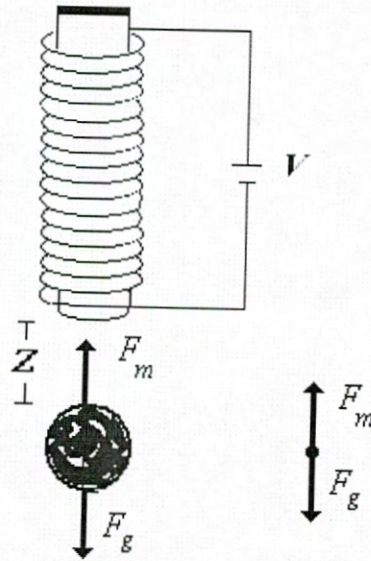


Fig. 1.1 Fuerzas que actúan sobre la esfera.

$$\sum F_z = m \frac{d^2 z}{dt^2} \quad (1.2)$$

$$\sum F_z = F_m + F_g \quad (1.3)$$

donde F_g es la fuerza de la gravedad y F_m es la fuerza magnética de la ecuación (1.1).

La fuerza de gravedad es

$$F_g = w \quad \text{con} \quad w = mg \quad (1.4)$$

Sustituyendo en (1.1) obtenemos la ecuación de movimiento que modela el sistema solenoide-esfera:

$$F_m + F_g = m \frac{d^2 z}{dt^2} \quad (1.5)$$

$$mg - K_0 \left(\frac{i}{z}\right)^2 = m \frac{d^2 z}{dt^2} \quad (1.6)$$

Para linealizar la ecuación de la fuerza del solenoide la desarrollamos en serie de Taylor [8] alrededor del punto de equilibrio que ocurre en $z=Z_0$ y $i=i_0$; esto es,

$$F_m(i, z) \approx F_m(I_0, Z_0) + \left. \frac{\partial F_m}{\partial z} \right|_{I_0, Z_0} z + \left. \frac{\partial F_m}{\partial I} \right|_{I_0, Z_0} i \quad (1.7)$$

Despreciando los términos cuadráticos obtenemos

$$F_m = K_1 + K_2 i - K_3 z \quad (1.8)$$

en donde

$$K_1 = K_0 \left(\frac{I_0}{Z_0}\right)^2 \quad K_2 = 2K_0 \left(\frac{I_0}{Z_0^2}\right) \quad K_3 = 2K_0 \frac{I_0^2}{Z_0^3}$$

Vemos que el término $F_m(I_0, Z_0)$ es igual a F_g dado que es la situación de equilibrio.

Entonces la ecuación (1.5) se convierte en

$$\begin{aligned} -K_1 - K_2 i + K_3 z + mg &= m \frac{d^2 z}{dt^2} \\ -K_2 i + K_3 z &= m \frac{d^2 z}{dt^2} \end{aligned} \quad (1.9)$$

Si ahora aplicamos la transformada de Laplace, a ambos lados de la ecuación con condiciones iniciales cero se obtiene:

$$-K_2SI(S) = (mS^3 - K_3S)Z(S) \quad (1.10)$$

de donde se genera la función de transferencia [9] del solenoide teniendo como entrada la corriente y como salida la posición

$$Z(S) = \frac{K_4}{S^2 - \omega_0^2} I(S) \quad (1.11)$$

en donde $K_4 = -K_2/m$ y $\omega_0^2 = K_3/m$. Tomando en cuenta que en nuestro sistema $K_0 = 27,788 N \left(\frac{mm}{A} \right)^2$ (obtenida experimentalmente), $m = 359$ gramos, $I_0 = 1.78$ Amperes, y $Z_0 = 5$ mm. Tenemos que $K_4 = -11,025$ y $\omega_0^2 = 3,924$

Esta función tiene dos polos, uno en la parte derecha del plano complejo y otro en la parte izquierda por lo que se trata de un sistema inherentemente inestable. Habrá que recordar que basta con un polo en la parte derecha del plano para que el sistema sea inestable. Para una entrada escalón de corriente, la salida $Z(s)$ crece sin límite, a no ser que utilicemos el valor exacto de la corriente de equilibrio I_0 , lo cual físicamente es imposible de lograr.

Ahora obtendremos la función de transferencia para el sistema eléctrico formado por la bobina y su resistencia, y la fuente de voltaje tal y como se muestra en la figura (1.2.)

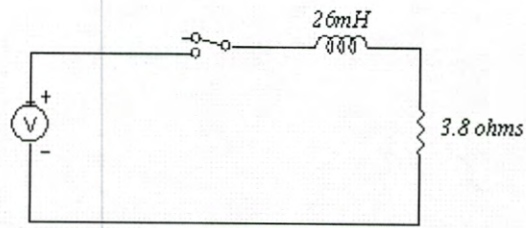


Fig.1.2 Diagrama representativo de bobina y su resistencia interna conectados a una fuente de voltaje.

La ecuación del circuito suponiendo una corriente i que circula a través de éste, se obtiene sumando las caídas de potencial:

$$v = iR + L \frac{di}{dt} \quad (1.12)$$

En donde L es la inductancia y R la resistencia interna de la misma inductancia. La ecuación tiene por solución:

$$i = \frac{v}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (1.13)$$

$$\text{con } \tau = \left(\frac{L}{R}\right) \quad (1.14)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (1.12) obtenemos la función de transferencia del circuito, utilizando como condición inicial $i(0) = 0$

$$\frac{I(S)}{V(S)} = \frac{1}{S + \frac{R}{L}} \quad (1.15)$$

En nuestro sistema tenemos que $L=26$ mH y $R=3.8 \Omega$ por lo que la función de transferencia es

$$\frac{I(S)}{V(S)} = \frac{38.5}{S+146} \quad (1.16)$$

La función de transferencia del solenoide respecto a una entrada de voltaje queda entonces como la función compuesta de las funciones anteriores (1.11) y (1.16). Véase la figura (1.3)

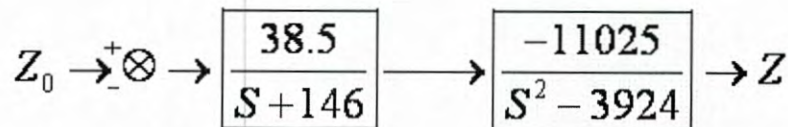


Fig. 1.3 Diagrama de bloques de la función de transferencia del sistema: solenoide y circuito R-L.

Se observa de nuevo que en la función de transferencia al menos uno de los polos sigue ubicado del lado derecho del plano, por lo que el sistema sigue siendo inestable

Con el fin de estabilizar este sistema necesitamos incorporar algunos conceptos de la Teoría del Control [9] como el de la retroalimentación, que nos permitirá modificar la función de transferencia del sistema moviendo sus raíces al semiplano complejo izquierdo. Esta idea se desarrolla de la siguiente manera: con un sensor apropiado mediremos la posición vertical de la esfera para obtener el valor de z en todo momento. Esto es, emplearemos un transductor de posición a voltaje. Esta información se comparará con una referencia predeterminada para saber qué tanta diferencia hay entre la posición actual de la esfera y la posición deseada, es

decir, la de referencia. El error así obtenido, nos servirá para corregir la magnitud de la fuerza del solenoide, aumentándola o disminuyéndola, para tratar de posicionar la esfera en su posición de referencia. En principio, trataremos de emplear un criterio sencillo en la aplicación de esta acción correctora. Este es el denominado *control proporcional* que consiste simplemente en que el aumento o disminución de la fuerza se hace en proporción a la señal del error que es la diferencia entre la referencia y la posición actual, donde la proporcionalidad viene dada por la constante K_p . Véase la figura (1.4)

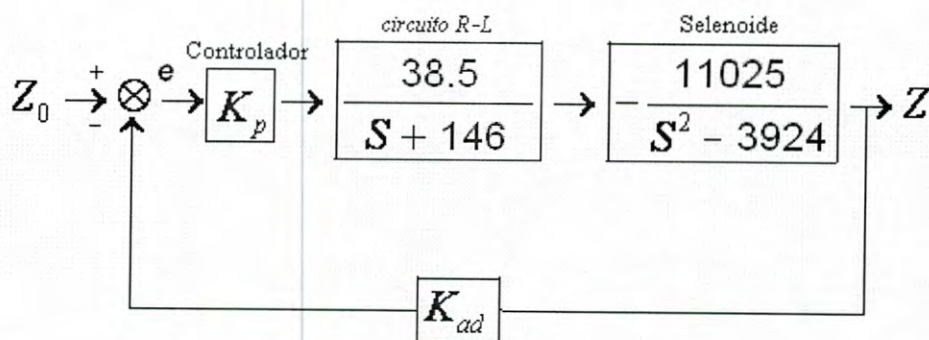


Fig.1.4 Nuevo esquema del sistema con retroalimentación y control proporcional

Para analizar la estabilidad del nuevo sistema obtenemos la función de transferencia notando que la señal de error está dada por

$$e = Z_0 - K_{ad}Z \quad (1.17)$$

Donde K_{ad} representa la constante de proporcionalidad del fotosensor en la trayectoria de la retroalimentación. Combinando estas funciones de transferencia con el lazo de retroalimentación se obtiene la función de transferencia equivalente

$$\frac{Z}{Z_o} = \frac{-424,462K_p}{S^3 + 146S^2 - 3924S - 572,904 - 424,462K_{AD}K_p} \quad (1.18)$$

Por los signos del polinomio característico vemos que el sistema continúa siendo inestable para cualquier valor de las constantes K_i , por lo que es necesario modificar el tipo de control que estamos proponiendo.

La nueva propuesta consiste en emplear el denominado control proporcional+derivativo (PD) [9] que consiste en tomar un factor proporcional de la señal del error $e(t)$ más otro factor proporcional a su velocidad $e'(t)$ y aplicarlos al sistema tal y como se ilustra en al figura (1.5). Para el control proporcional más derivativo la función de transferencia del controlador se define como:

$$e(S) = K_d S + K_p \quad (1.19)$$

en donde las constantes K_p y K_d se denominan constante proporcional y constante derivativa, respectivamente. El nuevo esquema del sistema queda entonces como lo indica la figura (1.5)

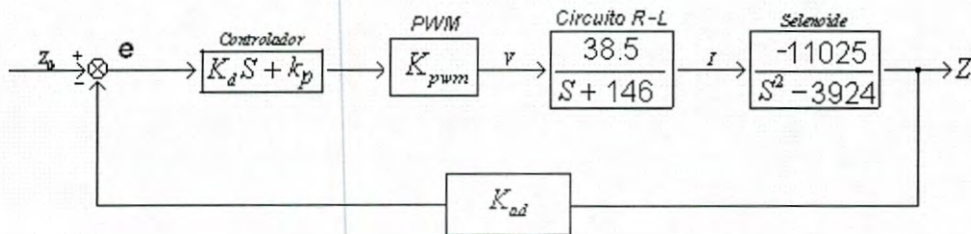


Fig. 1.5 Diagrama de bloques del sistema con control PD.

En donde el bloque PWM, debido a una técnica que explicaremos en el siguiente capítulo, incorpora una constante $K_{PWM} = 0.0147$ que no modifica la estructura del control PD. La nueva función de transferencia queda ahora

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{-6240(k_p S + k_d)}{(S^2 - 3924)(S + 146)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{6240k_{ad}(k_p S + k_d)}{(S^2 - 3924)(S + 146)}} \quad (1.20)$$

simplificando se obtiene

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{-6240(k_p S + k_d)}{S^3 + 146S^2 - (6240k_d k_{ad} + 3924)S - (k_d k_{ad} 6240 + 572,904)} \quad (1.21)$$

Del criterio de estabilidad de Routh [9] y los coeficientes del denominador se aprecia ahora la posibilidad de obtener estabilidad dependiendo del valor de las constantes K_i . Para averiguar esto, haremos uso de este criterio que establece un procedimiento para conocer cuándo un polinomio tiene raíces en el semiplano derecho del plano complejo.

Las reglas del criterio de Routh son, brevemente, las siguientes:

1.-Escribir el polinomio en la forma:

$$a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_{n-1} S + a_n = 0 \quad (1.22)$$

2.-Si algún coeficiente es cero o negativo, existen raíces imaginarias que tienen partes reales positivas.

3.-Ordenar los coeficientes en la forma siguiente:

$$\begin{array}{r}
 S^n \quad a_0 \quad a_2 \quad a_4 \dots \\
 S^{n-1} \quad a_1 \quad a_3 \quad a_5 \dots \\
 S^{n-2} \quad b_1 \quad b_2 \quad b_3 \dots \\
 S^{n-3} \quad c_1 \quad c_2 \quad c_3 \dots \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}
 \tag{1.23}$$

$$\text{con } b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}$$

$$b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}$$

$$b_3 = \frac{a_1 a_6 - a_1 b_2}{a_1}$$

$$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_2}{b_1}$$

$$c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1}$$

$$c_3 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_2}{b_1}$$

(1.24)

4.-La condición necesaria y suficiente para que el sistema sea estable es que todos los coeficientes de la ecuación (1.22), sean positivos y que todos los términos de la primera columna del arreglo de la ecuación (1.23) tengan signo positivo.

Si aplicamos este criterio al polinomio característico de la función (1.21) podremos determinar los valores de las constantes K_i (si es que los hay) que nos convierten el sistema en estable.

Para nuestro caso el polinomio tiene la forma

$$S^3 + 146S^2 - (6240k_d k_{ad} + 3924)S - (k_d k_{ad} 6240 + 572,904) \quad (1.25)$$

Los coeficientes de este polinomio son:

$$a_0 = 1 \qquad a_1 = 146 \qquad (1.26)$$

$$a_2 = -(6240k_d k_p + 3924)$$

$$a_3 = -(6240k_d k_p + 572,904)$$

El arreglo triangular queda entonces como

$$\begin{array}{rcc}
 S^3 & 1 & -(6240k_d k_p + 3924) \\
 S^2 & 146 & -(6240k_d k_p + 572,904) \\
 S^1 & (43k_p - 6240k_d)k_{ad} & 0 \\
 S^0 & (572,904 + 6240k_{ad}k_p) & 0
 \end{array} \quad (1.27)$$

Para que los coeficientes de la primera columna sean positivos se debe cumplir que:

$$\begin{array}{l}
 k_p < -\frac{92}{k_{ad}} \\
 k_d < \frac{k_p}{145} \\
 y \\
 145k_d < k_p < -\frac{192}{k_{ad}}
 \end{array}
 \tag{1.28}$$

que son nuestros requisitos finales para que el sistema retroalimentado con control PD sea estable.

El valor en estado estable de esta nueva función (cuando el tiempo tiende a infinito) lo encontramos aplicando el teorema del valor final [10], que establece

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \tag{1.29}$$

Para el caso de una entrada escalón $Z = Z_0/s$

$$Z_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sZ(s) \frac{Z_0}{s} = \frac{k_d k_p}{-(k_d k_{ad} 6240 + 572,904)} Z_0 \tag{1.30}$$

Como el punto de levitación de la esfera lo deseamos a 5mm se debe cumplir que

$$Z_{ss} = 5mm \tag{1.31}$$

Esta condición más las relaciones (1.28) serán la guía para el diseño del sistema de control que se presenta en los siguientes capítulos.

CAPITULO 2

El Sistema de Control

Existen muchas formas de llevar a cabo el control del sistema de levitación presentado en el capítulo anterior. En este trabajo optamos por un control del tipo digital con el fin de tener más versatilidad y eficiencia en el control comparado con el que se tiene con el control analógico tradicional. La parte principal del sistema de control lo constituye el término $(K_d S + K_p)$ que convierte en estable al sistema tal y como se demostró en el capítulo anterior. Por lo tanto, lo que resta es ver la manera de implementarlo y seleccionar los mejores valores de K_d y K_p que nos produzcan la mejor respuesta del sistema tal y como nos lo planteamos en el capítulo 1. A continuación se describen los aspectos generales de este control y la forma en que fue desarrollado.

Para el diseño del control digital empleamos como componente central un microcontrolador con el fin de implementar las funciones señaladas en el bloque de líneas punteadas de la figura (3.6). El microcontrolador seleccionado es uno de 8 bits fabricado por Microchip Technology de la familia PIC que se caracterizan por ser económicos, accesibles y suficientemente poderosos para trabajos de control clásico. Específicamente, seleccionamos el microcontrolador PIC16F876 [V] cuyas características principales se muestran en la tabla (2.1)

Memoria de Programa	4K
Memoria RAM	340 Bytes
Frecuencia del Reloj	20 MHz
Número de Instrucciones	33
Puertos	3
Convertidor A/D	10 bits
PWM	10 bits

Tabla 2.1 Características del PIC16f876.

Los elementos del microcontrolador que conciernen a nuestro sistema de control, además del CPU, son:

1. El convertidor A/D de 10 bits.
2. El modulador de ancho de pulso PWM de 10 bits.

El convertidor A/D lo empleamos con el fin de digitalizar la información proveniente del sensor óptico de posición Z. Esta información es procesada en el microcontrolador siguiendo un algoritmo de control con el que se determina el factor de modulación del PWM.

El modulador de ancho de pulso PWM es un sistema que permite manejar en forma conmutada (encendido-apagado) una carga eléctrica cuya constante de tiempo sea mucho mayor que el período de un tren de pulsos cuyo ciclo de trabajo se modula. El ciclo de trabajo es la relación entre el tiempo T_H y el período T expresada generalmente como porcentaje. Un ciclo de trabajo del 50% corresponde a una onda cuadrada simétrica. En la técnica PWM el ciclo de trabajo se cambia (modula) de acuerdo a cierto

criterio con el fin de ajustar algún parámetro eléctrico, comúnmente la corriente. Véase la figura (2.1).

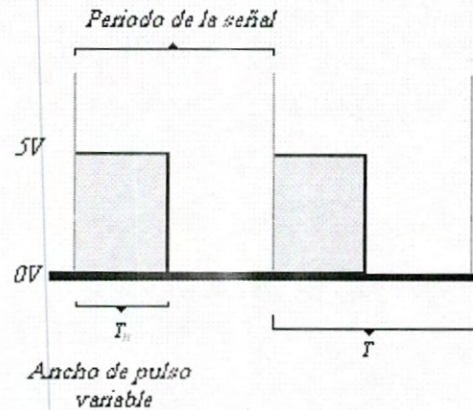


Fig.2.1 (a) señal de PWM Ancho de pulso del 50%.

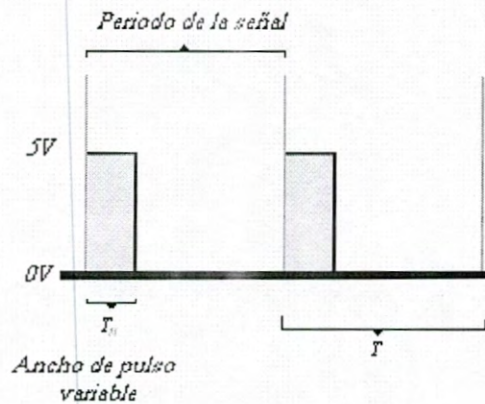


Fig.2.1 (b) señal de PWM Ancho de pulso del 25%.

En nuestro sistema pretendemos manejar la corriente del solenoide en forma conmutada tal y como se ilustra en la figura (2.2). Esto nos da la enorme ventaja de no tener que emplear un amplificador lineal de potencia para el manejo de la corriente del

solenoides ya que estos son voluminosos, caros y poco eficientes en el manejo de la energía. En nuestro sistema tan solo requerimos el transistor MOS de la figura (2.2), que ni siquiera requiere disipador de calor puesto que se maneja en corte y saturación alternativamente. En el primer caso la corriente es cero, y en el segundo caso el voltaje es casi cero por lo que la disipación de potencia ($V \times I$) es prácticamente nula.

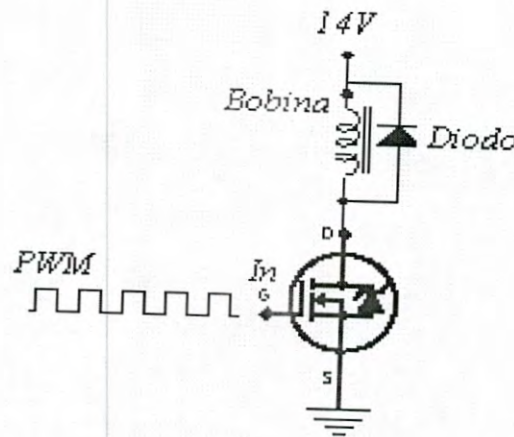


Fig. 2.2 Diagrama de conexión del MOSFET IRF510, incorporado el PWM y la bobina.

Si la constante de tiempo del solenoide L/R es mucho mayor que el periodo T , se puede demostrar [11] que la corriente en estado estable es proporcional al ciclo de trabajo. Esto es, si I es la corriente del solenoide y D es el ciclo de trabajo de la señal aplicada al transistor se tiene

$$I = k_w D \quad (2.1)$$

en donde K_w es una constante que depende de la fuente de voltaje y de la resistencia del alambre de la bobina.

Puesto que la constante de tiempo del solenoide (L/R) de nuestro sistema es de $6,840 \mu s$, el periodo del tren de pulsos aplicado debe ser de por lo menos $700 \mu s$ para que la técnica PWM funcione adecuadamente. Esto lo verificamos empíricamente. En nuestro sistema empleamos finalmente una frecuencia de $10Khz$. lo que nos da un período de $100 \mu s$.

El sensor de posición que empleamos es del tipo infrarrojo que consiste en un sistema de sombreado en donde a un lado de la esfera y a cierta distancia se coloca un LED infrarrojo. En la parte exactamente opuesta de la esfera y en línea óptica se coloca un fotosensor que capta parte de la sombra infrarroja proyectada por la esfera. La cantidad de luz recibida es proporcional, hasta cierto punto (como se menciona en las conclusiones), a la distancia de la esfera respecto a al la bobina. En nuestro sistema fueron tres fototransistores escalonados los que se colocaron como sensores con el fin de cubrir una mayor área de trabajo. Con esto se genera un voltaje a la salida del fotosensor que es proporcional a la distancia z . Vea la figura (2.3). En el apéndice 2 se muestra el circuito completo del sensor.

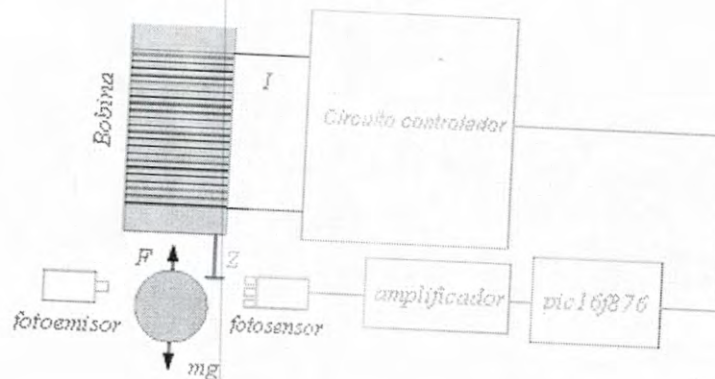


Fig. 2.3 Esquema del Levitador

En el sistema que empleamos, la relación entre la posición de la esfera y el voltaje de salida del fotosensor es la mostrada en la figura (2.4), que como se puede observar es lineal solo dentro del rango de 4 a 6 mm. Esto es suficiente para nuestro sistema puesto que la distancia de levitación que deseamos es de 5mm. La sensibilidad promedio del detector es de 0.95 V/mm.

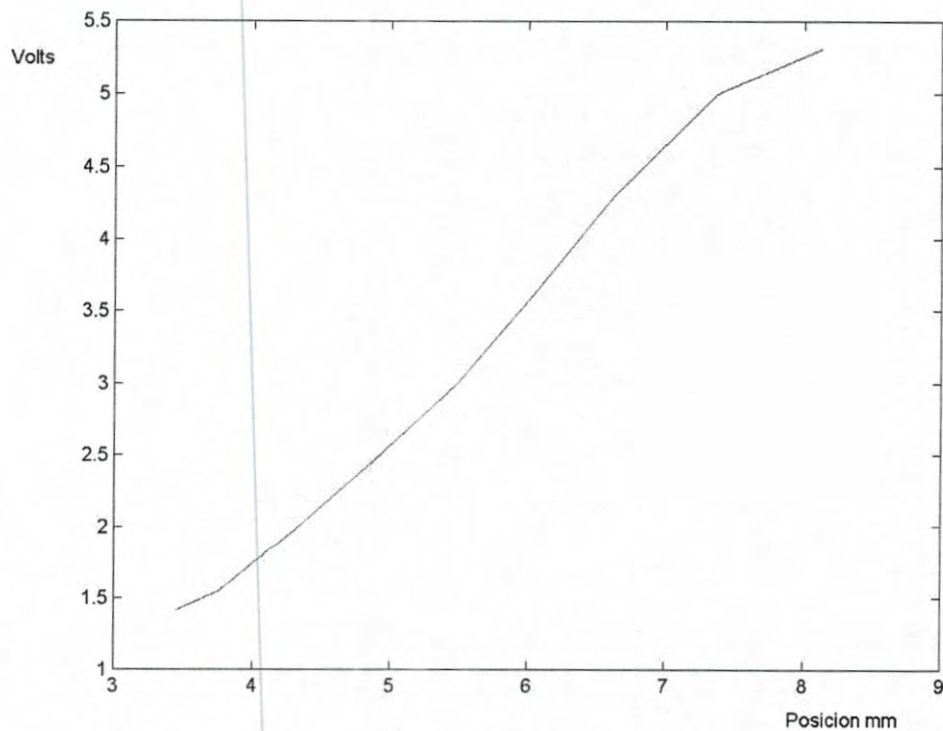


Fig. 2.4 Respuesta del Sensor Óptico

La salida del fotosensor se amplifica convenientemente para ser aplicada a la entrada del convertidor A/D en el microcontrolador en donde se digitaliza (Z_{ad}) y procesa para determinar el ciclo de trabajo de la señal del PWM (V_{pw}). Para comprender el procesamiento de las señales habrá que referirse a la función de

transferencia del sistema presentada en el capítulo anterior e ilustrada con el diagrama de la figura (1.5). Como se recordará, el sistema se estabiliza agregando el factor $(K_d S + K_p)$. Este factor se implementa en forma digital como se describe a continuación:

De acuerdo al diagrama de bloques de la figura (1.5) la señal de error $e(s)$, que es la diferencia entre la referencia Z_0 y la posición de salida digitalizada que llamaremos Z_{AD} , es procesada por el término $(K_d S + K_p)$ para generar V_p , es decir

$$V_p = (K_d S + K_p) e(s) \quad (2.2)$$

Al pasar al dominio del tiempo tenemos

$$V_p(t) = K_d \frac{de}{dt} + K_p e(t) \quad (2.3)$$

Esta última expresión nos dice que el voltaje que se debe aplicar al circuito RC, es decir, al solenoide, debe contener una parte proporcional al error y otra proporcional a su derivada. Para implementar esto en forma digital debemos utilizar una expresión numérica para su desarrollo.

Puesto que la digitalización de la variable de posición $Z(t)$ implica su secuenciación a una cierta frecuencia f_s , si designamos por $Z(n)$ al valor actual de la variable de posición, la secuencia de datos será ... $Z(n-2)$, $Z(n-1)$, $Z(n)$. La correspondiente secuencia de valores para el error será... $e(n-2)$, $e(n-1)$, $e(n)$. Por lo tanto, para expresar numéricamente [II] la derivada de la ecuación (2.3) podemos emplear la aproximación

$$\frac{de}{dt} \approx \frac{e(n) - e(n-1)}{T_s} \quad (2.4)$$

en donde T_s es el período de la frecuencia de muestreo f_s . Por lo tanto, la expresión digital (discreta) de la ecuación (2.3) será

$$V_p(n) = K_d \left\{ \frac{e(n) - e(n-1)}{T_s} \right\} + K_p e(n) \quad (2.5)$$

La relación entre la variables discretas $Z(n)$ y $e(n)$ es

$$e(n) = Z_0 - Z_{AD}(n) \quad (2.6)$$

En donde Z_{AD} es el valor de Z después de ser digitalizada en el convertidor A/D. Además se tiene

$$e(n-1) = Z_0 - Z_{AD}(n-1) \quad (2.7)$$

Combinando estas tres ultimas ecuaciones se llega a

$$V_p(n) = K_p Z_0 - \left\{ \frac{K_d}{T_s} + K_p \right\} Z_{AD}(n) + \frac{K_d}{T_s} Z_{AD}(n-1) \quad (2.8)$$

Esta ecuación permite calcular el n-ésimo valor del voltaje V_p en términos de la posición actual $Z_{AD}(n)$ y la posición inmediata anterior $Z_{AD}(n-1)$ y corresponde al procesamiento que hará el microcontrolador en su función como controlador del sistema levitador. Solo se requieren tres constantes para este cálculo:

$$C_1 = K_p Z_0 \quad C_2 = K_p + \frac{K_d}{T_s} \quad C_3 = \frac{K_d}{T_s} \quad (2.9)$$

El valor de estas constantes depende de los parámetros K_p , K_d y T_s . Una vez determinados, las constantes se graban en el programa del microcontrolador.

Repasando el papel del microcontrolador dentro del sistema levitador tenemos que:

1. En un instante dado t_n , el convertidor A/D del microcontrolador toma una muestra de la salida del fotosensor y la digitaliza con una resolución de 10 bits para generar $Z_{AD}(n)$, la posición actual de la esfera.

2. Con este valor de Z y con el anterior $Z_{AD}(n-1)$ el microcontrolador calcula un valor $V_p(n)$ empleando la ecuación (2.8) que le permitirá obtener el ciclo de trabajo de la correspondiente onda PWM.
3. Este proceso se continúa indefinidamente a una frecuencia f_s , la frecuencia de muestreo. El valor de esta frecuencia es crucial para el adecuado funcionamiento del sistema.

Para que este algoritmo funcione adecuadamente se requieren básicamente tres condiciones:

- I. Que la representación digital de la variable Z sea lo suficientemente fiel a su valor analógico, es decir, que el error de discretización (cuantización) sea adecuadamente pequeño [III].
- II. Que la frecuencia de muestreo sea lo suficientemente elevada para evitar el fenómeno de “aliasing” [IV].
- III. Que la derivada de la posición Z sea lo suficientemente exacta para que su influencia relativa en la estabilidad del sistema se apegue a lo teóricamente esperado [II].

La primera condición se cumple puesto que estamos empleando un convertidor A/D de 10 bits que nos da una resolución de 2^{-10} en el rango de trabajo. En nuestro caso este rango es de 5mm por lo que la resolución es de $5\mu\text{m}$, que es bastante razonable.

Por lo que se refiere al problema de “aliasing”, éste se puede evitar si, de acuerdo al teorema de Nyquist–Shannon [IV], nuestra

frecuencia de muestreo f_s , es mayor que el doble del ancho de banda de la señal digitalizada, en nuestro caso la posición Z. Este ancho de banda lo determina la frecuencia natural de oscilación ω_0 del sistema solenoide-masa que en nuestro caso es de 10Hz, por lo que con una frecuencia superior a 20Hz (teorema de Nyquist) cumpliremos la condición. En nuestro sistema empleamos una frecuencia de muestreo de 1.5Khz, lo que nos da un amplio margen de seguridad.

En cuanto a la última condición habrá que notar que de acuerdo a la expresión para la derivada de la ecuación (2.4), entre más cercanas se encuentren entre sí la muestra anterior $Z(n-1)$ y la actual $Z(n)$ mejor será la aproximación a la derivada. Esto se logra aumentando la frecuencia de muestreo ó, equivalentemente, disminuyendo el período T_s . No es fácil evaluar el efecto separado que tienen las variables K_d y $\frac{dz}{dt}$ sobre el sistema de control [9], por lo que optamos por aumentar lo más posible la frecuencia de muestreo y dejar que el valor de K_d determine el nivel de estabilidad del sistema tal y como se verá en el siguiente capítulo.

CAPITULO 3

El Microcontrolador

Aunque no se ve muy complicado el algoritmo de control de la ecuación (2.8), el implementarlo en un microcontrolador de 8 bits como el PIC16F876 que vamos a emplear no es tarea fácil. En primer lugar habrá que tomar en cuenta que el poder de cómputo de este procesador está limitado a 33 instrucciones y su velocidad máxima de operación es 20Mhz (ver el apéndice 3). De éstas, solo tenemos 4 instrucciones aritméticas que son:

- ADDWF f,d Para sumar el contenido del acumulador W con un registro f.
- ADDLW k Para sumar una constante al acumulador W.
- SUBLW k Para restar una constante al acumulador W.
- SUBWF f,d Para restar el contenido del registro W a otro registro f.

Estas operaciones son sobre 8 bits, por lo que el manejo de cualquier operación aritmética en enteros mayores de 255 requerirá del empleo de rutinas de software con los algoritmos aritméticos apropiados. Y esto conlleva otro problema: las rutinas deberán ser lo suficientemente rápidas para que el tiempo total del cálculo no sobrepase el período de muestro t_s .

Empleando las constantes (2.9) la ecuación (2.8) se convierte en

$$V_P(n) = C_1 - C_2 Z_{AD}(n) + C_3 Z_{AD}(n-1) \quad (3.1)$$

Por lo tanto, las operaciones que se requieren en este algoritmo se reducen a dos multiplicaciones, una suma y una resta. Puesto que los valores de la variable Z fluctúan entre 0 y 1024 y las constantes C_i son de hasta 4 dígitos, las rutinas para la multiplicación deberán ser de 16x16 bits. Para la suma y resta deberán ser de 24 bits. Como se verá más adelante, las operaciones se podrán limitar a enteros sin signo sin que el error introducido sea apreciable. Esto es una ventaja porque las operaciones en punto flotante harían demasiado lento el procesamiento aritmético.

El valor final que se generará con el algoritmo de control de la ecuación (3.1) se empleará en producir la señal PWM tal y como se explicó en el capítulo anterior. Pero la generación de esta señal tiene sus propias reglas de acuerdo a las especificaciones del microcontrolador PIC16F876. Estas reglas son:

- El ciclo de trabajo lo determina el valor de la variable de 10 bits localizada en los registros CCPR1L:CCP1CON<5:4>. El valor máximo 1024 corresponde al 100%.
- Los 10 bits de esta variable no están en el formato acostumbrado de los números binarios. Los 8 bits más significativos se encuentran en el registro CCPR1L y los 2 menos significativos están en el registro CCP1CON bits 5 y 4 como se muestra en la siguiente figura:

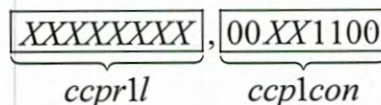


Fig. 3.1 Registros asociados al PWM.

Los bits 2 y 3 del registro CCP1CON tienen el valor de 1, dado que son bits de configuración de este registro, son necesarios para operar adecuadamente el PWM.

Precisamente la ubicación de los bits menos significativos del registro CCP1CON complica la traslación del valor calculado del PWM a este registro. Esto se logra manipulando los bits en forma separada mediante las instrucciones binarias del microcontrolador. Después de introducidos los valores del PWM a estos registros, se genera una onda cuadrada con valor porcentual proporcional al cambio de posición de la esfera; esto es, si la esfera tiene un desplazamiento bastante grande, el ciclo de trabajo de la onda generada por el PWM tendrá un valor porcentual grande; caso contrario, si la esfera tiene una cantidad de desplazamiento menor, el valor porcentual de la onda será menor. Recordemos que estamos utilizando control derivativo, por lo que el valor del ciclo de trabajo no solo depende de la posición de la esfera sino también de la velocidad con que se esté desplazando. En particular, habrá que notar dos cosas:

- Si el valor obtenido con el algoritmo de control es negativo, habrá que asignar un valor de cero puesto que no existen ciclos de trabajo negativos.
- Si el valor obtenido excede de 1024 habrá que asignar un valor tope de 1024 (el máximo) para que el ciclo de trabajo se quede en 100%. Valores mayores producen asignaciones erróneas en el ciclo de trabajo del PWM.

Lo anteriormente expuesto significa que el sistema real implementado diferirá del modelo matemático lineal empleado puesto que éste presupone la posibilidad de generar fuerzas repulsivas con tan solo invertir la dirección de la corriente en el

solenoides. Esto, naturalmente, no puede ocurrir en la realidad puesto que la fuerza magnética ejercida sobre la esfera siempre es atractiva. Como se verá en el capítulo final, esto ocasionará diferencias entre los resultados reales y los predichos por el modelo.

Recordamos que la bobina tiene un tiempo de descarga L/R que permite que al cortar la corriente el voltaje en la bobina no sea cero. Esto facilita las cosas para efectos de estabilidad ya que no existen cambios abruptos en la corriente.

Veamos como es la grafica de carga y descarga de la bobina mencionada anteriormente en la fig. (1.2):

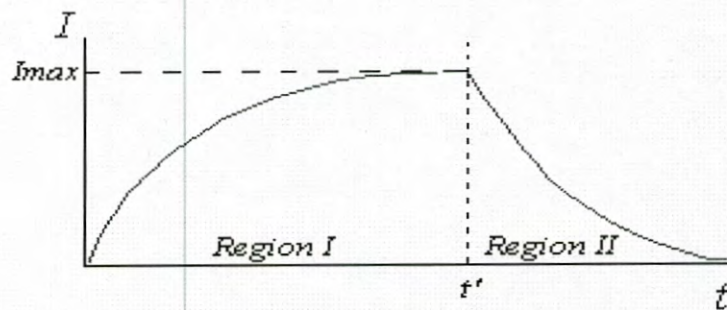


Fig. 3.2 Grafica de carga y descarga del circuito R-L de la figura 1.2

Para $t < t'$ corresponde a la región donde el ancho de pulso tiene una altura de 5 volts de la señal del PWM, para $t > t'$ corresponde a la región de la señal que es igual a cero volts, lógicamente esto lo hacemos para altas frecuencias de manera que estamos operando sobre una región $|t - t'| \approx 0$, la señal completa se vería de la siguiente manera:

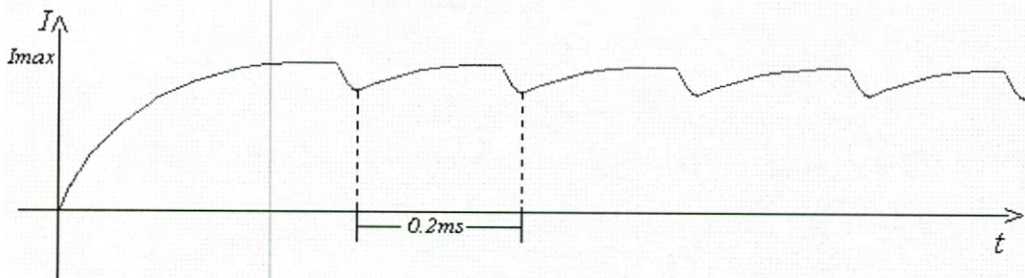


Fig. 3.3 Señal de carga y descarga de la bobina utilizando PWM correspondiente al circuito de la figura 1.2, Periodo de operación de 0.2ms.

A continuación mostramos la señal de PWM correspondiente a la figura (3.3):

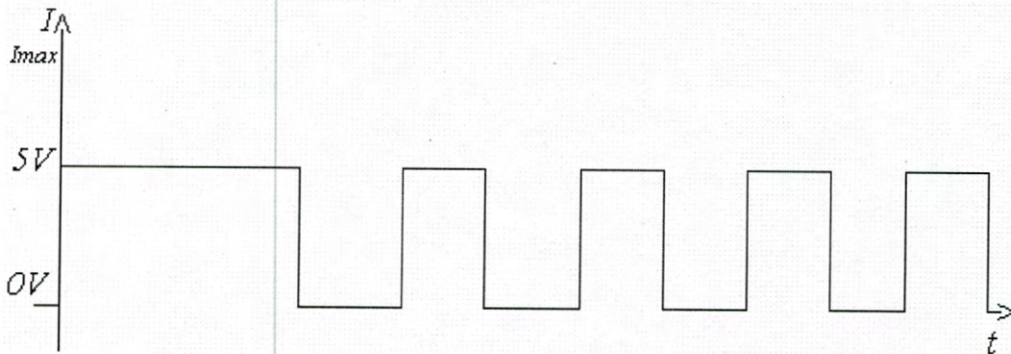


Fig.3.4 Señal de PWM correspondiente a la figura 3.3.

Por lo que se refiere al convertidor A/D, recordemos que el voltaje del sensor óptico es amplificado y convertido en digital por el microcontrolador. El resultado de esta conversión se almacena en dos registros de 8 bits llamados ADRESL y ADRESH. Como se dijo en el capítulo anterior, el convertidor analógico-digital es de 10 bits, por lo que 6 bits de estos registros, los más significativos del

registro ADRESH, no se toman en cuenta como se ve a continuación:

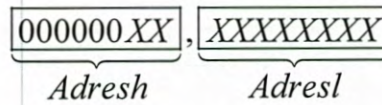


Fig. 3.5 Registros de almacenamiento

El rango de voltaje del convertidor es de 5 volts, por lo que la resolución es $\frac{5V}{1024} \approx 0.005V$. Esto es, por cada aumento o disminución de 0.005 volts en el sensor, se incrementa o disminuye el valor en los registros ADRESH y ADRESL en un bit.

Esta variable digital es la que posteriormente será procesada aritméticamente de acuerdo a la ecuación (3.1) para obtener el valor del PWM en cada instante de muestreo. En el bloque de línea punteada de la figura (3.6) se indican las funciones del microcontrolador dentro del esquema del sistema levitador.

Resulta conveniente utilizar lenguajes de programación de bajo nivel, ya que obtenemos una mayor velocidad en el cálculo de operaciones y el tiempo es un parámetro fundamental. En nuestro caso utilizamos lenguaje ensamblador.

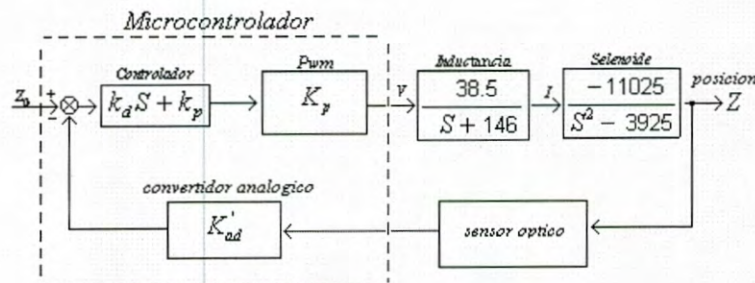


Fig. 3.6 Función de transferencia incluyendo el microcontrolador

Para tener una idea más clara de los cálculos que realiza el microcontrolador mostramos a continuación el diagrama de flujo correspondiente a los procesos del sistema de levitación:

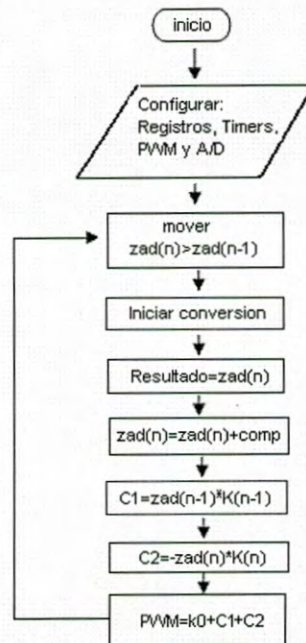


Fig. 3.7 Diagrama de flujo del algoritmo de control del levitador.

Donde $z_{ad}(n)$ y $z_{ad}(n-1)$ representan los valores digitales de la posición z actual y anterior respectivamente.

El tiempo de muestreo depende de la velocidad con que realizamos los cálculos, en nuestro caso implica hacer multiplicaciones de 16×16 bits y conversiones de voltaje analógico a digital, que son las operaciones que requieren de mas tiempo. Estamos utilizando un cristal de 20 Mhz (que es la frecuencia máxima permitida para el microcontrolador PIC16F876). Toda la rutina de control, cuyo código se enlista en el apéndice 4, se ejecuta en un tiempo máximo de 100 μ s.

La salida de la señal PWM en el microcontrolador se localiza en su terminal 13. Esta se conecta a través de un optoaislador a la compuerta del transistor MOS. El optoaislador es recomendable

porque nos aísla eléctricamente la parte de potencia (transistor, solenoide, diodo) del resto del circuito (microcontrolador, sensor) con lo que se minimizan riesgos y presencia indeseada de ruidos. En el apéndice 5 se presenta el circuito completo del sistema de control.

CAPITULO 4

Resultados y Conclusiones

Como ya se señaló desde el primer capítulo, el levitador es un sistema no-lineal cuyo análisis exacto resulta muy complicado de realizar. Por esta razón su estudio se simplificó linealizando el modelo matemático y limitando la operación del sistema a un rango pequeño de desplazamiento. Esto significa que el análisis de estabilidad presentado en el capítulo 1 tiene una validez relativa. Como en nuestro caso el objetivo fue el de levitar la esfera a una distancia de 5 mm del solenoide, limitamos la operación y validez del sistema a un rango de ± 1 mm. Con esto, la aproximación lineal de la expresión cuadrática de la fuerza del solenoide queda con un error máximo de 13% en los extremos del rango de 4-6 mm en la posición vertical, lo que parece razonable.

Análisis y Simulación

Como se recordará del capítulo 1, el sistema de levitación es esencialmente inestable. Por esta razón, lo primero que hicimos fue retroalimentar el sistema y encontrar las condiciones de estabilidad para los parámetros de control K_d y K_p . Estas se determinaron y quedaron establecidas de acuerdo a las relaciones (1.28) que aquí reproducimos

$$K_p < -\frac{92}{K_{AD}} \quad (4.1)$$

y

$$K_d < \frac{k_p}{145} \quad (4.2)$$

Puesto que en nuestro sistema $K_{AD} = 219$ (la constante de retroalimentación que resulta de combinar la constante del fotosensor con la constante del convertidor A/D), tenemos que el rango de estabilidad para estas constantes sería

$$145K_d < K_p < -0.42$$

Con el fin de encontrar los mejores valores de K_d y K_p , es decir, aquellos que producen la oscilación mínima en estado estable sin sacrificar la velocidad de respuesta, efectuamos simulaciones con el programa MATLAB© que nos permitieron determinar que con $K_d = -2$ y $K_p = -5$ se obtiene una respuesta satisfactoria. Con estos valores la función de transferencia del sistema queda

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{12480S + 31200}{S^3 + 146S^2 + 2,729,196S + 6,259,896} \quad (4.3)$$

Con una entrada escalón $Z_0(s) = U_0/S$ en estado estable se obtiene, mediante el teorema del valor final

$$Z(t)_\infty = \lim_{S \rightarrow 0} Z(S) \frac{U_0}{S} = \frac{31,200}{6,259,896} U_0 = 0.00498 U_0 \quad (4.4)$$

Por lo tanto, para obtener un estado final de 5 mm hacemos $U_0 = 1004$

La expresión final para $Z(s)$ queda entonces como

$$Z(s) = \frac{1004(12480S + 31200)}{S(S^3 + 146S^2 + 2,729,196S + 6,259,896)} \quad (4.5)$$

Al desarrollarla en fracciones parciales queda

$$Z(S) = \frac{5}{S} - \frac{0.412}{S + 2.29} - \frac{4.6S + 660}{(S + 71.84)^2 + 1650^2} \quad (4.6)$$

Cuya transformada inversa es

$$Z(t) = 5 - 0.412e^{-2.3t} - 4.6e^{-71.8t} \text{Sen}(1650t + 1.53) \quad (4.7)$$

Se puede apreciar en esta ecuación que el tercer término se encuentra muy atenuado por lo que las oscilaciones, de una frecuencia de 263 Hz (dado que $\omega = 2\pi f$), se desvanecen muy rápidamente. El tiempo de asentamiento, es decir, el tiempo empleado por el sistema en alcanzar el 90% de su valor final estable es de aproximadamente 0.05 segundos. Como era de esperarse, en estado estable la expresión tiende al valor de 5. La gráfica se observa en la figura 4.1

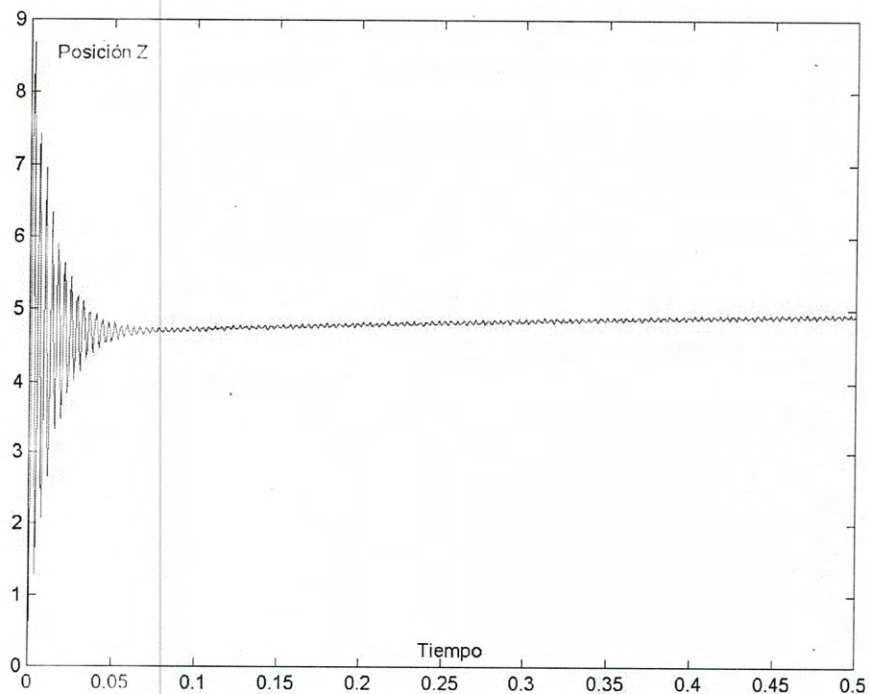


Figura 4.1 Gráfica de z(t)

En la práctica, para levitar la esfera tendremos que acercarla inicialmente al punto de levitación, es decir, entre los 4 y 6 mm. Para ser más realista la simulación la llevamos a cabo con un

escalón doble: uno con condición inicial cero y valor final de 4 que lleva al sistema a la zona lineal de operación, y otro aplicado a los tres segundos cuando ya se alcanzó la estabilidad y con valor final de 5. Con esto, la zona de validez en la simulación se circunscribe a la parte del segundo escalón que se encuentra en el rango de 4-6 mm. El resultado de esta simulación se aprecia en la figura (4.3) y el esquema de simulación empleado en MATLAB© con SIMULINK© se ve en la figura (4.2)

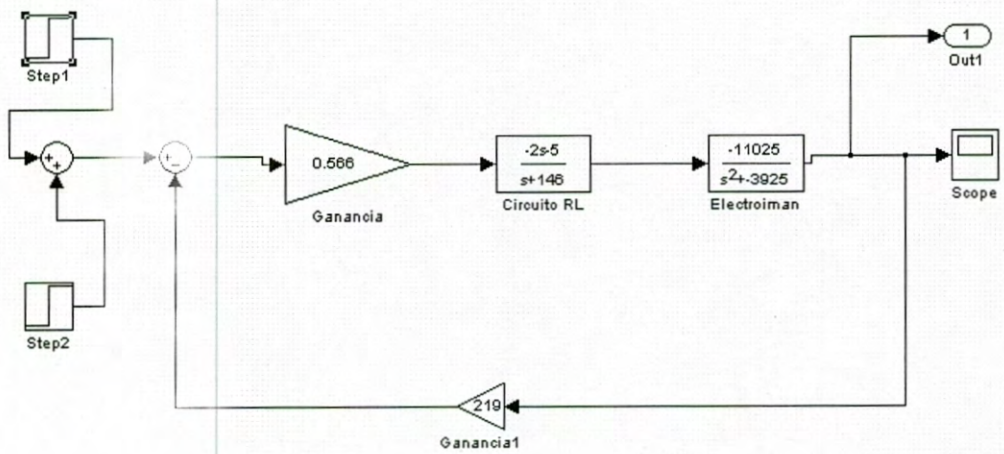


Figura 4.2 Esquema de la Simulación

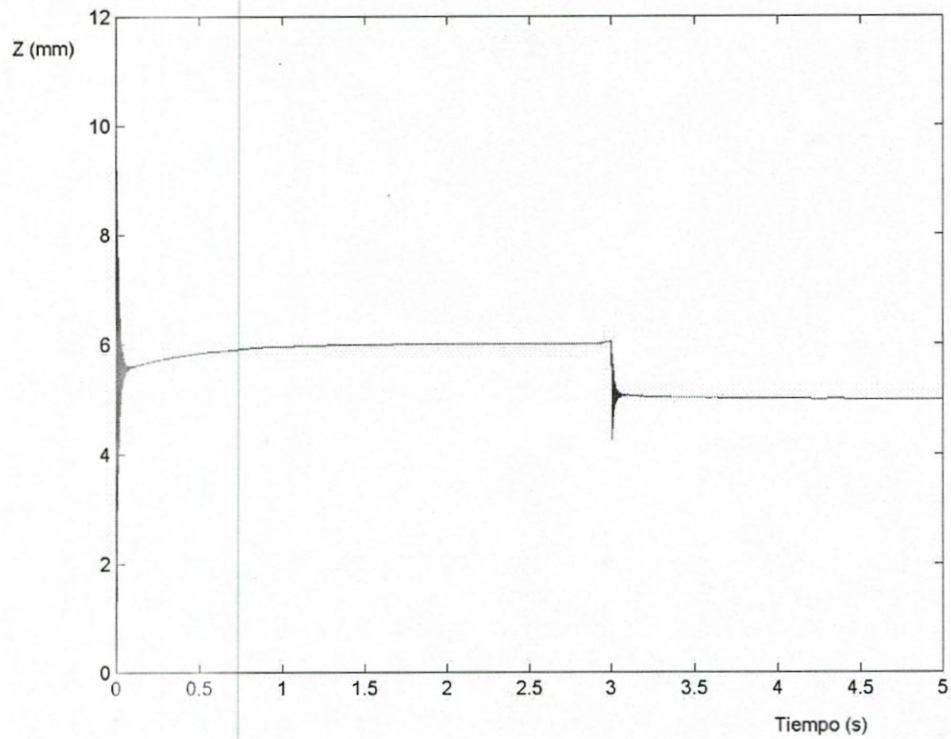


Figura 4.3 Salida de la simulación

Una ampliación de la zona de interés se muestra en la figura 4.4 en donde prácticamente se reproducen los parámetros encontrados en la simulación inicial, excepto por un factor de escala.

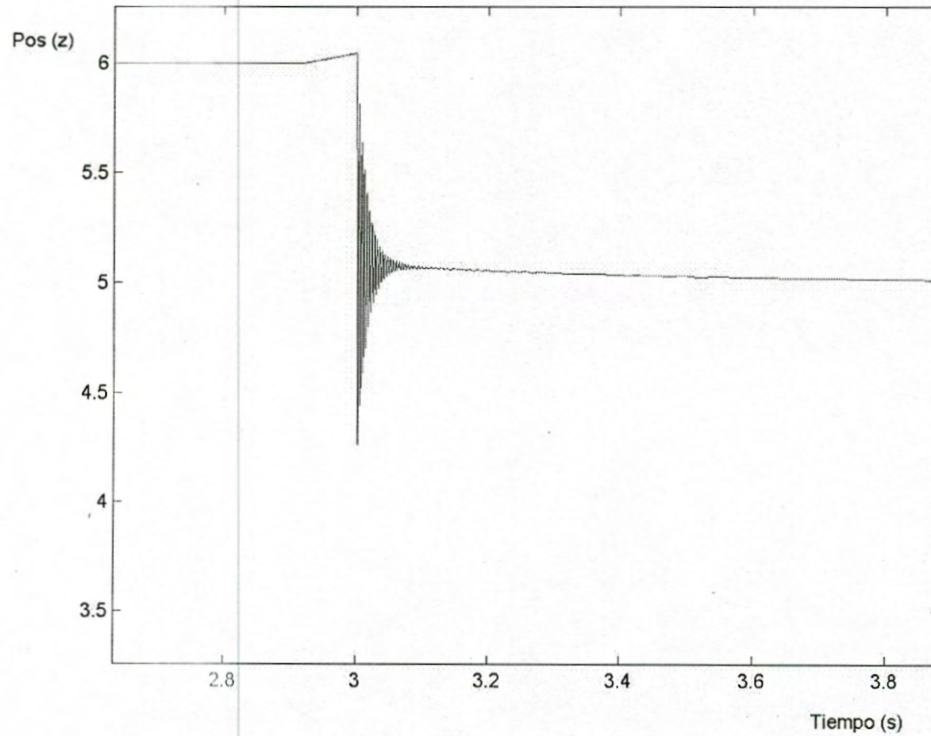


Figura 4.4 Salida ampliada de la simulación

Resultados Experimentales

El levitador se construyó empleando un solenoide cilíndrico con núcleo de hierro de 31mm de diámetro y con 380 vueltas de alambre esmaltado # 19. En la figura (4.5) se muestra una foto del sistema y en el apéndice 6 se presentan los detalles del solenoide.

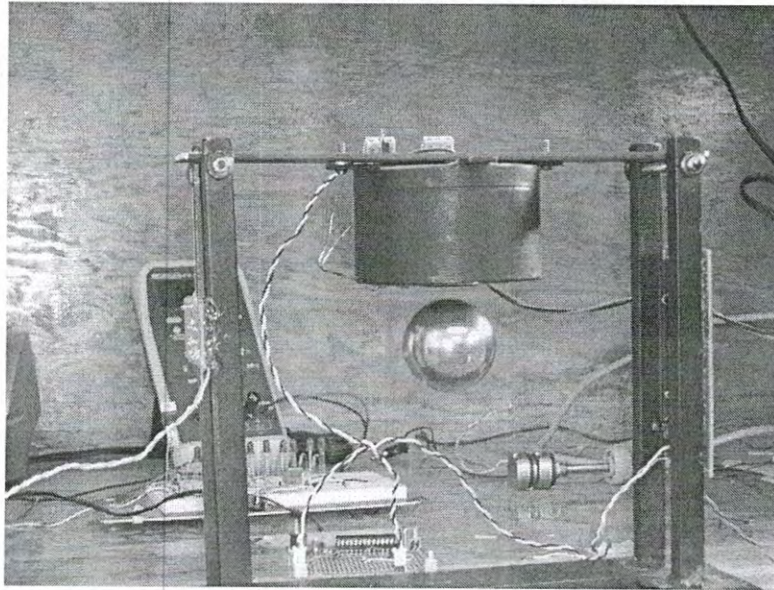


Figura 4.5 El sistema Levitador

Al intentar levitar la esfera surgieron algunos detalles no previstos. El más importante de ellos fue el hecho de que la estabilidad no se consigue para todos los valores de K_d y K_p dentro del rango estipulado en las relaciones (4.1) y (4.2). Es decir, el rango real de estabilidad es mucho más reducido que el predicho por nuestro modelo. Esto era de esperarse debido a una circunstancia no considerada por el modelo lineal pero que surge en la implementación del algoritmo de control: la salida numérica del controlador PD en ocasiones resulta en valores negativos; como estos valores no tienen su correspondiente ciclo de trabajo PWM, el algoritmo en el microcontrolador los anula y aplica un ciclo de trabajo de cero. Obviamente, esto es por el hecho de que la corriente en el solenoide no puede ser en el sentido opuesto (no hay fuerzas de repulsión).

Otro hecho notable en los resultados obtenidos es la presencia de oscilaciones permanentes en la posición de la esfera. A diferencia del modelo teórico que predice oscilaciones muy

atenuadas en condiciones de estabilidad (después de 0.5 segundos), en la práctica las oscilaciones permanecen. Ciertamente son de pequeña magnitud, pero apreciables. En la figura (4.6) se muestra la gráfica experimental obtenida al levitar la esfera partiendo de una posición inicial de 6 mm.

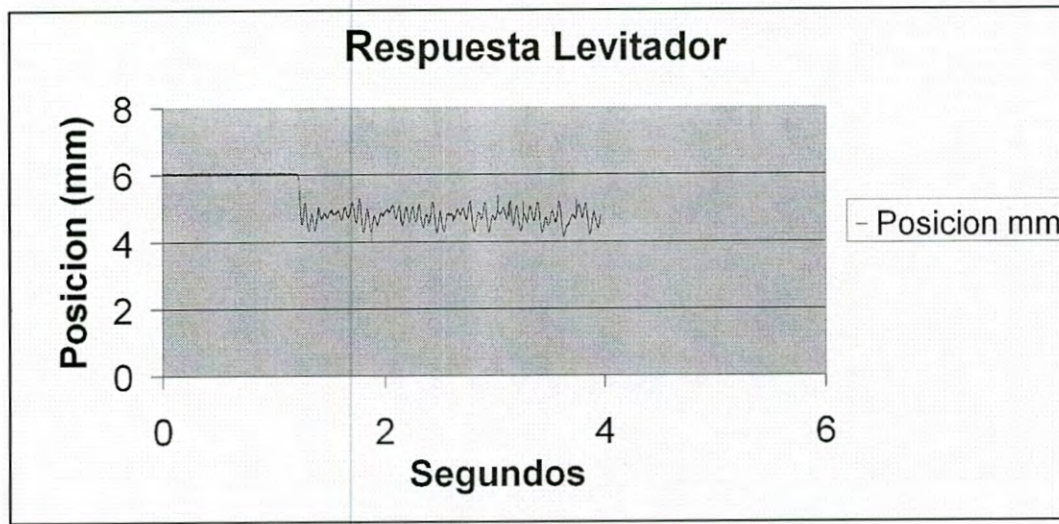


Figura 4.6 Respuesta real del Levitador

La causa fundamental de estas oscilaciones creemos que en primer término que se deben al sensor óptico de posición. Tal como se aprecia en el apéndice 7, la curva del sensor presenta algunas desviaciones de la línea recta en la zona de trabajo de 4-6 mm. Esto ocasiona que al levitar la esfera se presenten ciertos “brincos” que la sacan del rango lineal de operación. Esto a su vez origina respuesta anómala por parte del sistema debido a su no-linealidad. Los efectos de alguna forma se refuerzan entre sí ocasionando las oscilaciones observadas. De hecho, por momentos se observan picos de oscilación que parecen aleatorios.

En el transcurso del montaje experimental pudimos probar diferentes sensores ópticos. Con algunos de ellos obtuvimos una curva más lineal pero con otras desventajas: su rango de operación era más reducido, o presentaban mayor sensibilidad al medio ambiente y/o a los desplazamientos laterales de la esfera. Sin duda que se puede mejorar este aspecto pero se requeriría un estudio más minucioso para perfeccionarlo.

CONCLUSIONES

El sistema levitador cumplió con el objetivo final de levitar la esfera tal y como se esperaba. El modelo lineal empleado en el estudio del levitador fue útil en tanto que nos orientó en el diseño del sistema y la selección adecuada de sus parámetros. La simulación del sistema con el programa MATLAB© nos permitió afinar la selección de estos parámetros aunque fue necesario realizar diversas pruebas experimentales para obtener los mejores resultados. Para mejorar el desempeño del sistema habría que tratar de disminuir las oscilaciones finales. Para ello se recomienda trabajar más en el sensor de posición con el fin de mejorar su linealidad y rango de respuesta.

Creemos que el levitador se puede emplear como un elemento didáctico en la enseñanza de disciplinas tan variadas como: electromagnetismo, teoría de control, óptica, electrónica, programación y mecánica. Su riqueza académica fue determinante en la selección de este proyecto como tema de tesis.

REFERENCIAS

- [1] Thomas Rossi and John Hull. "Magnetic Levitation". The Physics Teacher. Diciembre 1991.
- [2] Beams, J. W., A. M. Clarke. "*Magnetic Suspension Balance Method for Determining Densities and Partial specific Volumes*", Review of Scientific Instruments, Vol. 33 (7) Julio 1962
- [3] Thompson Marc T. "*Eddy Current Magnetic Levitation: Models and Experiments*" IEEE Potentials, Enero/Marzo 2000
- [4] Myounggyu D. Noh "*Self Sensing Magnetic Bearings Using Parameter Estimation*", Research Associate Eric H. Maslen, Assistant Professor IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol. 46, I Febrero 1997.
- [5] Beams W. Jesse. "Ultrahigh-Speed Rotation". Scientific American, Vol. 204 (4), 134, 1961
- [6] Mohamed N. El-Derini. "Mathematical model of a solenoid for energy and force calculations". J. Physics "D". Vol. 17 1984
- [7] Holmes, L. M. "Stability of Magnetic Levitation", Journal of Applied Physics Vol.49 (6) Junio 1978
- [8] MARSDEN, J.E. - A.J. Tromba, "Cálculo Vectorial", 2 ed. Addison-Wesley Iberoamericana, 1991.
- [9] Ogata, Katsuhiko. INGENIERIA DE CONTROL MODERNA. 2 ed. México. Prentice-Hall Hispanoamérica. 1988
- [10] MURRAY, R. Spiegel, "TRANSFORMADAS DE LAPLACE" ed. México. Mc. Graw Hill. 1998

INTERNET

- [I] [\[http://www.hfml.kun.nl/levitation-possible.html\]](http://www.hfml.kun.nl/levitation-possible.html)
- [II] <http://library.lanl.gov/numerical/bookfpdf/f5-7.pdf>
- [III] <http://cnx.rice.edu/content/m11922/latest/>
- [IV] http://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist-Shannon_sampling_theorem
- [V] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/30292c.pdf>

BIBLIOGRAFIA.

Libros

- JEFIMENKO**, Oleg D. electricity and Magnetism. 2 ed. EUA. Ed. Electret scientific company. 1998.
- JACKSON**, John David. Classica electrodynamics. 3 ed. EUA. Ed. John wiley & sons. 1998.
- REITZ**, John R., Mildford, Frederick J. Foundations of Electromagnetic Theory. 2 ed. EUA. Ed. Adison Wesley publishing company. 1980.
- GRANT**, I. S., Phillips, W. R. Electromagnetismo. 1 ed. Mexico. ED. Limusa. 1979.
- GRAY**, Andrew. Absolute Measurement in Electricity and Magnetism. 2 ed. New York, EUA. Ed. Dover publications. 1967.
- HAYT**, William H. Jr. Teoría Electromagnética. 5 ed. Mexico. Ed. Mcgraw Hill. 1999
- MOON**, Francis, C. Superconducting Levitation. 1 Ed. EUA Ed. Wiley-VCH. 1994
- RESNICK**, Robert, Halliday, David, Krane, Kenneth S. Física Vol. II. 4 ed. México. Ed. CECSA. 1995.
- SEARS**, Francis W., Zemansky, Mark W., Young, Hugh D. Física universitaria. 6 ed. Mexico. Ed. Addison Wesley Latino Americana. 1990.
- BENSON**, Harris, Física Universitaria, Vol. II, 1 ed. México. Ed. CECSA. 1995.
- OGATA**, Katsuhiko. INGENIERIA DE CONTROL MODERNA. 2 ed. México. Prentice-Hall Hispanoamérica. 1988.
- MALVINO**, Albert Paul. Electronic Principles. \$ ed. EUA. Ed. McGraw-Hill. 1989.
- MARSDEN**, J.E. - A.J. Tromba, "Cálculo Vectorial", 2 ed. Addison-Wesley Iberoamericana, 1991.

NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. CMOS databook. EUA. 1981.

NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. Linear databook. EUA. 1987.

TOCCI, Ronald D. Sistemas digitales: principios y aplicaciones. 6 ed. México. Ed. Prentice Hall hispanoamericana.

FLOYD, Thomas L. Electronics Fundamentals Circuit, devices & applications. 4 ed. EUA. Ed. Prentice Hall. 1996.

FLOYD, Thomas L. Electronic Devices. 5 ed. EUA. Ed Prentice Hall. 1998.

ARTICULOS SOBRE LEVITACION

Hill, R. John "Teaching Electrodynamic Levitation Theory", *IEEE Transaction on Education; Vol. 33 No. 4; Noviembre 1990*

BEAMS, J. W. "Double Magnetic Suspension", *Review of Scientific Instruments, Vol. 34, p.1071 Octubre 1963.*

BEAMS, J. W., "Spinning Rotor Pressure Gauge"
D. M. Spitzer, J. P: Wade; *Review of Scientific Instruments, Vol.33, No.2 p.151, Febrero 1962.*

BARIE, Walter "Linear and nonlinear state space controllers for magnetic levitation", *International Journal of System Science; vol. 27, No. 1, 1996.*

BECKER, Richard. Electromagnetic fields and Interactions. 1 ed. New York, EUA. Ed. Dover Publications. 1982.

Holmes F. T. "Axial Magnetic Suspensions", *Review of Scientific Instruments Vol. 8 p.444, Noviembre 1937.*

SRIDHARAM, G. "Electro-Optical Position Measurement for Active Magnetic Bearing", Review of Scientific Instruments, Vol. 56 (1) Enero 1985

BERNARD B. E., W. S. Cheung, R. C. "Ritter Frequency Modulated Coil Sensor for Magnetic Suspension", Review of Scientific Instruments, Vol.53 (11) Noviembre 1982

BLEULER, H. "A Survey of Magnetic Levitation and Magnetic Bearing Types", JSME International Journal Vol. 35 (3) p.335 1992

FREDERICK, N. V., W. M. Haynes "*Differential Capacitance Sensor as Position Detector for a Magnetic Suspension Densimeter*", Review of Scientific Instruments, Vol.50 (9) Septiembre 1979.

McGEE, J. H. J. W. Beams, D.W. Kupke; "*Constant Speed Drive for the Magnetically Supported Equilibrium Ultracentrifuge*" Review of Scientific Instruments, Vol.45 (12) Diciembre 1974.

CARMICHAEL, A. T. & S. Hinchliffe "Magnetic Suspension Systems with Digital Controllers", Review of Scientific Instruments Vol.57 No.8 p.1611; Agosto de 1986.

OGUCHI, K., T. Tomigashi "*Digital Control for a Magnetic Suspension System as an Undergraduate Project*", International Journal Engineering Education Vol.27 (3) p.226,

SIVADASAM, K.K. "*Analysis of Self Sensing Active Magnetic Bearing Working on Inductance Measuring Principles*", IEEE Transactions on Magnetism Vol. 32 (2), Marzo 1996

UPTON, S. R., D. N. Murgatroyd "Magnetic Levitation with Thyristor Control", Review of Scientific Instruments, Vol.52 (1) p.133 Enero 1981.

MURGATROYD, P. N., A. T. Carmichael, S.P. Thomas "Improved Diferential Optical Position Detector for Magnetic Suspension Systems", Review of Scientific Instruments, Vol.56 (8) Agosto 1985.

SRIDHARAN, G. "Improved Active Magnetic Suspension", Review of Scientific Instruments, Vol.54 (10) Octubre 1983.

SCUDIÈRE, Willems and Gillies "Digital Controller for a Magnetic suspension System", Review of Scientific Instruments, Vol.57 (8) Agosto 1986

LAWSON, M. A. and G. T. Gillies "Interrupt Driven Digital Controller for a Magnetic Suspension System", Review of Scientific Instruments, Vol.60 (3) Marzo 1989.

APENDICE 1

Expresión para la fuerza utilizando el concepto de Reluctancia.

Primero deducimos la expresión para la obtención de la fuerza magnética:

La fuerza queda expresada como:

$$F_m = \frac{\partial W_m(i, z)}{\partial z} \quad (\text{A.4-1})$$

Recordemos que la energía la expresamos como función de la inductancia y la corriente:

$$W_m(i, z) = \frac{1}{2} Li^2 \quad (\text{A.4-2})$$

La inductancia la expresamos en términos de la reluctancia que para un solenoide de longitud finita queda:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{A.4-3})$$

con \mathfrak{R} como la reluctancia del sistema magnético.

que para nuestro sistema toma la forma

$$\mathfrak{R} = \frac{z}{\mu A} \quad \text{donde } A \text{ es igual al área de la esfera.} \quad (\text{A.4-4})$$

entonces

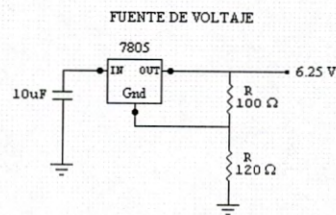
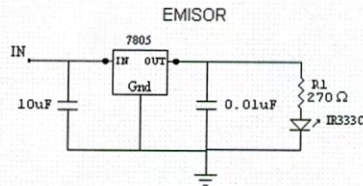
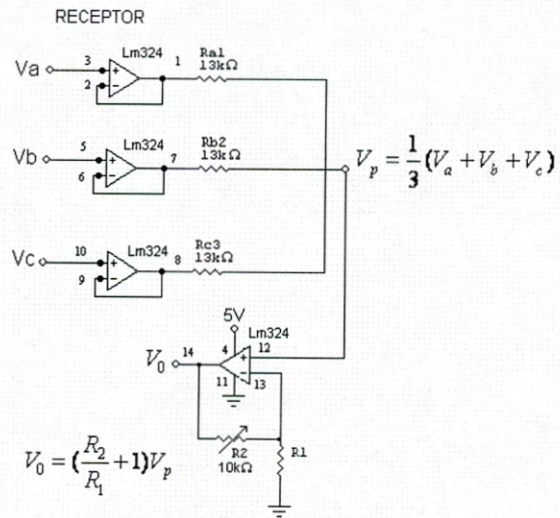
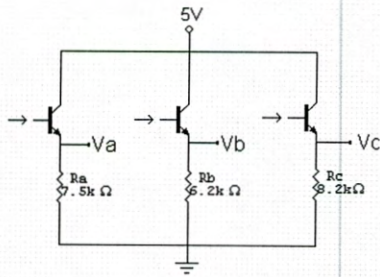
$$L = \frac{\mu AN^2}{Z} \quad \text{y} \quad W_m = \frac{1}{2} \mu AN^2 \frac{i^2}{Z} \quad (\text{A.4-5a} - \text{A.4-5b})$$

que sustituyendo en (A.4-2) y derivando respecto a Z, obtenemos la expresión final para la fuerza, que es:

$$F_m = -\frac{1}{2}\mu AN^2 \left(\frac{i}{Z}\right)^2 \quad (\text{A.4-6})$$

APENDICE 2

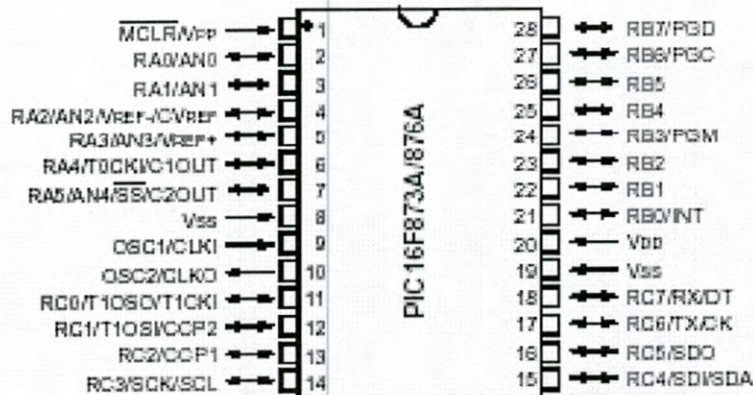
Diagrama del sensor óptico.



APENDICE 3

Características del microcontrolador PIC16F876

Key Features	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Operating Frequency	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz
Resets (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
Flash Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory (bytes)	128	128	256	256
Interrupts	14	15	14	15
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Analog Comparators	2	2	2	2
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions
Packages	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN



APENDICE 4

Programa del microcontrolador en lenguaje ensamblador.

```
;Programa para el control del levitador que emplea el algoritmo PD con la
formula
;PWM = FACTN*AD(n) - (CTE + FACTV*AD(n-1)
;Entrada de Referencia Zo = 5 mm
;Cristal de 20 MHZ, Frecuencia del PWM = 10KHZ
;Velocidad de Adquisicion, Computo y Actualizacion del PWM aprox. 3200 HZ
;Cantidad de Memoria Flash empleada en el programa: 193 bytes
;
    13 de Enero 2006
```

```
list p=pic16f873
radix hex
#include"p16f873.inc"
```

```
;Definimos variables
```

```
cont equ 0x25
signo equ 0x26
accbhi equ 0x27
accblo equ 0x28
accahi equ 0x29
accalo equ 0x30
flags equ 0x33
accchi equ 0x49
accclo equ 0x50
accdhi equ 0x51
accdlo equ 0x52
temp equ 0x53
temp_w equ 0x60
temp_s equ 0x61
tempo0 equ 0x62
tempo1 equ 0x63
tempo2 equ 0x64
tempo3 equ 0x65
accbmi equ 0x66
accdmi equ 0x67
accmi equ 0x68
accami equ 0x69
adoldlo equ 0x7A
adoldhi equ 0x7B
adnewlo equ 0x7C
adnewhi equ 0x7D
```

```
;Definimos Constantes
```

```
CTEHI EQU 0x0F ;CTEHI:CTELO
CTELO EQU 0x3C
FACTNH EQU 0x11 ;factor a/d(n)
FACTN EQU 0x98
FACTVH EQU 0x11 ;factor a/d(n-1)
FACTV EQU 0x94
VOFFHI EQU 0x02 ;Compensacion Sensor
VOFFLO EQU 0x25
```

```
;;;;;;;;;;;;;;Inicia
Codigo;;;;;;;;;;;;;;
org 0x00
goto inicio
```

```
inicio
;Configurando Registros
```



```

movlw b'00011111'
tris porta ;puerto A de entrada analogica
movlw 0x00
tris portb ;puerto B de salida
movlw 0x00
tris portc ;puerto C de salida
;Configuracion A/D
bsf status,rp0 ;Banco 1
movlw b'10000000' ;CONFIGURANDO REGISTRO ADCON1
movwf adcon1 ;just. derecha, 5 canales
bcf status,rp0 ;Banco 0
movlw b'11000001' ;CONFIGURANDO REGISTRO ADCON0
movwf adcon0 ;Fosc/32, Canal 0
;Configuracion Timer2 y PWM
bsf STATUS,RP0 ;Banco1
movlw 0xFF ;255d
movwf PR2 ;Periodo del PWM=204 MicroSegs (F=4882Hz)
bcf STATUS,RP0 ;Banco 0
movlw b'00000001'
movwf T2CON ;Prescaler=4
movlw 0x3C
movwf CCP1CON ;Modalidad PWM y hacemos bits LSB=11
bsf T2CON,TMR2ON ;Arranca Timer2

;Ciclo de Trabajo PWM = (CCPR1L:CCP1CON<5:4) (Tosc) (TMR2prescaler)
; = (CCPR1L:CCP1CON<5:4)*(200 ns)
bcf CCP1CON,4 ;Limpiamos bits LSB
bcf CCP1CON,5
movlw 0x7F ;125d
movwf CCPR1L ;Ciclo de trabajo inicial de 50%

;////////////////////////////////////Leer A/D y Procesar
;////////////////////////////////////
leer
;valores nuevos pasan a viejos: adnewhi -> adoldhi y adnewlo -> adoldlo
movf adnewhi,W
movwf adoldhi
movf adnewlo,w
movwf adoldlo

bsf adcon0,go_done ;iniciar conversion
veri btfscc adcon0,go_done ;esperar termino de conversion
goto veri
movf adresh,w ;Recoge los valores del A/D (adresh:adresl)
movwf adnewhi ;adresh -> adnewhi
bsf status,rp0 ;banco 1
movf adresl,w
bcf status,rp0 ;banco 0
movwf adnewlo ;adresl -> adnewlo

;Compensamos el corrimiento de voltaje VOFF del Sensor de Posicion
call Compensa ;[adnew + VOFF] -> adnew

; call prueba
; goto leer

```

```

;Calculo del algoritmo de control PD
;V = FACTN*AD(n) - (CTE + FACTV*AD(n-1))

;Evaluamos primero FACTV*AD(n-1)= FACTV*ADOLD
Calcula    movlw FACTV          ;FACTV -> ACCa
           movwf ACCaLO
           movlw FACTVH        ;FACTVH -> ACCaHI
           movwf ACCaHI
           movf adoldlo,W      ;ADV -> ACCb
           movwf ACCbLO
           movf adoldhi,W
           movwf ACCbHI
           call multi          ;Resultado en ACCbHI:ACCbLO:ACCcHI:ACCcLO

;Evaluamos CTE + FACTV*AD(n-1) 24+24 bits (ACCb + ACCa -> ACCb)
           movf ACCcLO,W       ;Preparamos sumandos (ACCb + ACCa)
           movwf ACCaLO
           movf ACCcHI,W
           movwf ACCaMI
           movf ACCbLO,W
           movwf ACCaHI
           movlw CTELO
           movwf ACCbLO
           movlw CTEHI
           movwf ACCbMI
           clrf ACCbHI
           call suma           ;Resultado en ACCbHI:ACCbMI:ACCbLO
           movf ACCbLO,W
           movwf tempo0
           movf ACCbMI,W
           movwf tempol
           movf ACCbHI,W
           movwf tempo2
                                     ;Almacenado en tempo2:tempol:tempo0

;Evaluamos el producto FACTN*AD(n)
           movlw FACTN         ;Preparamos factores (ACCb y ACCa)
           movwf ACCaLO
           movlw FACTNH
           movwf ACCaHI
           movf adnewlo,W
           movwf ACCbLO
           movf adnewhi,W
           movwf ACCbHI
           call multi          ;Resultado en ACCbHI:ACCbLO:ACCcHI:ACCcLO:

;Evaluamos la resta FACTN*AD(n) - (tempo2:tempol:tempo0)
;Con la rutina Resta (c-a) -> c de 24 bits
;El registro ACCcLO ya quedo listo
;Si el resultado es negativo "Resta" devuelve ceros
           movf ACCcHI,W
           movwf ACCcMI
           movf ACCbLO,W
           movwf ACCcHI
           movf tempo0,W
           movwf ACCaLO
           movf tempol,W
           movwf ACCaMI
           movf tempo2,W
           movwf ACCaHI
           call Resta          ;El resultado en ACCcHI:ACCcMI:ACCcLO

```

```

;Si el resultado fue mayor que 1024 -> ACCcMI:ACCcLO = 0x03FF
;ponemos PWM al 100% con 0x3FF. Esto lo checamos si ACCcMI<'00000100' Y ACCcHI >
0
    movf  ACCcHI,F
    btfss status,z
    goto  Llena
    movlw b'00000100'
    subwf ACCcMI,w      ;ACCcMI-4 -> W
    btfss status,c
    goto  PWM          ;ACCcMI es menor que 4
Llena movlw 0xff        ;ACCcMI es mayor que 4 y por lo tanto que 1024
    movwf ACCcLO        ;Carga con valor maximo 0x3FF
    movlw 0x03
    movwf ACCcMI
;Actualizamos el registro del PWM
PWM
;Primero ajustamos a la izquierda ACCcMI:ACCcLO (ACCcMI tiene 2 bits)
    bcf    status,c      ;limpiar carry
    rlf   ACCcLO,f      ;6 corrimientos a la izquierda
    rlf   ACCcMI,f      ;alternados de ACCcLO y ACCcMI
    rlf   ACCcLO,f
    rlf   ACCcMI,f
    rlf   ACCcLO,f
    rlf   ACCcMI,f
    rlf   ACCcLO,f
    rlf   ACCcMI,f      ;ACCcLO se queda con 2 bits en pos. 7 y 6
;Ahora pasamos esta informacion
;al los registros del PWM (CCPR1L:CCP1CON<5:4>)
    movf  ACCcMI,W      ;Los 8 MSBits
    movwf CCPR1L

;    bcf  CCP1CON,5      ;Los 2 LSBits
;    btfsc ACCcLO,7
;    bsf  CCP1CON,5
;    bcf  CCP1CON,4
;    btfsc ACCcLO,6
;    bsf  CCP1CON,4

    btfsc ACCcLO,7
    goto  bruno
    bcf  CCP1CON,5
alli  btfsc ACCcLO,6
    goto  gato
    bcf  CCP1CON,4
    goto  leer
bruno bsf  CCP1CON,5
    goto  alli
gato  bsf  CCP1CON,4

;FIN DEL CICLO
    comf  portb,f      ;Para medir la frecuencia del ciclo
    goto  leer

```



```

;RUTINAS EMPLEADAS EN EL PROGRAMA
;*****
; Multiplication : ACCb(16 bits) * ACCa(16 bits) -> ACCb,ACCc ( 32 bits )
; (a) Load the 1st operand in location ACCaLO & ACCaHI ( 16 bits )
; (b) Load the 2nd operand in location ACCbLO & ACCbHI ( 16 bits )
; (c) CALL "MULTI"
; (d) The 32 bit result is in location ( ACCbHI,ACCbLO,ACCcHI,ACCcLO )
;
; ACCB: ACCBHI & ACCBLO; ACCA: ACCAHI & ACCALO; ACCC: ACCCHI & ACCCLO

multi
    call    setup                ;ACCb -> ACCd
mloop rrf   ACCbHI, F            ;rota ACCd derecha
      rrf   ACCbLO, F
      btfsc STATUS,C           ;checa bit del carry
      call  D_suma
      rrf   ACCbHI, F ;Rota los parciales
      rrf   ACCbLO, F
      rrf   ACCcHI, F
      rrf   ACCcLO, F
      decfsz temp, F           ;loop until all bits checked
      goto  mloop
      return

;Rutina para almacenar ACCb en ACCd y limpiar ACCb
setup movlw .16                ;16 corrimientos
      movwf temp
      movf  ACCbHI,W           ;ACCb -> ACCd
      movwf ACCdHI
      movf  ACCbLO,W
      movwf ACCdLO
      clrf  ACCbHI
      clrf  ACCbLO           ;ACCb -> 0
      retlw 0

;Rutina para suma de doble precision
D_suma
      bcf   Flags,C           ;Clear temp Carry bit
      movf  ACCaLO,W          ;Addition ( ACCb + ACCa -> ACCb )
      addwf ACCbLO, F        ;add lsb
      btfsc STATUS,C         ;add in carry
      incf  ACCbHI, F
      btfsc STATUS,C
      bsf   Flags,C
      movf  ACCaHI,W
      addwf ACCbHI, F        ;add msb
      bcf   STATUS,C
      retlw 0

;Suma de 24+24 bits (ACCb + ACCa -> ACCb)
suma
      bcf   flags,C           ;Limpia carry auxiliar
      movf  ACCaLO,W          ;ACCaLO -> W
      addwf ACCbLO, F        ;ACCaLO+ACCbLO -> ACCbLO
      btfsc STATUS,C         ;checa si hay carry
      incf  ACCbMI, F ;Si lo hay, incrementa ACCbMI
      btfsc STATUS,Z         ;Checa carry en este incremento
      bsf   flags,C           ;Si lo hay, pon carry auxiliar
      movf  ACCaMI,W ;ACCaMI -> W

```

```

addwf ACCbMI, F ;ACCaMI+ACCbMI -> ACCbMI
btfss STATUS,C ;checa si hay carry
btfsc flags,C ;checa si hay carry auxiliar
incf ACCbHI, F ;Si lo hay, incrementa ACCbHI
btfsc STATUS,Z ;Checa carry en este incremento
bsf flags,C ;Si lo hay, pon carry auxiliar
movf ACCaHI,W ;ACCaHI -> W
addwf ACCbHI, F ;ACCaHI+ACCbHI -> ACCbHI
; btfsc flags,C ;Checa carry
; bsf STATUS,C ;Si hay carry auxiliar, pone
;carry general

return

;Resta de C (24 bits) menos A (24 bits)
;Minuendo: ACCcHI & ACCcMI & ACCcLO
;Sustraendo: ACCaHI & ACCaMI & ACCaLO
;Resultado: ACCcHI & ACCcMI & ACCcLO
;Si el resultado es negativo devuelve ceros
Resta
;Primero comparamos C con A
movf ACCaHI,W
subwf ACCcHI,W ;Comparamos bytes altos
btfss STATUS,C
goto limpia ;C es menor que A
btfss STATUS,Z ;Checa si es cero
goto Menos ;C es mayor que A
movf ACCaMI,W ;Fue cero, continua comparando
subwf ACCcMI,W ;Comparamos bytes medios
btfss STATUS,C
goto limpia ;C es menor que A
btfss STATUS,Z ;Checa si es cero
goto Menos ;C es mayor que A
movf ACCaLO,W ;Fue cero, continua comparando
subwf ACCcLO,W ;Comparamos bytes bajos
btfss STATUS,C
goto limpia ;C es menor que A
;Efectuamos la Resta
Menos movf ACCaLO,W ;(c-a) -> c
subwf ACCcLO,F
btfss STATUS,C
decf ACCcMI,F
movf ACCaMI,W
subwf ACCcMI,F
btfss STATUS,C
decf ACCcHI,F
movf ACCaHI,W
subwf ACCcHI,F ;Termina Resta
return

limpia clrf ACCcLO ;Resultado Negativo, devuelve ceros
clrf ACCcMI
clrf ACCcHI
return

;Rutina para compensar el VOFF del Sensor sumandoselo a Zad
Compensa
movlw VOFF; ;Cargamos factor de compensacion
addwf adnewlo,F ;Sumamos VOFF al LSB del A/D -> adnewlo
btfsc STATUS,C ;Checa carry
incf adnewhi, F ;Lo agrega a adnewhi si lo hay
movlw VOFF; ;Ahora la parte alta

```

```

addwf adnewhi,F
; bcf adnewlo,0 ;Truncamos LSB para quitar ruido
return

Prueba
;Primero ajustamos a la izquierda adnewhi:adnewlo (adnewhi tienelos 2 bits MSB)
bcf status,c ;limpiar carry
rlf adnewlo,f ;6 corrimientos a la izquierda
rlf adnewhi,f ;alternados de ACCcLO y ACCcMI
rlf adnewlo,f
rlf adnewhi,f
rlf adnewlo,f
rlf adnewhi,f
rlf adnewlo,f
rlf adnewhi,f
rlf adnewlo,f
rlf adnewhi,f
rlf adnewlo,f
rlf adnewhi,f ;adnewlo se queda con 2 LSB bits en pos. 7 y 6
;Pasamos la informacion del AD directamenta
;al los registros del PWM (CCPR1L:CCP1CON<5:4>)
movf adnewhi,W ;Los 8 MSBits
movwf CCP1L

btfsc adnewlo,7
goto bruno2
bcf CCP1CON,5
alli2 btfsc adnewlo,6
goto gato2
bcf CCP1CON,4
return
bruno2 bsf CCP1CON,5
goto alli2
gato2 bsf CCP1CON,4
return

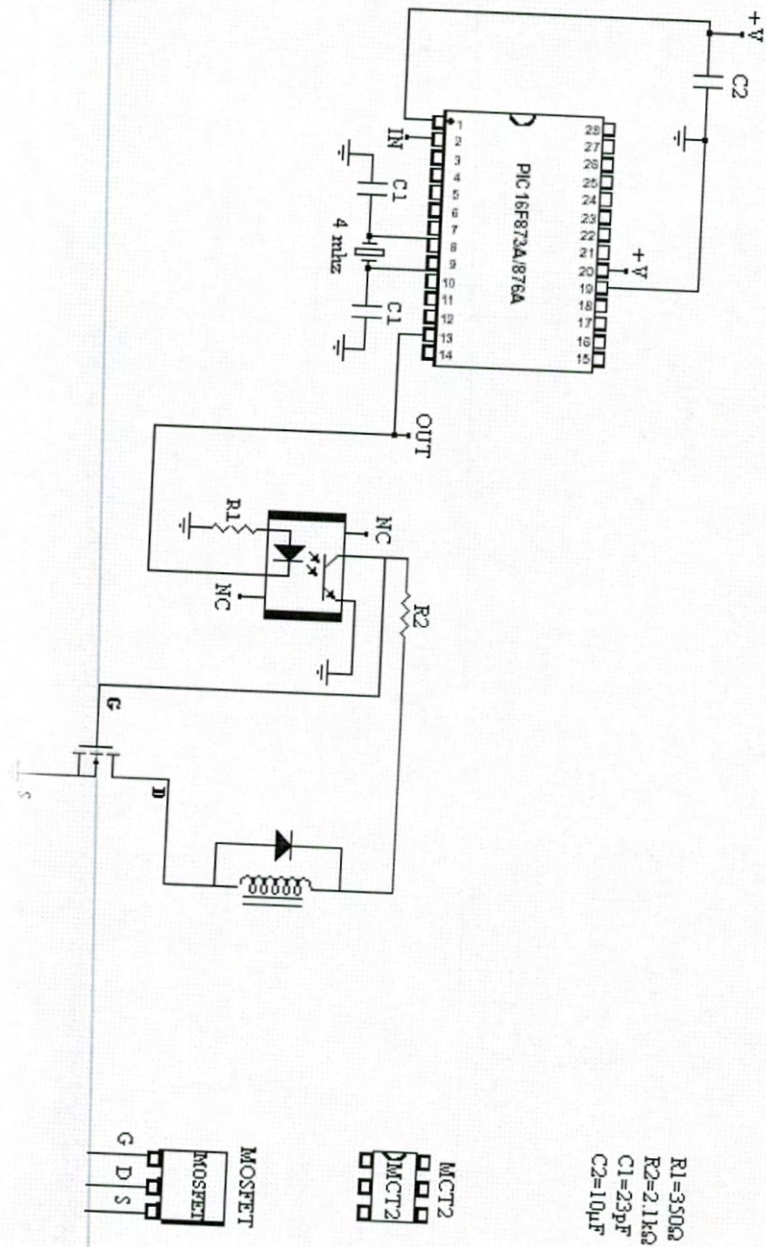
;Rutina para sacar el valor del AD al puerto B
Prueba2 movf adnewlo,w
movwf portb ;Saca al puerto B los 8 LSBits de zadnl
btfsc adnewhi,1 ;Saca al Puerto C <7,0> los MSBits: zadnh<1,0>
goto uno7
bcf PORTC,7
aqui btfsc adnewhi,0
goto uno6
bcf PORTC,6
return
uno7 bsf PORTC,7
goto aqui
uno6 bsf PORTC,6
return

end

```


APENDICE 5

Diagrama total del circuito eléctrico.



APENDICE 6

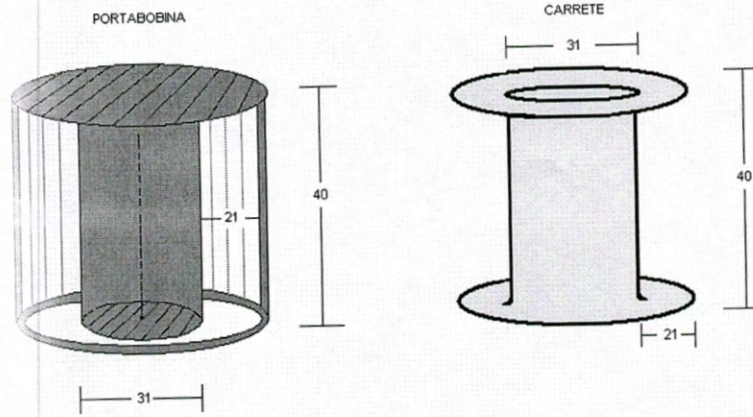
Características del solenoide

Unidades: mm

Características de la bobina:

$R = 3.9 \Omega$
 $L = 25.71 \text{ mH}$
 $N = 380 \text{ vueltas}$

Alambre calibre 19



APENDICE 7

Respuesta del sensor óptico.

