

UNIVERSIDAD RICARDO PALMA

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA
USANDO SENSOR DE EFECTO HALL**



TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR

ISAAC GUILLERMO GONZALES VIZCARRA

WALTER SANTIAGO CAMPOS ARANDA

LIMA – PERÚ

2014

*Dedicatoria: A nuestros padres,
hermanos y nuestros profesores que
nos apoyaron y guiaron en nuestra
formación universitaria.*

*“La vida es como montar en
bicicleta. Si quieres mantener el
equilibrio no puedes parar.”
Albert Einstein*

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE TABLAS

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPITULO I INTRODUCCIÓN	14
1.1 MARCO SITUACIONAL	14
1.2 PROBLEMATIZACIÓN	14
1.3 OBJETIVOS	16
1.3.1 OBJETIVOS GENERALES	16
1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	16
1.4 IMPORTANCIA	17
1.5 IMPACTO Y TECNOLOGÍA	19
1.6 SISTEMAS DE LEVITACIÓN Y ENTORNO NACIONAL	23
CAPITULO II SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	24
2.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	24
2.2 DISEÑO DEL ACTUADOR – ELECTROIMÁN	26
2.2.1 OBTENCIÓN DE PARÁMETROS FÍSICOS Y PROPIEDADES DEL ELECTROIMÁN	26
2.2.2 MEDICIÓN DE LA RESISTENCIA INTERNA DEL DEVANADO	35
2.2.3 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA PRESENTE EN ELECTROIMÁN	35
2.2.4 FUERZA ATRACTIVA DE UN ELECTROIMÁN	41
2.2.5 FENÓMENOS PRESENTES EN UN ELECTROIMÁN	53
2.3 MASA MAGNÉTICA A LEVITAR	54
2.3.1 CAMPO MAGNÉTICA GENERADA POR UN IMÁN DE NEODIMIO	53
2.3.2 GRADO O NIVEL N DE UN IMÁN DE NEODIMIO	

2.3.3	GEOMETRÍA Y CAMPO GENERADO DE IMANES A USAR	56
2.4	SENSOR HALL	57
2.4.1	EFFECTO HALL	58
2.4.2	CONSIDERACIONES PARA DISEÑO DEL SENSOR	58
CAPITULO III	MODELAMIENTO DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	59
3.1	LINEALIZACIÓN DEL SISTEMA	66
3.2	MODELO EN ESPACIO-ESTADO	66
3.3	ANÁLISIS DE OBSERVABILIDAD Y CONTROLABILIDAD	68
3.4	SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	70
3.4.1	SIMULACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO	71
CAPITULO IV	DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL	71
4.1	LEVITACIÓN MAGNÉTICA CONTROLADA POR PID	73
4.2	DISEÑO DE CONTROL CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS ...	78
4.2.1	CONTROLADOR CON REFERENCIA INTERNA CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS COMPLETOS	78
4.3	DISEÑO DEL CONTROLADOR POR LÓGICA DIFUSA	79
4.4	COMPARACIÓN ENTRE LAS RESPUESTAS PARA CADA DISEÑO	92
CAPITULO V	IMPLEMENTACIÓN DE SISTEMAS DE CONTROL	102
5.1	CONTROL PID ANÁLOGO	104
5.2	IMPLEMENTACIÓN CON LA TARJETA DE ADQUISICIÓN PARA MATLAB	104
5.3	CONSIDERACIONES DEL SISTEMA	127
5.4	COSTOS	135
5.5	ESQUEMAS CIRCUITALES	140
		144

CAPITULO VI RESUMEN	
CAPITULO VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	147
7.1 CONCLUSIONES	148
7.2 RECOMENDACIONES	148
FUENTES BIBLIOGRÁFICAS	151
	152

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1: PARÁMETROS IMPLÍCITOS EN EL ELECTROIMÁN	41
TABLA 2.2: TERMINALES DEL SENSOR EFECTO HALL	61
TABLA 2.3: CARACTERÍSTICAS DE SENSOR A TEMPERATURA AMBIENTE	62
TABLA 4.1: TABLA DE BASE DE REGLAS DEL CONTROLADOR FUZZY	96
TABLA 4.2: RESPUESTAS DE CADA DISEÑO	103
TABLA 5.1: LISTA DE PARTES PARA EL DRIVER DEL GENERADOR TRIANGULAR, TODAS LAS RESISTENCIAS SON DE ¼W	118
TABLA 5.2: LISTA DE PARTES PARA DRIVER PWM, TODAS LAS RESISTENCIAS SON DE ¼W	123
TABLA 5.3: PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL MOSFET CH-N NTD4858N	125
TABLA 5.4: TABLA DE COSTOS DE LAS INTERFACES Y PROGRAMADORES UTILIZADOS	140
TABLA 5.5: TABLA DE COSTOS DE LOS COMPONENTES PARA DRIVER DE POTENCIA	141
TABLA 5.6: TABLA DE COSTOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS PARA EL CONTROLADOR PID ANÁLOGO Y EL GENERADOR TRIANGULAR	142
TABLA 5.7: TABLA DE COSTOS DE LA ESTRUCTURA Y SOPORTES DEL SISTEMA	142
TABLA 5.8: TABLA DE COSTOS DE LOS EQUIPOS DE INSTRUMENTACIÓN UTILIZADOS	143
TABLA 5.9: TABLA DE COSTO TOTAL	143

ÍNDICE DE FIGURAS

	20
FIGURA 1.1: COMPORTAMIENTO DE LÍNEAS DE CAMPO CUANDO SE SOMETE UN SUPERCONDUCTOR A BAJAS TEMPERATURAS	20 21 21
FIGURA 1.2: SUPERCONDUCTOR BAJO EFECTO DE LEVITACIÓN CUÁNTICA	22
FIGURA 1.3: SUPERCONDUCTOR SOMETIDO A CAMPO MAGNÉTICO .	
FIGURA 1.4: DEMOSTRACIÓN FÍSICA DEL SISTEMA MAGLEV	
FIGURA 1.5: SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE ALTA EFICIENCIA CON RODAMIENTO DE FRICCIÓN CERO	22
FIGURA 1.6: DISEÑO DE ELEVADORES DE DESPLAZAMIENTO VERTICAL Y HORIZONTAL BASADOS EN LEVITACIÓN MAGNÉTICA	24 25
FIGURA 2.1: ESTRUCTURA DE SISTEMA DE SUSPENSIÓN MAGNÉTICA	27
FIGURA 2.2: REPRESENTACIÓN ELECTRICA DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	27
FIGURA 2.3: SECCIÓN TRANSVERSAL DE ELECTROIMÁN A USAR	
FIGURA 2.4: COMPORTAMIENTO DE LÍNEAS DE CAMPO QUE GENERA ELECTROIMÁN	28
FIGURA 2.5: INTERACCIÓN MAGNÉTICA DE IMÁN Y ELECTROIMÁN, SE OMITEN ALGUNAS LÍNEAS DE CAMPO PARA MEJOR APRECIACIÓN	31 34
FIGURA 2.6: COMPARACIÓN SIMPLE DE PERMEABILIDADES PARA FERROMAGNETOS (μ_f), PARAMAGNETOS (μ_p), DIAMAGNETOS (μ_d) Y EL VACÍO (μ_0)	
FIGURA 2.7: ESTRUCTURA DE FERRITA PARA ELECTROIMÁN	

FIGURA 2.8: DIAGRAMA DE FASES HIERRO-CARBONO, QUE MUESTRA LAS CONDICIONES EN LAS QUE LA FERRITA-ALFA ES ESTABLE	35
	36
FIGURA 2.9: CIRCUITO DE BOBINA EN SERIE CON RESISTENCIA DE PRUEBA Y GENERADOR DE AC	37
FIGURA 2.10: PUNTOS DE PRUEBA PARA EL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA	37
FIGURA 2.11: SEÑALES DE ENTRADA (CH1) Y SALIDA (CH2) DEL CIRCUITO IMPLEMENTADO PARA LA OBTENCIÓN DE LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA	
	37
FIGURA 2.12: DESFASAJE CON CAMBIO DE VOLTIOS POR DIVISIÓN A LA MITAD EN CH 02 DEL CIRCUITO IMPLEMENTADO PARA LA OBTENCIÓN DE LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA	38
	39
FIGURA 2.13: COMPORTAMIENTO DE LA INDUCTANCIA VS FRECUENCIA	40
FIGURA 2.14: DE IZQUIERDA A DERECHA, TOMA DE MEDIDAS DE INDUCTANCIA A 100Hz Y 10KHz DE LA BOBINA	43
FIGURA 2.15: DISPOSICIÓN ARBITRARIA DE ESFERA EN COORDENADAS 0,0,Z	44
FIGURA 2.16: ESFERA N42 AXIALMENTE MAGNETIZADA	45
FIGURA 2.17: VECTOR MAGNETIZACIÓN M POR UNITARIO NORMAL A SUPERFICIE EN PUNTO P	46
FIGURA 2.18: REPRESENTACIÓN DE IMÁN COMO ALAMBRE FINO SOBRE ESFERA	47
FIGURA 2.19: ESPIRA 2 (REPRESENTACIÓN DE ESFERA N42)	48
FIGURA 2.20: DISPOSICIÓN REPRESENTATIVA DE BOBINA Y MASA MAGNÉTICA	52
	53
FIGURA 2.21: CORRIENTE EN PUNTO DE EQUILIBRIO: $i \cong 254 \text{ mA}$	

FIGURA 2.22: DISTANCIA ENTRE ESFERA Y ELECTROIMÁN $d \cong 2.0\text{cm}$..	55
FIGURA 2.23: MASAS MAGNÉTICAS A USAR EN EL SISTEMA DE LEVITACIÓN	56
FIGURA 2.24: ALGUNOS MODOS PARA DETERMINACIÓN DE FUERZA DE ATRACCIÓN DE IMANES DE NEODIMIO	57
FIGURA 2.25: USO UN HEXAEDRO: GRADO=N42, LONGITUD=10mm, ESPESOR=5mm, ALTURA = 3.9mm	57
FIGURA 2.26: USO DE DISCO: GRADO=N42, DIÁMETRO=7.5mm, ALTURA=3.0mm	60
FIGURA 2.27: USO DE ESFERA: GRADO=N42, DIÁMETRO=1.25cm	
FIGURA 2.28: BLOQUE FUNCIONAL DE SENSOR HALL	61
FIGURA 2.29: PROMEDIO ABSOLUTO DE SALIDA DE TENSIÓN EN REPOSO VS TEMPERATURA	62
FIGURA 2.30: VOLTAJE DE SALIDA EN REPOSO $V_{out}(Q)$ VS V_{cc} A $T_A=25^\circ\text{C}$	63
FIGURA 2.31: RESPUESTA DEL SENSOR, VOLTAJE, VS DISTANCIA SOBRE MATERIAL HEXAÉDRICO	64
FIGURA 2.32: RESPUESTA DEL SENSOR, VOLTAJE, VS DISTANCIA SOBRE DOS HEXAEDROS JUNTOS	64
FIGURA 2.33: RESPUESTA DEL SENSOR, VOLTAJE, VS DISTANCIA SOBRE IMÁN CILÍNDRICO	65
FIGURA 2.34: RESPUESTA DEL SENSOR, VOLTAJE, VS DISTANCIA SOBRE ESFERA MAGNÉTICA	66
FIGURA 3.1: REPRESENTACIÓN DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	69
FIGURA 3.2: DIAGRAMA DE LAS RAÍCES DEL SISTEMA	71
FIGURA 3.3: DETERMINACIÓN DE CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD	72
FIGURA 3.4: RESPUESTA DE CORRIENTE DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO	

	72
FIGURA 3.5: RESPUESTA DE DISTANCIA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO	73
	76
FIGURA 4.1: PID MODO PARALELO	
FIGURA 4.2: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PID SIMULADO	76
FIGURA 4.3: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR PID FRENTE A UN ESCALÓN DE 0.002 m	
	77
FIGURA 4.4: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR PID FRENTE A UN ESCALÓN DE 0.002 m CON CONDICIÓN INICIAL $i-i_0=0.2$ A	
	78
FIGURA 4.5: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR PID FRENTE A UN ESCALÓN DE 0.002 m CON CAMBIO DE MASA DE (a) $m=2 \cdot 10^{-3}$ Kg Y (b) $m=5 \cdot 10^{-3}$ Kg	80
FIGURA 4.6: SISTEMA DE CONTROL CON DISEÑO DE MODELO INTERNO PARA ENTRADA ESCALÓN	83
FIGURA 4.7: UBICACIÓN DE LOS POLOS DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS	84
FIGURA 4.8: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA CON REALIEMTACIÓN DE ESTADOS	
FIGURA 4.9: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON REALIEMNTACIÓN DE ESTADOS FRENTE A UNA ENTRADA ESCALÓN DE 0.002 m	84
FIGURA 4.10: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS FRENTE A UNA ENTRADA ESCALÓN DE 0.002 m CON CONDICIÓN INICIAL $i-i_0=0.2$ A	85
FIGURA 4.11: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON REALIMENTACIÓN DE ESTADOS FRENTE A UNA ENTRADA ESCALÓN DE 0.002 m CON CAMBIO DE MASA DE (a) $m=5 \cdot 10^{-3}$ Kg Y (b) $m=5 \cdot 10^{-3}$ Kg	86
	87
FIGURA 4.12: ONSERVADOR DE ESTADOS COMPLETOS	89
FIGURA 4.13: UBICACIÓN DE LOS POLOS Y CEROS DEL	

CONTROLADOR-OBSERVADOR	90
FIGURA 4.14: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR-OBSERVADOR	90
FIGURA 4.15: SIMULACIÓN DE RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR-OBSERVADOR	
FIGURA 4.16: SIMULACIÓN DE RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR-OBSERVADOR CON CONDICIÓN INICIAL $i-i_0=0.2$ A	91
FIGURA 4.17: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON CONTROLADOR-OBSERVADOR FRENTE A UNA ENTRADA ESCALÓN DE 0.002 m CON CAMBIO DE MASA DE (A) $m=2*10^{-3}$ Kg Y (B) $m=5*10^{-3}$ Kg	92
	93
FIGURA 4.18: ETAPAS PARA CONTROL FUZZY	94
FIGURA 4.19: DEFINICIÓN DE VARIABLES ENTRADAS – SALIDA PARA EL CONTROLADOR FUZZY	94
FIGURA 4.20: ANÁLISIS DE RANGODE LA DISTANCIA $-0.02 \leq IZ \leq 0$, $-0.0015 \leq CE \leq 0.0015$ Y $0 \leq DE \leq -0.02$	95
FIGURA 4.21: ANÁLISIS DE RANGO DE LA VELOCIDAD $-0.4 \leq VI \leq 0$, $-0.014 \leq VC \leq 0.014$ Y $0 \leq VD \leq 0.4$	96
FIGURA 4.22: ANÁLISIS DE RANGO DE LA TENSIÓN $-5.8 \leq DT \leq 0.66$, $0.4 \leq TN \leq 0.92$ Y $0.66 \leq AT \leq 7$	97
	98
FIGURA 4.23: ANÁLISIS DE BASE DE REGLAS FUZZY	
FIGURA 4.24: SISTEMA FUZZY MAMDANI	99
FIGURA 4.25: RESPUESTA PARA EL ACTUADOR DEL PROCESO DE DESFUZZIFICACIÓN	99
FIGURA 4.26: RESPUESTAS DEL SISTEMA A UNA ENTRADA DE ESCALÓN DE 0.01 m	100
FIGURA 4.27: SIMULACIÓN DE RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR FUZZY	
FIGURA 4.28: SIMULACIÓN DE RESPUESTAS DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR FUZZY CON CONDICIÓN INICIAL DE	101

CORRIENTE $i-i_0=0.02$ A	
FIGURA 4.29: RESPUESTAS DEL SISTEMA CON CONTROLADOR FUZZY FRENTE A UNA ENTRADA ESCALÓN DE 0.002 m CON CAMBIO DE MASA DE (a) $m=2 \cdot 10^{-3}$ Kg Y (b) $m=5 \cdot 10^{-3}$ Kg	101
FIGURA 5.1: DIAGRAMA DE BLOQUES BÁSICO PARA CONTROL ANÁLOGO PID	105
FIGURA 5.2: DIAGRAMA DE BLOQUES PARA PID ANÁLOGO	107
FIGURA 5.3: DIAGRAMA DEL COMPENSADOR DEL CONTROL PID	108
FIGURA 5.4: DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE RESTA	108
FIGURA 5.5: DIAGRAMA DE CONTROL PID ANÁLOGO	111
FIGURA 5.6: DIAGRAMA DE BLOQUES DE ACTUADOR POR PWM	111
FIGURA 5.7: DIAGRAMA CIRCUITAL DE GENERADOR TRIANGULAR	114
FIGURA 5.8: FORMA DE ONDA DE VOUT	
FIGURA 5.9: RESPUESTA REAL DEL GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR A 8kHz	116
FIGURA 5.10: DISEÑO DE TARJETA IMPRESA PARA GENERADOR TRIANGULAR BASÁNDOSE EN OPAMP TL084	117
FIGURA 5.11: CONFIGURACIÓN DE COMPARADOR PARA GENERACIÓN DE PWM	119
FIGURA 5.12: PRUEBAS DE CIRCUITO BÁSICO PARA GENERADOR DE PWM POR DIFERENCIADOR	119
FIGURA 5.13: SIMULACIÓN DE COMPORTAMIENTO DEL CICLO DE SERVICIO MEDIANTE DIFERENCIA ENTRE NIVEL DE VOLTAJE Y NIVEL DEL GENERADOR TRIANGULAR	120
FIGURA 5.14: USO DE OPTOACOPLADOR PARA AISLAMIENTO	122
FIGURA 5.15: ESQUEMÁTICO DE DRIVER PARA TRANSFERIR VOLTAJE PWM A ELECTROIMÁN	124
FIGURA 5.16: DISEÑO DE TARJETA IMPRESA DE DRIVER PWM	125
FIGURA 5.17: DIAGRAMA BÁSICO INTERNO Y DE DISTRIBUCIÓN DE	

PINES DEL TRANSISTOR MOSFET NTD4858N	126
FIGURA 5.18: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL TRANSISTOR MOSFET PARA REGIÓN DE SATURACIÓN	126
FIGURA 5.19: RESISTENCIA ON VS VOLTAJE GATE TO SOURCE DEL TRANSISTOR MOSFET	127
FIGURA 5.20: TARJETA DE ADQUISICIÓN HILINK	128
FIGURA 5.21: LIBRERÍAS DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN EN SIMULINK	130
FIGURA 5.22: PARÁMETROS DEL BLOQUE DE ENTRA ANALÓGICA DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN	130
FIGURA 5.23: PARÁMETROS DEL BLOQUE DE SALIDA DEL PUENTE H DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN	131
FIGURA 5.24: SISTEMA DE SUSPENSIÓN MAGNÉTICA	132
FIGURA 5.25: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR PID IMPLEMENTADO EN SIMULINK	133
FIGURA 5.26: RESULTADO EXPERIMENTAL: MASA SUSPENDIDA	133
FIGURA 5.27: SALIDA DEL SENSOR EFECTO HALL	134
FIGURA 5.28: DISTANCIA DE LA ESFERA SUSPENDIDA CON RESPECTO A LA BOBINA DEL ELECTROIMÁN	134
FIGURA 5.29: VOLTAJE DEL ERROR EN VOLTAJE	135
FIGURA 5.30: SALIDA DEL CONTROLADOR	135
FIGURA 5.31: SALIDA PWM DEL DRIVE	136
FIGURA 5.32: RANGO DE PERTURBACIÓN HORIZONTAL MÁXIMA DE LA MASA-IMÁN PARA EL CASO DE LA ESFERA MAGNÉTICA DE NEODIMIO	137
FIGURA 5.33: CAMPO INDUCIDO TRANSVERSAL, NÓTESE LAS VARIANTES SI SE PRODUCE UN DESPLAZAMIENTO HORIZONTAL, ESTO SE ENTIENDE COMO PERTURBACIÓN EN EL SISTEMA	138
FIGURA 5.34: SISTEMA DE LEVITACIÓN CON SENSOR	138

FOTORESISTIVO	
FIGURA 5.35: CONDICIONES DE MEDIDAS AL USAR SENSOR	139
FOTORESISTIVO EN EL SISTEMA DE LEVITACIÓN	145
FIGURA 5.36: ESQUEMA CIRCUITAL DEL PID ANALÓGICO	
FIGURA 5.37: ESQUEMA CIRCUITAL DE LA FUENTE DE	146
ALIMENTACIÓN	

Capítulo I : Introducción

1.1 Marco Situacional

Los sistemas de suspensión magnética vienen usándose actualmente en aplicaciones diversas como trenes de alta velocidad; rodamientos para ejes de alta velocidad; motores lineales; entre otras aplicaciones que se encuentran en sistemas de transporte, equipos médicos, motores usados en ambientes limpios (*clean-rooms*), etc.

Estos sistemas pueden ser del tipo atractivo o repulsivo. El primero ha sido desarrollado principalmente en Alemania, mientras que el segundo se ha desarrollado en Japón.

En la presente tesis se ha desarrollado el sistema del tipo atractivo que es inherentemente inestable y que requiere de acción de control a fin de suspender una masa (esfera) en el aire a cierta distancia de un electroimán (solenoides).

1.2 Problematización

La presente tesis muestra las posibles soluciones para problemas de alta inestabilidad, con aplicaciones para la industria, robótica, medicina, metal-mecánica, aeronáutica y milicia.

Con un ejemplo de problema de control clásico, como es el sistema de levitación magnética, se demostrará con distintas técnicas de control que es posible solucionar y optimizar este sistema, dejando cada procedimiento listo para solo cambio de parámetros y aplicarlo a otros problemas de alta inestabilidad como por ejemplo el péndulo invertido, sistema “*Ball & beam*” o control de velocidad en motores, así como también para problemas de respuesta lenta como es el caso de

sistemas en los que se involucre el estado de nivel de líquidos o control de temperatura. Todo esto se basa en control moderno.

Como primer reto para la solución del problema se usará la técnica de control Proporcional- Integral- Derivativo (PID) que a pesar de contar con casi 60 años de antigüedad el control PID sigue siendo usado ampliamente en la industria, como referencia para estudios de comparación de desempeño contra nuevas estrategias de control, y como área de investigación y desarrollo; ofreciendo una buena alternativa para controlar procesos dinámicos con tiempos de respuesta rápidos y un proceso de ajuste relativamente simple. [1]

Como segundo punto se mostrará la solución del sistema mediante Espacio-Estado, basados en la ubicación de polos deseados en el plano S . Como resultado se consigue la regulación y seguimiento de trayectorias simples de una masa magnética dentro de los parámetros de seteo fijados para levitar. Para este caso, se utiliza un modelo linealizado del sistema que tiene como variables de estado la distancia (posición) de la masa suspendida, la velocidad vertical de la masa y la corriente que circula por el electroimán.

La entrada del sistema es el voltaje de alimentación aplicado al electroimán, y la salida del sistema está dada por la distancia a la que se encuentra la masa suspendida.

Finalmente, se demostrará la solución del problema de control usando lógica difusa debido a que presenta características que la hacen adecuada para el mismo fin, es capaz de ofrecer un comportamiento de control altamente flexible y se ajusta a condiciones cambiantes, como desgaste y cambios ambientales.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivos Generales

El presente trabajo tiene como objetivo diseñar, implementar y demostrar un sistema de levitación autónomo aplicando los conocimientos y técnicas de control adquiridas durante el ciclo universitario; sentar las bases para futuras aplicaciones más avanzadas; y su posible aplicación en nuestro país. Demostrar que existen otras técnicas tan o más eficientes que pueden ser implementadas con éxito en la industria de nuestro país, reduciendo costos de fabricación y mantenimiento.

En este trabajo se resolverá un modelo matemático del sistema con ecuaciones físicas, para con ello realizar el análisis del sistema en tiempo y frecuencia, y así llegar finalmente a controlarlo.

De los resultados obtenidos por los análisis de respuesta frente a perturbaciones, se determinará de manera cualitativa y cuantitativa cual vendría a ser el algoritmo de control idóneo para el módulo de levitación magnética.

1.3.2 Objetivos Específicos

Implementación de bloques de control mediante uso de las técnicas de control moderno.

Modelamiento matemático mediante ecuaciones de espacio estado que permiten analizar el funcionamiento del sistema. Análisis de la respuesta del sistema ante perturbaciones.

Comparativa con métodos de control Proporcional-Derivativo vs Proporcional-Integral, etc.

Análisis de viabilidad en otros sistemas altamente inestables usando las mismas técnicas de control.

Análisis de modelamiento de sistema de control por medio de lógica difusa, comparativa de resultados obtenidos y viabilidad de implementación haciendo uso de esta técnica.

Implementación y uso de plataforma de trabajo como MATLAB para desarrollo de otros problemas de control afines.

1.4 Importancia

El desarrollo de la tecnología desde los años cincuenta ha permitido una expansión en el área de influencia de la automatización, al extremo de que prácticamente hablando del mundo moderno este no podría existir tal como lo conocemos sin el uso de controladores automáticos.

Para el caso de los sistemas de suspensión magnética su importancia radica en la enorme capacidad de ahorro energético, ya que vienen usándose actualmente en aplicaciones diversas como trenes de alta velocidad, rodamientos para ejes de alta velocidad, motores lineales. Todos estos con coeficientes de fricción prácticamente nulos.

Como ejemplo del estudio de sistemas dinámicos no lineales se tiene a los sistemas de levitación que son muy usados, por ejemplo en giroscopios, acelerómetros y trenes de alta velocidad. La levitación magnética tiene también

aplicaciones en otras áreas tecnológicas, como en el almacenamiento de energía, ya que permite hacer girar indefinidamente una rueda superconductora inmersa en un campo magnético de manera que almacene la energía mecánica (invento denominado *flywheel* o rueda volante). Con estos dispositivos se consigue almacenar energía generada en las centrales eléctricas en horas de baja demanda de consumo eléctrico para estar disponible en horas punta. Las aplicaciones descritas tienen en común que se basan en la interacción de un superconductor con un campo magnético. De esta manera la comprensión detallada de la interacción se convierte en el factor clave necesario para diseñar, llevar a término y optimizar los dispositivos reales. [2]

Finalmente, la levitación magnética es una de las aplicaciones más importantes de los superconductores. Gracias a la levitación se han podido construir trenes de alta velocidad por levitación magnética (Maglev). Este tipo de trenes levita sobre las vías gracias a las fuerzas de interacción entre los campos magnéticos producidos en los imanes o bobinas situados en el tren y en los rieles. Al levitar, el tren puede desplazarse sin que haya ningún contacto con los rieles, con lo cual puede alcanzar velocidades muy elevadas. Los campos magnéticos del tren de Shanghai están creados por electroimanes convencionales, pero el desafío futuro consiste en utilizar materiales superconductores, que permiten el paso de grandes cantidades de corriente con poca pérdida de energía. En Japón ya existe actualmente un prototipo a escala real de estos trenes con imanes superconductores que han asumido una velocidad récord de 550km/h. Uno de los problemas que tienen estos trenes es que los materiales superconductores requieren estar enfriados a temperaturas muy bajas (pocos grados por encima del cero absoluto) para funcionar. Este problema puede ser resuelto utilizando los superconductores de alta temperatura descubiertos en 1986.

1.5 Impacto y Tecnología

El sistema de levitación magnética no debe entenderse como solo una elegante forma de demostrar el control en lazo cerrado para un problema clásico de alta

inestabilidad, sino como una prueba categórica de las diversas posibilidades de aplicación en la sociedad.

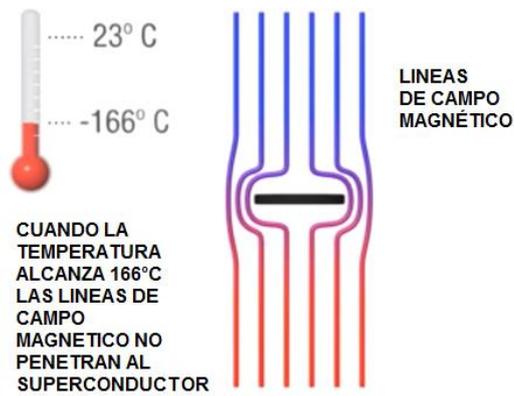
Los mejores aportes de la aplicación de esta tecnología en el presente se basan en la mejora de ahorro de energía, cuidado del medio ambiente y seguridad. Teniendo como prueba más significativa la implementación del tren de Maglev como medio de transporte, implementado exitosamente en Japón, Alemania y otras partes del mundo.

Una de las principales ventajas del uso de los trenes Maglev es su gran capacidad de alcanzar velocidades superiores al promedio debido a la ausencia de fricción entre vía y tren. Las fuerzas físicas que limitan alcanzar altas velocidades en los trenes se ven reducidas, lo que implica una gran viabilidad y gran aporte para el ahorro de energía.

El potencial de usar superconductores para conseguir levitar objetos es realmente interesante, ya que la levitación es inherentemente estable, 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. [3]

En la Figura 1.1 se muestra un superconductor sometido a -166°C y el comportamiento de las líneas de campo magnético sobre el superconductor.

Figura 1.1: Comportamiento de líneas de campo cuando se somete un superconductor a bajas temperaturas.



Fuente: <http://global-sei.com>

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.

En la Figura 1.2 se muestra una fotografía del superconductor bajo el llamado efecto Meissner.

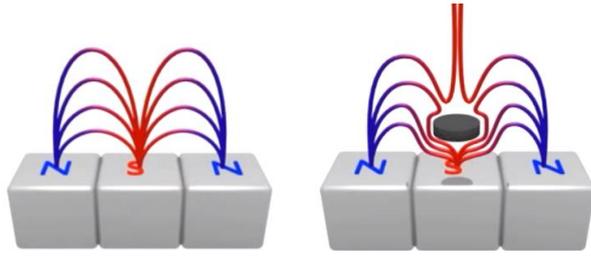
Figura 1.2: Superconductor bajo efecto de levitación cuántica.



Fuente: http://www.northeastern.edu/sunlab/mom/magic_of_magnetism.html

En la Figura 1.3 se puede observar el efecto que produce el superconductor sobre las líneas de campo magnético.

Figura 1.3: Superconductor sometido a campo magnético.



Fuente: <http://global-sei.com>

Un ejemplo del efecto Meissner es como se muestra en la Figura 1.4, donde se puede notar que se ha acoplado una estructura que envuelve al superconductor bajo el efecto Meissner; y que aun con el peso adicional, representado por la estructura en forma de tren, se puede conseguir la levitación.

Figura 1.4: Demostración física del sistema Maglev.

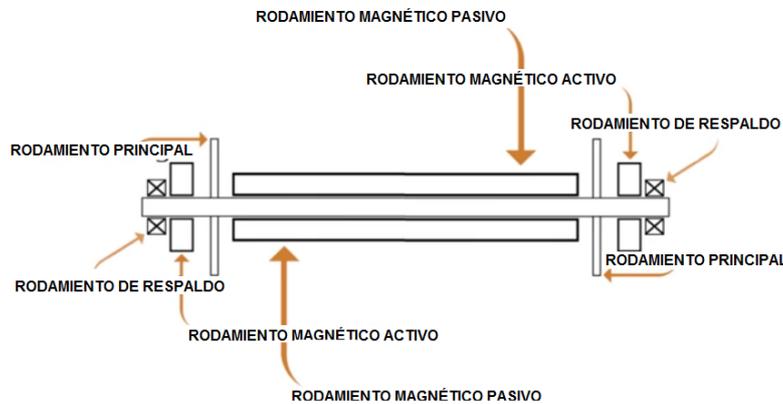


Fuente: <http://www.supratrans.de/en/home/index.html>

Pero las aplicaciones no solo se limitan al ámbito de trenes Maglev, sino que también existen aplicaciones en los denominados *clean rooms* aplicados en la ciencia médica. Este concepto se basa en hacer uso de sistemas de ejes para piezas mecánicas como ejes transmisores de rotación, su principal ventaja es la eliminación de lubricantes sólidos o líquidos que comúnmente se usan para motores, así mismo la alta eficiencia que presentan estos sistemas lo convierten en una solución energética altamente viable; proveen una eficiencia del 92% en algunos casos.

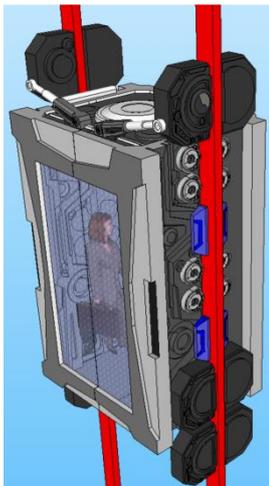
En la Figura 1.5 se muestra el diagrama estructural de un sistema de transmisión de alta eficiencia y las partes principales que lo componen.

Figura 1.5: Sistema de transmisión de alta eficiencia con rodamiento de fricción cero.



Fuente: Elaboración propia

Figura 1.6: Diseño de elevadores de desplazamiento vertical y horizontal basados en levitación magnética.



Fuente: <http://about.me/joseguardo2011>

Entre otras aplicaciones existe un concepto de diseño para futuros elevadores de alta eficiencia basados en la levitación magnética. La Figura 1.6 muestra el diseño de un sistema inventado por José L. Guardo de *Vision Corporation*. Este sistema se basa en un arreglo de ejes conductores y rieles magnéticos dispuestos de tal forma que un elevador se pueda "aislar" de los carriles de sujeción vertical y pueda desplazarse horizontalmente, lo que permitiría una gran versatilidad, ya que

un elevador podría colocarse sobre otro ahorrando espacio y tiempo de espera para los usuarios.

1.6 Sistemas de Levitación y Entorno Nacional

Si bien es cierto que en nuestro país se ha estudiado a fondo la teoría que implica los sistemas de control moderno, esta se ha visto casi en su totalidad implementada por mecanismos de control propiamente de origen extranjero.

Existe una gran problemática en cuanto a investigación y desarrollo, problemática que debe ser abordada con urgencia por las autoridades de turno, ya que no existe una política de incentivo como existe en países de primer mundo.

La baja capacidad de financiamiento para la investigación y el bajo interés de desarrollo de estos sistemas frenan las ideas y olvidan al talento nacional.

Es necesario entonces mayor interés a la investigación y cooperación inter-universidades para la mejora e implementación de sistemas de control tan bien desarrollados teóricamente pero que al final solo terminan en buenas ideas.

Uno de los propósitos de la presente tesis es fomentar nuevas metodologías de solución, que en lo posible no requieran de equipamiento importado, sino que se implementen a partir de componentes mecánicos, activos y pasivos.

Si bien es cierto que en la tesis se utiliza partes y componentes en las que se hace uso de software-propietario, tarjetas y equipos en su mayoría importados, todos ellos se integran para diseñar e implementar un sistema de suspensión magnética del tipo atractivo que se estabiliza con leyes de control de lazo cerrado, demostrando la eficiencia y aplicabilidad de la teoría del control.

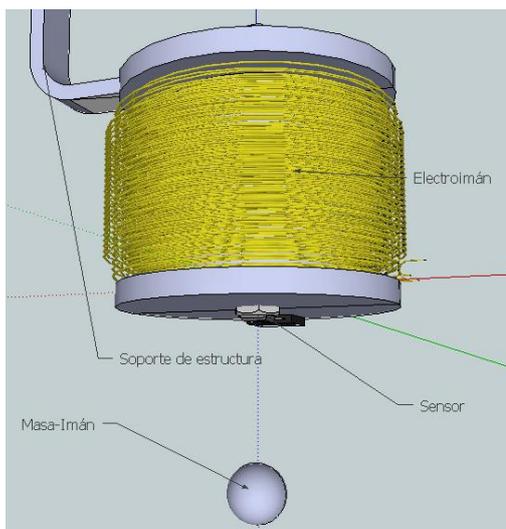
Capítulo II : Sistema de Levitación Magnética

2.1 Descripción del Sistema

El sistema consiste en un electroimán fijo que recibe señales de voltaje para generar fuerzas de atracción o repulsión, que permiten la suspensión de una masa flotante representada por un imán esférico de neodimio. Debido a que el sistema es inherentemente inestable se requiere de control realimentado para poder estabilizarlo de tal forma que la esfera se mantenga levitando en una posición fija.

En la Figura 2.1 se muestra la estructura del sistema de suspensión magnética.

Figura 2.1: Estructura de sistema de suspensión magnética.

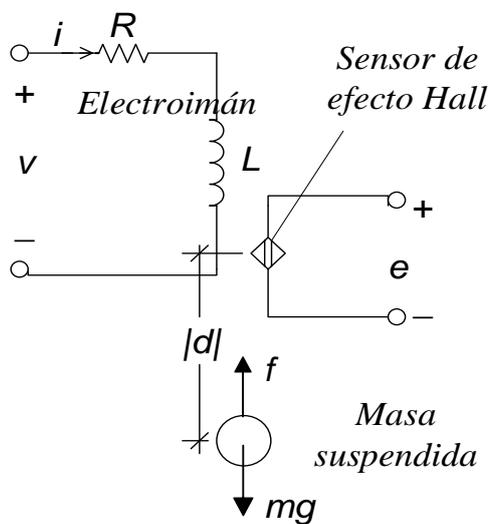


Fuente: Elaboración propia.

Para poder determinar la distancia entre la masa suspendida y el electroimán, se usa un sensor de efecto Hall. Al cambiar la posición de la masa se producen alteraciones en el campo magnético, lo cual se refleja en la salida del sensor en forma de tensión.

Según el sistema de levitación magnética estudiado, en la Figura 2.2 se detalla su representación eléctrica; en donde se puede apreciar que el campo magnético generado por la bobina dependerá de la tensión aplicada a esta, y el sensor de campo determinara la posición de la esfera con respecto a la bobina de forma indirecta.

Figura 2.2: Representación eléctrica del sistema de levitación magnética.



Fuente: Elaboración propia.

Dónde:

- R : Resistencia de la bobina.
- L : Inductancia de la bobina.
- $v(t)$: Voltaje aplicado al electroimán.
- $i(t)$: Corriente que circula por el electroimán.
- m : Masa suspendida.
- g : Aceleración de la gravedad.

$d(t)$: Posición vertical de la masa medida desde la parte inferior del electroimán.

$f(t)$: Fuerza atractiva generada por el electroimán.

$e(t)$: Voltaje medido en el sensor de efecto Hall.

2.2 Diseño del Actuador – Electroimán

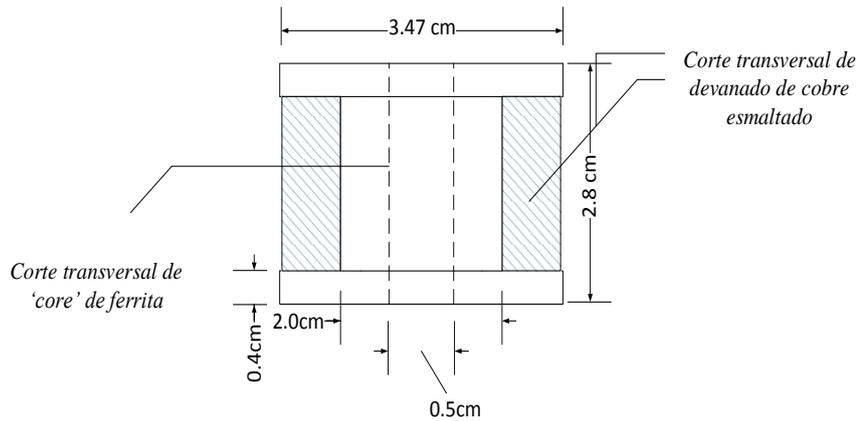
El electroimán a usar funciona en base a un principio relativamente uniforme. El cable eléctrico es bobinado alrededor de una estructura de ferrita, la cual por sus propiedades de alta permeabilidad magnética permite concentrar las líneas de campo magnético generado por el electroimán. Cuando la electricidad fluye a través de la bobina genera que el interior de la misma se magnetice. Esta fuerza magnética dura solo mientras la electricidad fluye a través de los cables, y su magnitud varía dependiendo de la intensidad de corriente eléctrica. Los electroimanes pueden generar campos electromagnéticos variables, por lo tanto pueden variar la fuerza atractiva sobre un cuerpo, mientras que los imanes normales tienen un nivel estático de fuerza y no se pueden “apagar”.

2.2.1 Obtención de Parámetros Físicos y Propiedades del Electroimán

Como se observa en la Figura 2.3, sección transversal del electroimán, el núcleo o ‘core’ del electroimán a usar es hueco. A través del núcleo circularan todas las líneas de campo magnético, por la ley básica de no existencia de monopolo magnético; es decir, el flujo a través de cualquier superficie cerrada es nulo tal, como se muestra en la Ecuación 2.1.

$$\Phi_m = \oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (2.1)$$

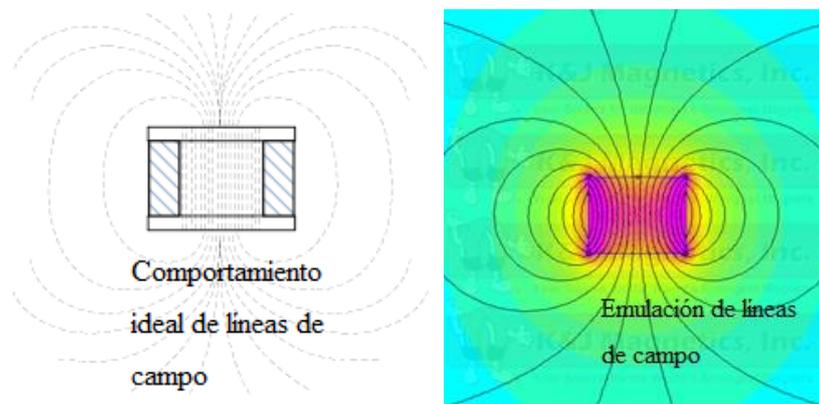
Figura 2.3: Sección transversal del electroimán a usar.



Fuente: Elaboración propia.

El comportamiento de estas líneas de campo a través del electroimán se muestra en la Figura 2.4.

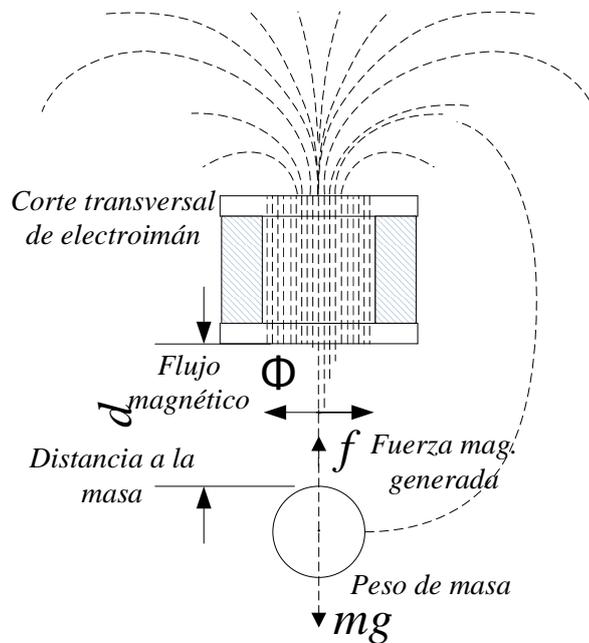
Figura 2.4: Comportamiento de líneas de campo que genera electroimán.



Fuente: Elaboración propia.

Por tanto, al contrario de lo que ocurría con la ley de Gauss, el flujo del campo magnético no puede emplearse para calcular campos magnéticos si se calcula a través de toda la superficie, en este caso el flujo magnético debe calcularse entre la masa y la base del electroimán como puede notarse en la Figura 2.5.

Figura 2.5: Interacción magnética de imán y electroimán, se omiten algunas líneas de campo para mejor apreciación.



Fuente: Elaboración propia.

Dónde:

Φ : Flujo magnético generado por electroimán sobre una superficie dada (en $[Wb] = [V] \cdot [S]$).

f : Fuerza magnética sobre masa- imán.

mg : Peso de masa-imán.

d : Distancia entre base de electroimán y masa a levitar.

Para poder hallar el campo magnético se deberá obtener a través de la corriente eléctrica o ley de Ampere, la cual se expresa en la Ecuación 2.2.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I_T \quad (2.2)$$

La integral del primer miembro es la circulación o integral de línea del campo magnético a lo largo de una trayectoria cerrada, donde:

μ_0 : Permeabilidad del vacío.

$d\vec{l}$: Vector tangente a la trayectoria elegida en cada punto.

I_T : Corriente neta que atraviesa la superficie delimitada por la trayectoria, y será positiva o negativa según el sentido con el que atravesase a la superficie.

Teniendo en cuenta que la permeabilidad magnética en el vacío es $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} N/A^2$ y la permeabilidad magnética de la ferrita es $\mu_{ferrita} = 4\pi 10^{-6} N/A^2$, la cual es 10 veces más a la del vacío.

Según las características físicas del electroimán usado se obtiene las siguientes áreas:

Área total donde fluye el flujo magnético es:

$$A = \pi * (2.0 \text{ cm})^2 = \pi * 0.4 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

Área de sección transversal que cubre vacío es:

$$A_0 = \pi * (0.5 \text{ cm})^2 = \pi * 0.025 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

Área de sección transversal que cubre Ferrita es:

$$A_{ferrita} = \pi * (2.0 \text{ cm})^2 - \pi * (0.5 \text{ cm})^2 = \pi * 0.375 * 10^{-3} \text{ m}^2$$

Con lo cual se obtiene que el área que cubre el material de ferrita es equivalente al 93.75% y del vacío es 6.25%.

Relación de la Intensidad de Campo Magnético e Inducción Magnética

Sea H la intensidad de campo magnético que es directamente proporcional al número de espiras N y flujo de corriente I , l la altura del electroimán y sea B la densidad de flujo magnético o inducción magnética que aparece como consecuencia del flujo de corriente a través de la espira que conforma el electroimán, se tendrá la siguiente ecuación:

$$H = \frac{NI}{l} \quad (2.3)$$

De la Ecuación 2.3 se puede sustituir intensidad de campo magnético H por la densidad de flujo $B \sim \frac{NI}{l}$.

Ya que son directamente proporcionales se puede deducir entonces que:

$$B = C \cdot H$$

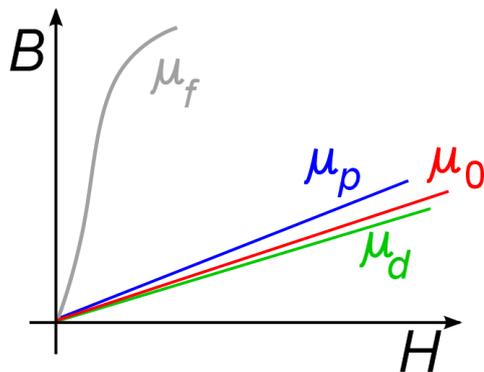
Donde C es una constante, B esta expresada en $[VS/m^2]$ ó $[T]$ y H en $[A/m]$. En el vacío se comprueba que $C = 4\pi \cdot 10^{-7} TmA^{-1}$, la cual se le llamara permeabilidad magnética en el vacío y se le representara con el símbolo μ_0 .

Entonces se tiene que $C = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} TmA^{-1}$, por lo tanto:

$$B/H = \mu_0 \quad (2.4)$$

El valor de esta relación depende intrínsecamente del tipo de material donde fluye el campo magnético; μ_0 es un caso particular usado para el vacío como medio. La Figura 2.6 ilustra la relación de B y de H según los distintos medios.

Figura 2.6: Comparación simple de permeabilidades para ferromagnetos (μ_f), paramagnetos (μ_p), diamagnetos (μ_d) y el vacío (μ_0). b



Fuente: <http://commons.wikimedia.org/wiki/>

File:Permeability_by_Zureks.svg

De la Ecuación 2.1 puede entenderse que el flujo a través de una superficie cerrada es nulo; sin embargo, el flujo a través de una porción de la base del electroimán (Figura 2.5) no es nulo, por lo que se puede determinar el flujo como:

$$\Phi = B \cdot A \quad (2.5)$$

De las Ecuaciones 2.3, 2.4 y 2.5 se obtiene la siguiente relación:

$$NI = \Phi \left(\frac{l}{\mu_{ferrita} * A_{ferrita} * 0.9375 + \mu_0 * A_0 * 0.0625} + \frac{d}{\mu_0 A} \right)$$

Reemplazando los datos de la bobina y como se sabe que para el caso la Ferrita $\mu \cong 10 \cdot \mu_0$, se obtiene lo siguiente:

$$= \Phi \left(\frac{l}{10\mu_0 * \pi * 10^{-3} * 0.3515625 \text{ m}^2 + \mu_0 * \pi * 10^{-3} * 0.0015625 \text{ m}^2} + \frac{d}{\mu_0 * \pi * 0.4 * 10^{-3} \text{ m}^2} \right)$$

$$= \Phi \left(\frac{l}{\mu_0 * \pi * 10^{-3} * 3.515625 \text{ m}^2 + \mu_0 * \pi * 10^{-3} * 0.0015625 \text{ m}^2} + \frac{d}{\mu_0 * \pi * 0.4 * 10^{-3} \text{ m}^2} \right)$$

$$NI = \Phi \left(\frac{l}{3.5171875 * \mu_0 * \pi * 10^{-3} m^2} + \frac{d}{0.4 * \mu_0 * \pi * 10^{-3} m^2} \right)$$

Como $A = \pi * 0.4 * 10^{-3} m^2$ se reemplaza en la ecuación anterior y se obtiene:

$$\begin{aligned} NI &= \Phi \left(\frac{l}{A * \mu_0 * 8.79296875} + \frac{d}{\mu_0 A} \right) \\ &= \Phi \left(\frac{l}{8.79296875 * \mu_0 A} + \frac{d}{\mu_0 A} \right) \cong \Phi \left(\frac{l}{8.793 \mu_0 A} + \frac{d}{\mu_0 A} \right) \\ &= \Phi \left(\frac{l}{8.793 \mu_0 A} + \frac{8.793 d}{8.793 \mu_0 A} \right) = \Phi \left(\frac{l + 8.793 d}{8.793 \mu_0 A} \right) \\ NI &= \Phi \left(\frac{l + 8.793 d}{8.793 \mu_0 A} \right) \rightarrow \Phi = \frac{NI * 8.793 \mu_0 A}{l + 8.793 d} \end{aligned}$$

$$\Phi = \frac{IN \mu_0 A}{(1/8.793)l + d}$$

Siendo l la altura del electroimán igual a $0.028 m$, Figura 2.3, se obtiene:

$$\Phi = \frac{IN \mu_0 A}{3.184 * 10^{-3} + d} \text{ Wb} \quad (2.6)$$

Dónde:

A: Área de sección transversal total para flujo magnético.

N: Número de vueltas de cable de cobre esmaltado para construir el electroimán.

d: Distancia entre base de electroimán y masa a levitar (Figura 2.5).

Reemplazando la Ecuación 2.6 en la Ecuación 2.5 es posible conocer de forma indirecta la corriente a través del electroimán por medio del flujo generado, Ecuación 2.7, lo cual es importante para poder obtener la fuerza magnética sobre un punto en el espacio que este en el mismo eje de coordenadas del electroimán.

$$B = \frac{IN\mu_0}{3.184 * 10^{-3} + d} \text{ Wb/m}^2 \quad \text{---(2.7)}$$

De la ecuación $B/H = \mu_0$ se deduce que:

$$H = \frac{IN}{3.184 * 10^{-3} + d} \text{ A/m}$$

Entonces es posible determinar la intensidad de campo magnético H con datos como el número de vueltas, la corriente que fluye a través de la bobina y la distancia de la masa a la base del electroimán.

Estructura de Ferrita

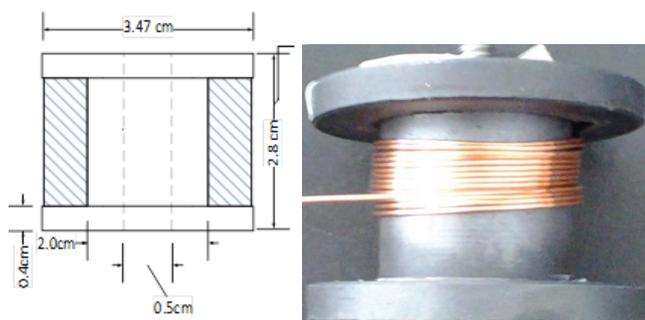
La ferrita o también conocida como ferrita- α o hierro-alfa es un material cerámico ferromagnético compuesto generalmente por compuestos por hierro, boro y bario, estroncio o molibdeno.

Una de las principales características de este material es su alta permeabilidad magnética, lo que le permite concentrar campos magnéticos con más intensidad que el hierro.

La fabricación de la estructura de ferrita, para el electroimán a usar, es por medio de una técnica de moldeado a presión, que consiste en verter dentro de un molde ferrita en polvo, que luego se compacta por 'sometimiento a presión', y que luego pasa a ser calentada sin que la ferrita llegue a su temperatura de fusión; este proceso se conoce como sinterización.

Esta técnica de fabricación permite crear cualquier tipo de formas compuestas de este material, un ejemplo claro es el que se muestra en la Figura 2.4 que será el "core" del electroimán a usar y que corresponde a las dimensiones que se muestran en la Figura 2.7.

Figura 2.7: Estructura de ferrita del electroimán.

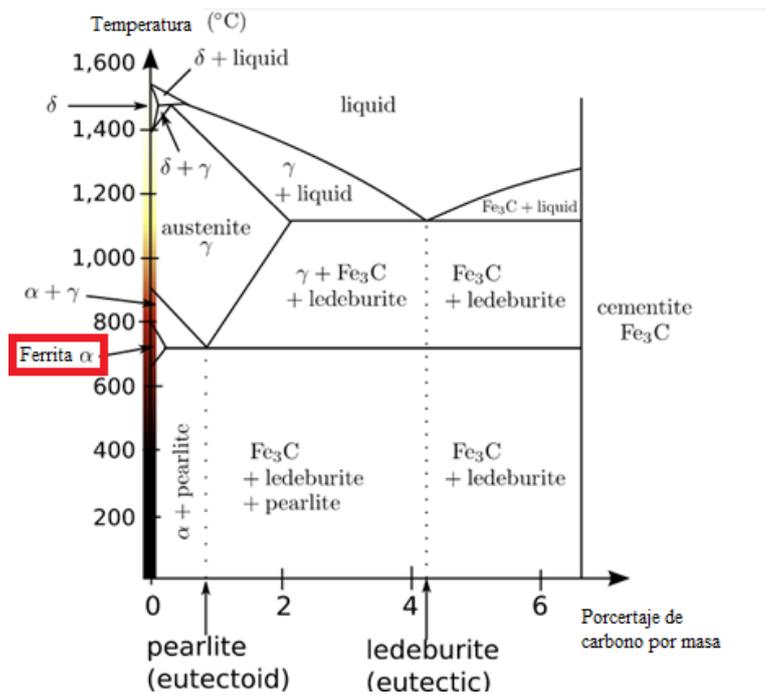


Fuente: Elaboración propia.

La Figura 2.8 muestra la temperatura de calentamiento al que debe ser sometida la estructura y la proporción de carbono adecuado.

Para este caso en particular la Ferrita está compuesta por hierro (> 98%) y carbono (entre 0.052% y 0.2% del compuesto total).

Figura 2.8: Diagrama de fases hierro-carbono, que muestra las condiciones en las que la ferrita- α es estable.



Fuente: http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/8/8e/Steel_pd.svg

2.2.2 Medición de la Resistencia Interna del Devanado

Según la representación eléctrica del sistema mostrada en la Figura 2.2, el devanado del electroimán cuenta con una resistencia interna; para este caso como la resistencia que ofrece el devanado es de bajo valor, se requiere el uso de un ohmímetro con opción de vista relativa o en todo caso unir los cables de prueba medir su resistencia y restar a la resistencia final medida del devanado.

La resistencia real obtenida del devanado es:

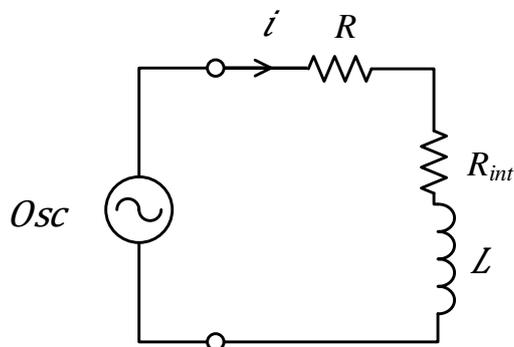
$$R \cong 2.52\Omega$$

2.2.3 Cálculo de la inductancia presente en electroimán

Existen diversas formas de obtener los datos y características que presenta el electroimán a usar; como por ejemplo, obtener indirectamente los parámetros de inductancia, teniendo en cuenta que existen equipos en la actualidad que pueden mostrar directamente este valor como los medidores LCR cuya frecuencia de oscilador interno es ≥ 10 KHz.

A continuación, en la Figura 2.9 se muestra el circuito a implementar para el cálculo de la inductancia indirectamente.

Figura 2.9: Circuito de bobina en serie con resistencia de prueba y generador de AC.



Fuente: Elaboración propia.

Dónde:

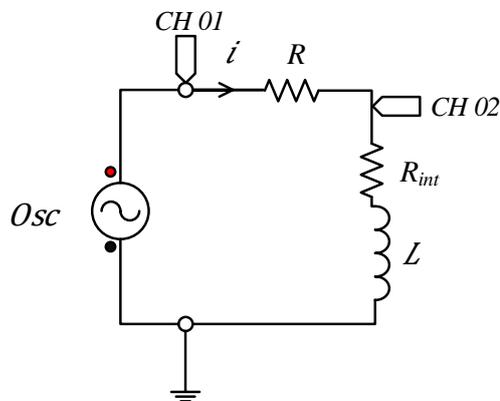
R : Resistencia que se pondrá en serie con el electroimán.

- R_{int} : Resistencia interna de la bobina.
- L : Electroimán ideal.
- i : Corriente a través del circuito.
- Osc : Generador de ondas.

Con un generador de ondas se aplicó una señal senoidal, se conectó un osciloscopio de 2 canales en los puntos indicados en la Figura 2.10 y se colocó un potenciómetro de prueba, para que cumpla la condición que la amplitud pico-pico de la señal entrante en CH 01 sea el doble de la señal entrante en CH 02.

Se debe tomar en cuenta los puntos a tierra en el osciloscopio, ya que el equipo de medición posee referencias a tierra.

Figura 2.10: Puntos de prueba para cálculo de la inductancia.

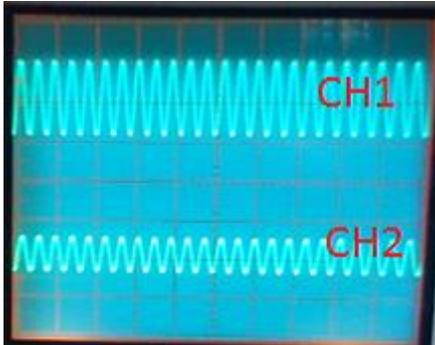


Fuente: Elaboración propia.

Para efectuar la comprobación, se parte de la generación de onda de tipo senoidal, ya que la presencia de armónicos y fluctuaciones de fase puede saltar a la vista en un analizador de espectros y se pueden corregir para obtener mejores resultados.

Los rangos de amplitud pico-pico deben ajustarse a los rangos de pantalla en el osciloscopio, además de verificar que ambos canales estén correctamente calibrados, tal como se puede apreciar en la Figura 2.11.

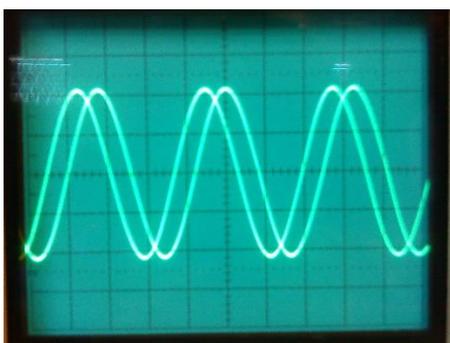
Figura 2.11: Señales de entrada (CH1) y salida (CH2) del circuito implementado para la obtención de la inductancia de la bobina.



Fuente: Elaboración propia.

Como se nota en la Figura 2.12, para facilitar la toma de datos se opta por reducir los voltios por división en el canal 02, de 1V/DIV a 0.5V/DIV, y luego buscar que ambas entradas presenten los mismos voltios por división en la pantalla del osciloscopio.

Figura 2.12: Desfasaje con cambio de voltios por división a la mitad en CH 02 del circuito implementado para la obtención de la inductancia de la bobina.



Fuente: Elaboración propia.

Para obtener un desfase entre ambos canales de 45° , es decir entre la señal del generador y el voltaje en la inductancia, se modificó la frecuencia de la fuente. Este valor de fase indica una reactancia inductiva igual a la resistencia de prueba.

Una vez hallado lo antes mencionado, se deben obtener los datos de frecuencia y de resistencia en el potenciómetro. Con lo cual se obtiene que $R = 587.23\Omega$.

Nótese además que por usar un potenciómetro multivuelta se tendrá en cuenta que este también presenta reactancia inductiva pero es despreciable en la toma de datos por estar en el rango de μH .

De los datos obtenidos a $50 \mu\text{S/DIV}$ la frecuencia obtenida es de $1/(3.2*50 \mu\text{s}) = 6.2500 \text{ KHz}$.

De la relación de la reactancia inductiva y la reactancia de prueba se tiene que:

$$2\pi fL = R$$

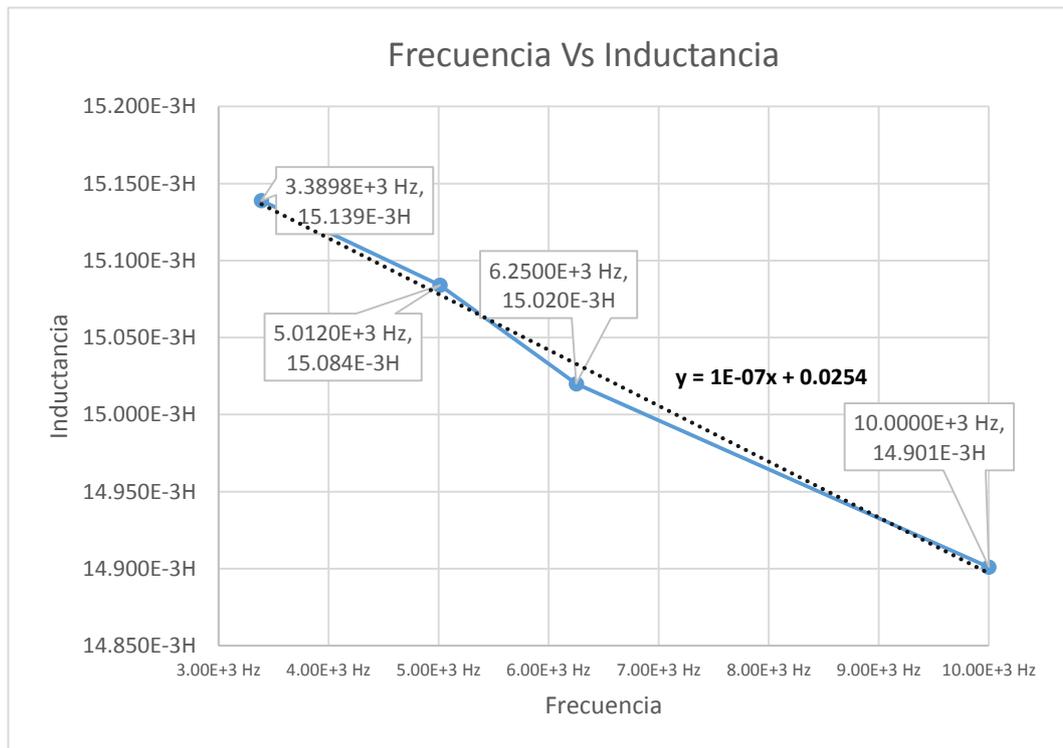
Por lo tanto reemplazamos los datos obtenidos en:

$$L = \frac{R}{2\pi f}$$

$$L = \frac{587.23\Omega + 2.52\Omega}{2\pi * 6.2500 \text{ KHz}} = \frac{589.85\Omega}{39.2699 \text{ KHz}} = 15.02 \text{ mH}$$

Según la Figura 2.13 adjunta se puede notar que para el rango de frecuencias comprendidas entre 3.3898 KHz y 10 KHz el valor real obtenido de la inductancia se encuentra aproximadamente entre 15.1 mH y 14.9 mH .

Figura 2.13: Comportamiento de la inductancia de la bobina vs frecuencia.



Fuente: Elaboración propia.

Si el rango de trabajo de la frecuencia está comprendido entre 7KHz y 8KHz, como es el caso que se toma para el sistema de levitación magnética, el valor de la inductancia real deberá ser aproximadamente:

$$L = 14.97 \text{ mH}$$

Así mismo, se puede calcular la inductancia mediante un medidor LCR como se muestra en la Figura 2.14. Nótese que los valores obtenidos son muy próximos a los teóricos.

Figura 2.14: Toma de medidas de inductancia a 100Hz y 10KHz de la bobina, de arriba para abajo.





Fuente: Elaboración propia.

Parámetros Implícitos en el Electroimán

En la Tabla 2.1 se muestran los parámetros más relevantes implícitos en el electroimán.

Tabla 2.1: Características del electroimán.

Parámetro	Valor	Unidad
Inductancia de Electroimán	14.92	<i>mH</i>
Área de sección transversal de trabajo	$0.4 * \pi * 10^{-3}$	m^2
Número de espiras	381	-
Diámetro de calibre del cable	0.4	<i>mm</i>
Área de sección	$0.5026 * 10^{-6}$	m^2

transversal de calibre de cable		
Diámetro externo del devanado	3.47	cm
Diámetro interno para devanado	2	cm
Longitud del electroimán	2.8	cm
Corriente máxima que soporta el calibre del cable	1.4	A

2.2.4 Fuerza Atractiva de un Electroimán

Para el problema de levitación magnética usualmente se toma como masa un cuerpo metálico con características ferromagnéticas, este cuerpo al ser sometido a la acción de la fuerza magnética producida por el electroimán flota en el aire a una distancia d . La fuerza magnética sobre la masa metálica está dada por la siguiente ecuación:

$$F_m = K \left(\frac{i}{d} \right)^2 \quad (2.8)$$

Siendo:

d : La distancia entre la masa y el electroimán.

i : La corriente del electroimán.

k : Constante: $\frac{1}{2} \cdot \mu_0 AN^2$

Como puede notarse el cambio de la dirección de corriente o inversión de polarización en el electroimán no influirá en la acción de la dirección de la fuerza sobre la masa.

Esta ecuación solo es válida para campos uniformes y para una masa metálica ferromagnética.

Sin embargo, en el sistema de levitación magnética del presente proyecto se usa un imán de neodimio de tipo N42; es decir, un cuerpo con magnetización propia, el cual al ser sometido al campo magnético generado por el electroimán no se rige por la Ecuación 2.8 debido a que el cambio de la polarización del electroimán sí genera cambios en la acción de la fuerza sobre el imán. En este caso la fuerza generada por el electroimán está dada por:

$$F = k \frac{i}{d^4} \quad (2.9)$$

Donde i es la corriente que fluye a través de la espira que conforma a electroimán, d es la distancia entre la base del electroimán y la masa-imán y k es una constante que depende de las características de la masa-imán y de las características físicas del electroimán.

A continuación se mostrará el método de obtención de la Ecuación 2.9, que es la expresión de la fuerza que rige para el sistema de levitación magnética.

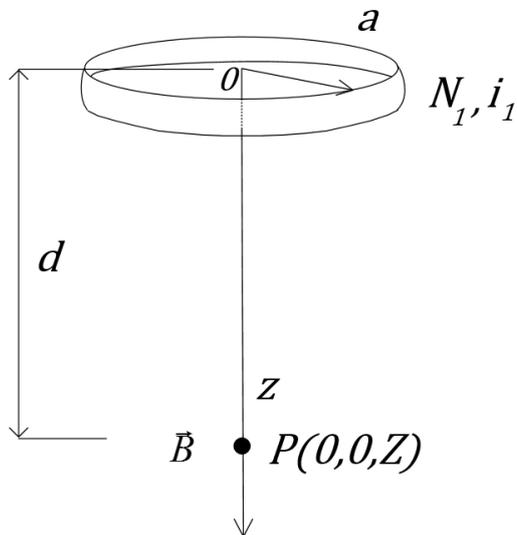
Obtención de la Ecuación de la Fuerza del Electroimán Sobre la Masa – Imán

A continuación se presentará el proceso de derivación de la fuerza que ejerce el electroimán sobre una masa magnética que corresponde a la Ecuación 2.9.

En la Figura 2.15 se muestra el diagrama de un electroimán y su intensidad de campo B en un punto arbitrario del eje z con coordenadas $P(0,0,Z)$.

Este electroimán será representado como un conjunto de espiras cerradas, ya que la altura del electroimán será despreciada para fines prácticos.

Figura 2.15: Disposición arbitraria de esfera en coordenadas $0,0,Z$



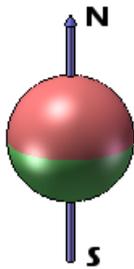
Fuente: Elaboración propia.

De la Figura 2.15: a es el modulo del radio del electroimán, N_1 es el número de vueltas de las espiras que conforman al electroimán, i_1 es la corriente que fluye a través del electroimán, d es la distancia al punto donde se calculará la fuerza magnética generada por el electroimán a la masa-imán, \vec{B} es el vector densidad de flujo magnético o inducción magnética que aparece como consecuencia del flujo de corriente a través del electroimán y P es el punto arbitrario de coordenadas concéntricas al electroimán.

Según los datos del fabricante la masa-imán fue magnetizada uniformemente según como se puede mostrar en la Figura 2.16.

La esfera magnetizada uniformemente genera lo que se denomina corrientes de magnetización o corrientes de Ampere. Si se toma un punto en el espacio la rotacional de magnetización es constante y de hecho vale “0”, ya que la magnetización (M) es también constante.

Figura 2.16: Esfera N42 axialmente magnetizada.



Fuente: <http://www.kjmagnetics.com/magdir.asp>

La rotacional es un operador de coordenadas respecto a coordenadas de posición, entonces si la magnetización M es constante todas sus derivadas valen 0.

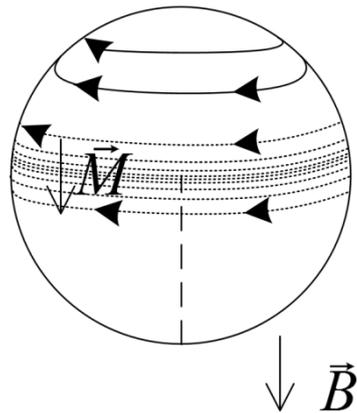
$$\vec{J}_m = \vec{\nabla} \times \vec{M} = 0$$

En la superficie de la esfera se analiza la densidad superficial de corrientes de magnetización. Si se toma el eje de coordenadas Z , entonces en el punto P , según como se muestra en la Figura 2.17, se traza un vector unitario $\hat{n} = \hat{a}_r$ normal a la superficie, donde el producto vectorial será:

$$\vec{J}_m = \vec{M} \times \hat{n} = (-M\hat{k}) \times \hat{a}_r = -M(\hat{k} \times \hat{a}_r)$$

Entonces, se comprueba que estas líneas se pueden representar como una bobina de alambre fino enrollada sobre una esfera de modo tal que las vueltas se concentren más en el ecuador que en los polos según como se puede mostrar en la Figura 2.18.

Figura 2.18: Representación de imán como alambre fino sobre esfera.



Fuente: Elaboración propia.

\vec{M} es el vector magnetización, que es la densidad de momento de dipolo magnético por unidad de volumen.

Entonces, en la esfera magnetizada se tiene el momento de dipolo magnético \vec{m}_2 es igual a la integral del vector magnetización \vec{M} sobre la esfera.

$$\vec{m}_2 = \int_V \vec{M} dV$$

El vector \vec{M} es constante y puede salir de la integral, con lo cual se obtiene:

$$\vec{M} \int_V dV = \vec{M}V = \frac{4\pi}{3} R^3 \vec{M} \quad (2.10)$$

Además el vector \vec{M} es $-M\hat{k}$, por lo que se obtiene:

$$= -\frac{4\pi}{3} R^3 M$$

Entonces, es posible reducir una esfera magnetizada uniformemente a una espira con corriente equivalente, esto solo es válido si la esfera tiene magnetización uniforme.

Para la esfera magnética es posible encontrar una distribución de corriente equivalente, es decir, una espira con corriente de radio R como se muestra en la Figura 2.19. A esta espira se la llamará a partir de ahora espira 2. Entonces el momento de dipolo magnético \vec{m}_2 se podrá determinar como:

$$\vec{m}_2 = i_2 \overrightarrow{A_{rea}} = -i_2 \pi R^2 \hat{k}$$

Figura 2.19: Espira 2 (representación de esfera N42).



Fuente: Elaboración propia.

La magnetización que representa esta espira 2 está representada por \vec{m}_2 , y esta a su vez representa a la esfera cuyo vector magnetización total es $\vec{M} \int_V dV$, como se muestra en la Ecuación 2.10; por lo tanto, ambos deben ser iguales según como se muestra en la Ecuación 2.11.

$$-\frac{4}{3}\pi R^3 M \hat{k} = -i_2 \pi R^2 \hat{k} \rightarrow \quad (2.11)$$

$$i_2 = \frac{4R}{3} M$$

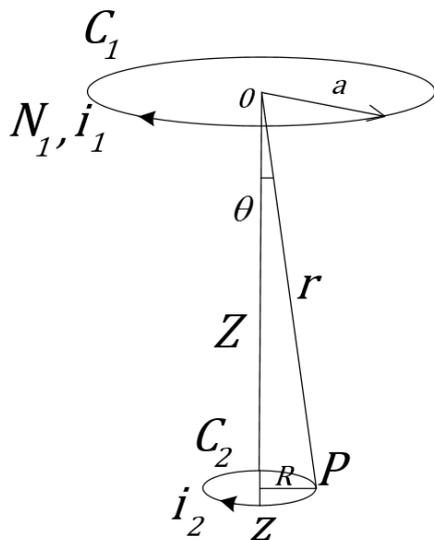
Además por la ley Biot Savart se sabe que el campo total \vec{B}_0 generado por el electroimán en el punto P según la Figura 2.20 es:

$$\vec{B}_0 = \frac{\mu_0 i_1}{2} \frac{a^2}{(Z^2 + a^2)^{3/2}} \hat{k}$$

$$\vec{B} = N_1 \vec{B}_0 = \frac{N_1 \mu_0 i_1}{2} \frac{a^2}{(Z^2 + a^2)^{3/2}}$$

Se asume C_1 como bobina apretada, con lo cual se obtiene la Figura 2.20 como representación de lo expuesto.

Figura 2.20: Disposición representativa de bobina y masa magnética.



Fuente: Elaboración propia.

Antes de hallar en campo magnético se opta por hallar primero el potencial vectorial magnético.

$$i_2 \pi R^2 = \frac{4\pi}{3} R^3 M \rightarrow i_2 = \frac{4}{3} MR$$

$$\begin{aligned} \vec{A}_{21} &= \frac{\mu_0 N_1 i_1 a^2}{4r^2} \text{sen}\theta \hat{a}_\phi \\ &= \frac{\mu_0 N_1 i_1 a^2}{4r^2} \left(\frac{R}{r}\right) \hat{a}_\phi = \frac{\mu_0 N_1 i_1 a^2 R}{4r^3} \hat{a}_\phi \end{aligned}$$

Y con:

$$r = \sqrt{Z^2 + R^2}$$

Entonces:

$$\vec{A}_{21} = \frac{\mu_0 N_1 i_1 a^2 R}{4(Z^2 + R^2)^{3/2}} \hat{a}_\phi \quad (2.12)$$

El flujo mutuo entre ambas bobinas estará determinada como:

$$\Phi_{21} = \int_{S_2} \vec{B}_{21} \cdot d\vec{a} = \int_{S_2} (\vec{\nabla} \times \vec{A}_{21}) \cdot d\vec{a}$$

Y por el teorema de Stokes:

$$\oint_{C_2} \vec{A}_{21} \cdot d\vec{l}_2 = \int_{C_2} A_{21} dl_2 = \int_0^{2\pi} A_{12} R d\Phi = A_{12} 2\pi R \quad (2.13)$$

Reemplazando la Ecuación 2.12 en la Ecuación 2.13 se obtiene:

$$= \frac{\pi\mu_0 N_1 i_1 a^2 R^2}{2(Z^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Y del potencial vectorial magnético se obtiene:

$$M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{i_1} = \frac{\pi\mu_0 N_1 a^2 R^2}{2(Z^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}}$$

La fuerza magnética se puede obtener de la gradiente de la energía, entonces se opta por hallar la energía en el sistema:

$$U_m = U_1 + U_{21} + U_2 \rightarrow \vec{F}_{21} = \vec{\nabla} U_m = \vec{\nabla} U_{21} \quad (2.14)$$

Además:

$$U_1 = \frac{1}{2} L_1 i_1^2$$

$$U_2 = \frac{1}{2} L_2 i_2^2$$

U_1 & U_2 son constantes y no dependen de las coordenadas de posición, por lo tanto valen 0.

$$U_{21} = i_1 i_2 M_{21}$$

Reemplazando los datos de la Ecuación 2.14, la fuerza magnética aplicada por la espira C_2 a la espira C_1 es:

$$\begin{aligned} \vec{F}_{21} &= \vec{\nabla} U_m = \vec{\nabla} U_{21} = \left(\frac{\partial U_{21}}{\partial Z} \right)_{Z=d} \hat{k} \\ &= \frac{\pi \mu_0 N_1 i_1 i_2 a^2 R^2}{2} \left(-\frac{3}{2} \right) (Z^2 + R^2)^{-\frac{5}{2}} \times z z \Big|_{Z=d} \hat{k} \\ &= -\frac{3\pi \mu_0 N_1 i_1 i_2 a^2 R^2 d}{2(d^2 + R^2)^{\frac{5}{2}}} \hat{k} \end{aligned}$$

Y como se puede notar en la Figura 2.20 se asume que $R \ll d$, por lo tanto:

$$\vec{F}_{21} \cong -\frac{3\pi \mu_0 N_1 i_1 i_2 a^2 R^2}{2d^4} \hat{k}$$

Con los momentos magnéticos:

$$m_1 = N_1 i_1 \pi a^2$$

$$m_2 = i_2 \pi R^2$$

Por lo tanto:

$$\vec{F}_{21} \cong -\frac{3\mu_0 N_1 m_2 i_1 a^2}{2d^4} \hat{k} \quad (2.15)$$

Se puede notar en la Ecuación 2.15 que la fuerza de atracción representada por coordenadas es de la misma forma que se presentó en la solución del problema, y además se puede notar que la dirección de la corriente influye en la dirección del módulo de la fuerza, es decir que se puede cambiar la fuerza a modo repulsivo.

De forma práctica la Ecuación 2.15 se puede representar convenientemente como:

$$F_{21} = k \frac{i_1}{d^4} \quad (2.16)$$

Siendo:

i_1 : Corriente de magnetización de la bobina (electroimán) que puede ser representada vectorialmente.

d : Distancia entre la masa (imán) a la bobina.

k : Constante: $-\frac{3}{2}\mu_0\pi i_2 R^2$ ó $\frac{3}{2}\mu_0\pi i_2 R^2$ según referencia de origen de coordenadas.

De la Ecuaciones 2.15 y 2.16 se despeja la constante k , con lo cual se obtiene:

$$k = \frac{3\mu_0 N_1 m_2 a^2}{2} \quad (2.17)$$

Reemplazando la Ecuación 2.17 por los datos conocidos de las características del electroimán y de la esfera magnética se obtiene:

$$k = \frac{3(4\pi * 10^{-7})(381)(80.07 * 10^{-3})(1.735 * 10^{-2})^2}{2}$$

$$k = 17.31 * 10^{-9} kg \cdot m^5 \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}$$

Segundo Método de Análisis para Obtención de la Constante K

El segundo método de solución para hallar la constante K de la Ecuación 2.16 de la fuerza, se basa en igualar las fuerzas ejercidas tanto por el electroimán a la masa magnetizada como la fuerza de gravedad que se ejerce sobre la masa magnetizada, Ecuación 2.18. [4]

$$F_{21} = k \frac{i_1}{d^4} = mg \quad (2.18)$$

Donde se tiene que el peso de esfera es:

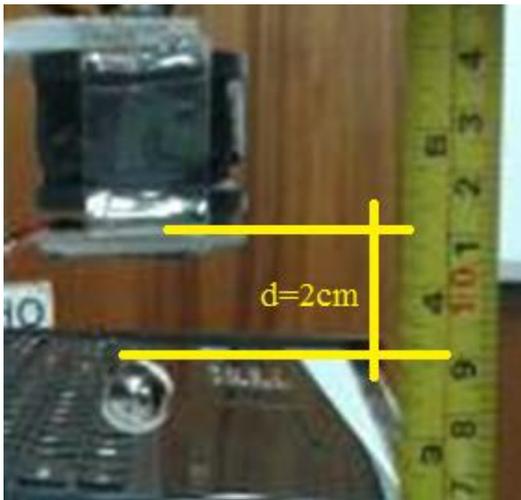
$$F = 29.6262 * 10^{-3} N$$

Entonces:

$$k \frac{i_1}{d^4} = 29.6262 * 10^{-3} \quad (2.19)$$

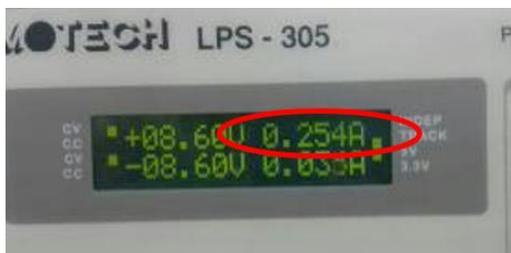
Para obtener el valor de la constante K , como se observa en la Ecuación 2.19, se deberá de conocer la distancia de la esfera con respecto a la bobina como la corriente en la bobina. Experimentalmente para una distancia de 2.0 cm, Figura 2.21, se obtuvo una corriente en la bobina de 254 mA, Figura 2.22.

Figura 2.21: Distancia entre esfera y electroimán $d \cong 2.0\text{cm}$.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 2.22: Corriente en punto de equilibrio: $i \cong 254 \text{ mA}$.



Fuente: Elaboración propia.

Se tiene entonces:

$$29.6262 * 10^{-3} N = k \frac{254 \cdot 10^{-3}}{1.6 \cdot 10^{-7}} N$$

$$k \cong 18.6621 \cdot 10^{-9} m^5 \cdot s^{-2} \cdot A^{-1}$$

Como se puede observar los valores de k son muy próximos a los valores obtenidos teóricamente.

Es posible seguir el mismo procedimiento para los demás tipos de masa magnetizada (hexaedros y disco de neodimio N42) con la única condición que su composición química sea la misma.

2.2.5 Fenómenos Presentes en un Electroimán

Inducción Magnética

A medida que la distancia entre el electroimán y la masa-imán a levitar disminuye, el valor absoluto de la inducción se incrementa, por lo que también se obtiene un mayor potencial contra-electromotriz inducido en la bobina. Esto produce el límite máximo de control para distancias cortas entre masa y electroimán, debido a su comportamiento no lineal.

Saturación del Núcleo

A partir de la Ecuación 2.6 se comprueba que el flujo magnético se incrementa a medida que disminuye la distancia entre el electroimán y la masa-esfera. Por lo tanto existe un valor de distancia mínima, para lo cual el flujo aumenta lo

suficiente como para saturar el núcleo. Este fenómeno se traduce como: para valores bajos de distancia el valor de la fuerza inducida no puede aumentar, es decir que el aumento de corriente (variación sobre el tiempo) no rendirá efecto sobre el electroimán, y no se produce un incremento en el flujo.

Teniendo en cuenta lo mencionado se procurara mantener una distancia considerable entre la masa y el electroimán.

2.3 Masa Magnética a Levitar

Para el sistema de levitación magnética se hará uso de imanes de neodimio como la masa a levitar, específicamente de imanes de tipo neodimio – hierro – boro, estos son los tipos de imanes más fuertes del mundo.

Los imanes de neodimio son un miembro de la familia de tierras raras. El neodimio es un miembro de los 17 elementos de "tierras raras", está ubicado en el bloque 'F' de la tabla periódica. Los imanes de neodimio son los más fuertes de los imanes de tierras raras. [5]

Los imanes de tierras raras son extremadamente quebradizos y también vulnerables a la corrosión, así que son usualmente recubiertos con una capa de metal o de pintura para protegerlos de la rotura o astillamiento.

Los imanes de Neodimio-hierro-boro son sensibles al calor. Si un imán se calienta por encima de su temperatura máxima de funcionamiento (176 °F u 80 °C) para los grados estándar de tipo N, se perderá una fracción de su fuerza magnética. Si se calientan por encima de 590 °F ó 310 °C, perderán la totalidad de sus propiedades magnéticas.

Para el sistema de levitación magnética las temperaturas de trabajo rondaran los 25 °C, sus variantes dentro de $\pm 10^{\circ}\text{C}$ son ínfimos por lo que se desprecian en las ecuaciones.

Se muestra en la Figura 2.23 las masas magnéticas a usar.

Figura 2.23: Masas magnéticas a usar en el sistema de levitación.



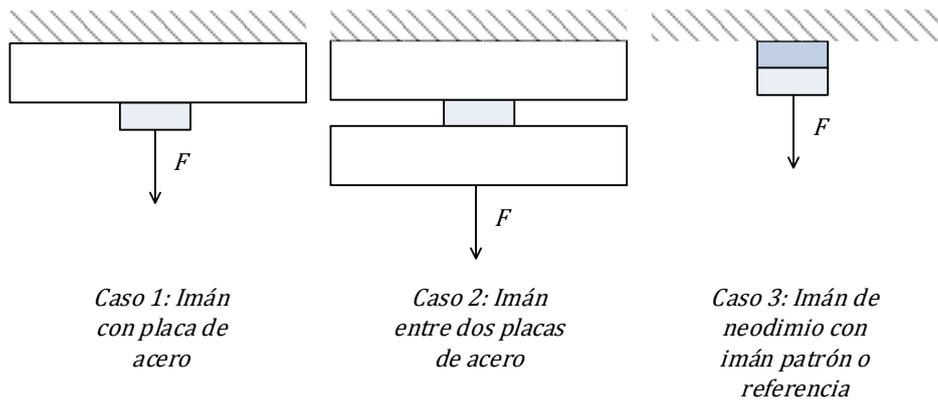
Fuente: Elaboración propia.

La razón del uso de imanes y no de metales es debido al uso de un sensor Hall, este sensor es capaz de medir el campo magnético; si se hace uso de una masa metálica, el sensor solo “leerá” el campo generado por el mismo electroimán, no se podrá obtener un lazo cerrado y no será posible saber la posición de la masa.

2.3.1 Campo Magnética Generada por un Imán de Neodimio

Para medir el campo magnético se usan instrumentos llamados Gausímetros. Estos equipos miden la densidad de campo sobre la superficie del imán, esto se conoce como campo de superficie que se mide en Gauss o Tesla. También se usan probadores de fuerza de retención, básicamente son placas planas de acero adheridas al imán, estas se jalan y se calcula la fuerza máxima alcanzada hasta que este se desprenda del imán. Estas fuerzas de tensión se miden en Kilogramos o en Libras. Existen otras configuraciones para el cálculo de las fuerzas como dos imanes juntos y un imán entre dos láminas, como se muestra en la Figura 2.24.

Figura 2.24: Algunos modos para determinación de fuerza de atracción de imanes de neodimio.



Fuente: <http://www.kjmagnetics.com/proddetail.asp?prod=S8>

En este tipo de medidas intervienen varios factores como el espesor del acero, su composición química y su regularidad de superficie. En el caso de la presente tesis se hace uso de otros métodos para hallar los valores requeridos, es casi imposible que los valores teóricos que se obtengan sean idénticos a los valores empíricos debido a la inexactitud de los instrumentos de medida y aproximaciones que toma el usuario al momento de tomar datos. Sin embargo los datos obtenidos deberán ser próximos. [6]

2.3.2 Grado o Nivel N de un Imán de Neodimio

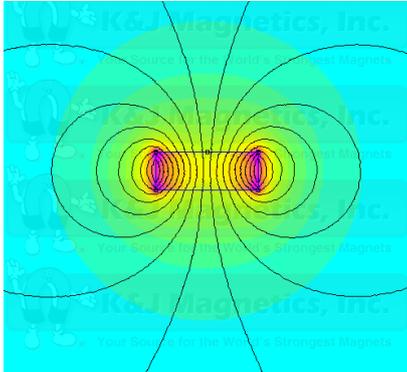
Se define como el grado de energía máxima con el que el material está hecho, o nivel máximo de magnetización que se le puede dar al material; para este caso en particular se medirá en millones de Gauss Oersted (MGOe). En este caso se hace uso de imanes de grado N42 MGOe. [7]

En términos generales cuanto mayor sea el grado el campo magnético generado por el imán es más intenso o ‘el imán es más fuerte’.

2.3.3 Geometría y Campo Generado de Imanes a Usar

Uso de un imán de Neodimio N42 con forma de un hexaedro, Figura 2.25 de propiedad de (K&G Magnetics).

Figura 2.25: Uso un hexaedro: Grado=N42, Longitud=10 mm, Espesor=5 mm, Altura = 3.9 mm.

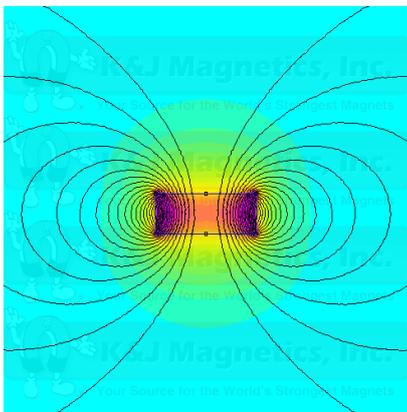


Fuente: <http://www.kjmagnetics.com>

Tener en cuenta que dos o más imanes apilados juntos se comportan exactamente igual que un solo imán del tamaño combinado.

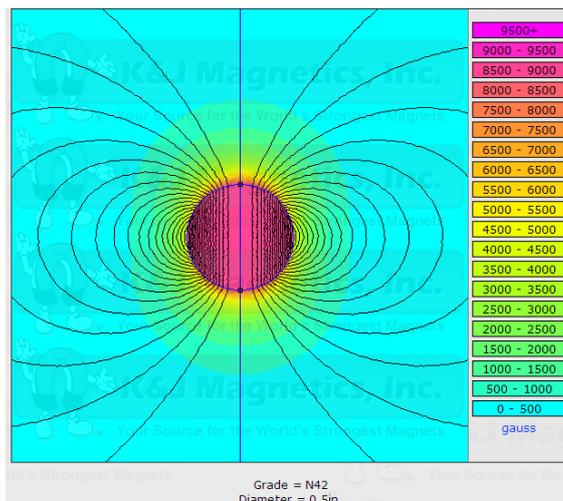
En las Figuras 2.26 y 2.27 se muestra el comportamiento de las líneas de campo de los imanes a usar.

Figura 2.26: Uso de Disco: Grado=N42, Diámetro=7.5 mm, Altura=3.0 mm.



Fuente: <http://www.kjmagnetics.com>

Figura 2.27: Uso de Esfera: Grado=N42, Diámetro=1.25 cm.



Fuente: <http://www.kjmagnetics.com>

2.4 Sensor Hall

El sensor de efecto Hall o sonda Hall es un dispositivo capaz de medir de forma indirecta el campo magnético al cual es sometido, expresándolo en función de diferencial de potencial o diferencial de corriente; lo que permite en este caso en particular calcular la posición de la masa magnetizada a levitar. [8]

2.4.1 Efecto Hall

El efecto Hall fue descubierto por Edwin Herbert Hall en 1879 cuando cursaba el último año de sus estudios universitarios. Este efecto consiste en la generación de un campo eléctrico de forma transversal al sentido de la corriente que circula por una muestra conductora cuando ésta se encuentra sometida a un campo magnético. Los experimentos de Hall mostraron que los portadores de cargas eran partículas cargadas negativamente, hecho de gran relevancia en su época ya que los electrones no serían descubiertos hasta más de diez años después. [9,10]

Si fluye corriente por un sensor Hall y se aproxima a un campo magnético que fluye en dirección vertical al sensor, entonces el sensor crea un voltaje saliente proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente. Si se

conoce el valor de la corriente, entonces se puede calcular el campo magnético; si se crea el campo magnético por medio de corriente que circula por una bobina o un conductor, entonces se puede medir el valor de la corriente en el conductor o bobina.

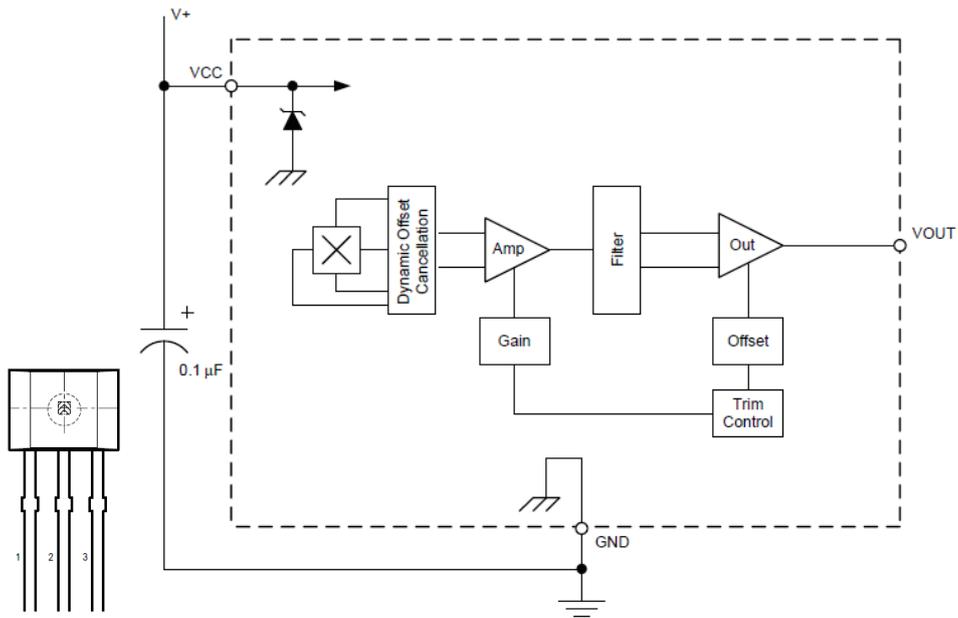
2.4.2 Consideraciones para Diseño del Sensor

Es importante tener en cuenta el grado de linealidad del sensor hall a usar para determinar la posición de la esfera magnética con respecto al electroimán según el comportamiento de las fuerzas magnéticas.

La familia de sensores de efecto Hall A132X ha sido optimizada para tal fin. Estos sensores de efecto Hall proporcionan una salida de tensión que es proporcional al campo magnético aplicado. La familia A132X tiene una tensión de salida de reposo que es 50% de la tensión de alimentación, con opciones de sensibilidad de 2.5 mV/G, 3.125 mV/G y 5 mV/G. Las características de esta familia de dispositivos son ideales para su uso en los entornos difíciles que se encuentran en los sistemas de detección de posición lineal y giratoria de automatización. Para este caso en particular se hace uso del sensor A1321.

Como se aprecia en la Figura 2.28, cada dispositivo cuenta con un circuito monolítico BiCMOS que integra un elemento Hall, un circuito de compensación de temperatura, un amplificador de alta ganancia y una etapa de salida de baja impedancia de tipo rail-to-rail.

Figura 2.28: Bloque funcional de sensor Hall.



Fuente: Datasheet A1321 de la familia Allegro

El sensor usa una técnica de compensación de desplazamiento dinámico con un reloj de alta frecuencia interna, lo cual reduce el desplazamiento residual de tensión. El reloj de alta frecuencia permite una mayor velocidad de muestreo, lo que se traduce en mayor precisión y capacidad de procesamiento de la señal más rápido. Esta técnica produce que los dispositivos cuenten con una salida de tensión extremadamente estable.

En la Tabla 2.2 se aprecia la disposición de pines para el sensor a usar.

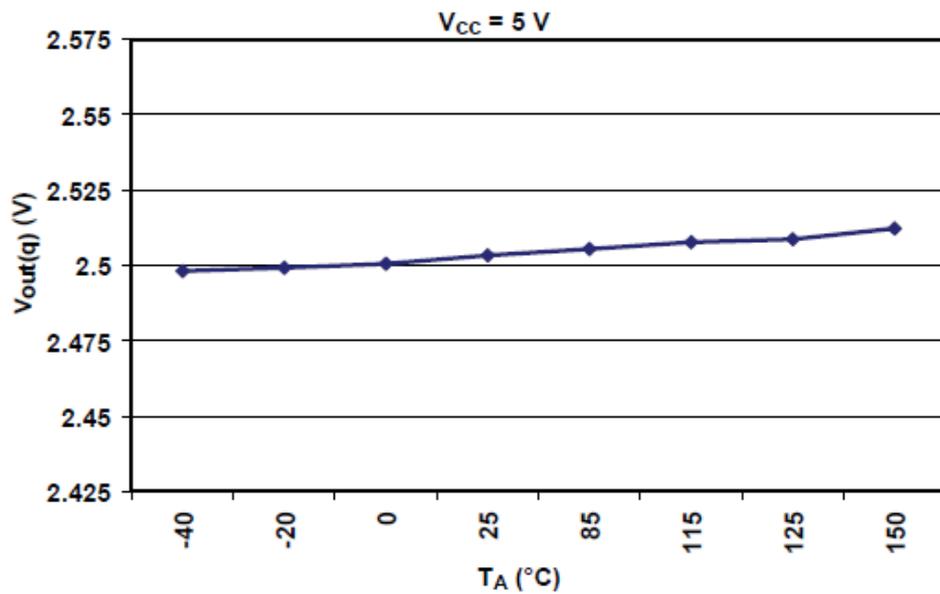
Tabla 2.2: Terminales del sensor efecto hall.

Símbolo	Número de terminal	Descripción
VCC	1	Fuente de poder de chip

VOUT	3	Voltaje de salida de sensor
GND	2	Tierra

En la Figura 2.29 se detalla el voltaje de ‘presencia cero de campo magnético’ en el sensor hall vs temperatura; este dato es muy importante al momento de sintonizar el controlador a usar.

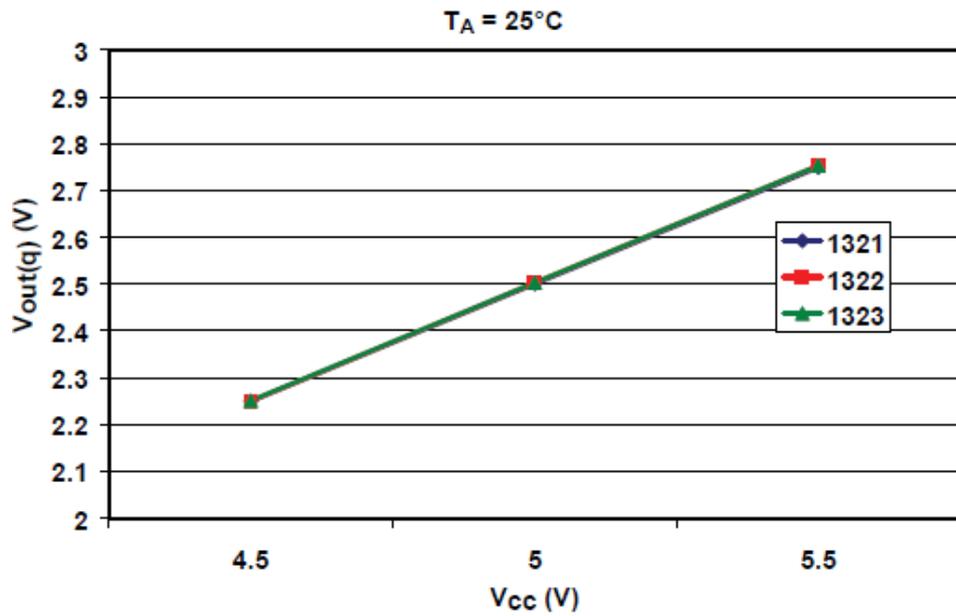
Figura 2.29: Promedio absoluto de salida de tensión en reposo vs temperatura.



Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 2.30 se muestra el voltaje de ‘presencia cero de campo magnético’ respecto al voltaje de fuente para el sensor Hall.

Figura 2.30: Voltaje de salida en reposo Vout(q) vs Vcc a TA=25 °C.



Fuente: Elaboración propia.

A continuación se muestra en la Tabla 2.3 las principales características del sensor Hall A1321 a usar.

Tabla 2.3: Características de sensor a temperatura ambiente.

Característica	Símbolo	Mínimo	Típico	Máximo	Unidad
Voltaje de alimentación	$V_{cc(op)}$	4.5	5.0	5.5	V
Corriente de Consumo	I_{cc}	-	5.6	8	mA
Rango de trabajo (campo común)	W_R	2.525	-	4.98	V
Rango de trabajo (campo invertido)	W_{Ri}	0	-	2.5	V
Sensibilidad	Sens	4.750	5.000	5.250	mV/G

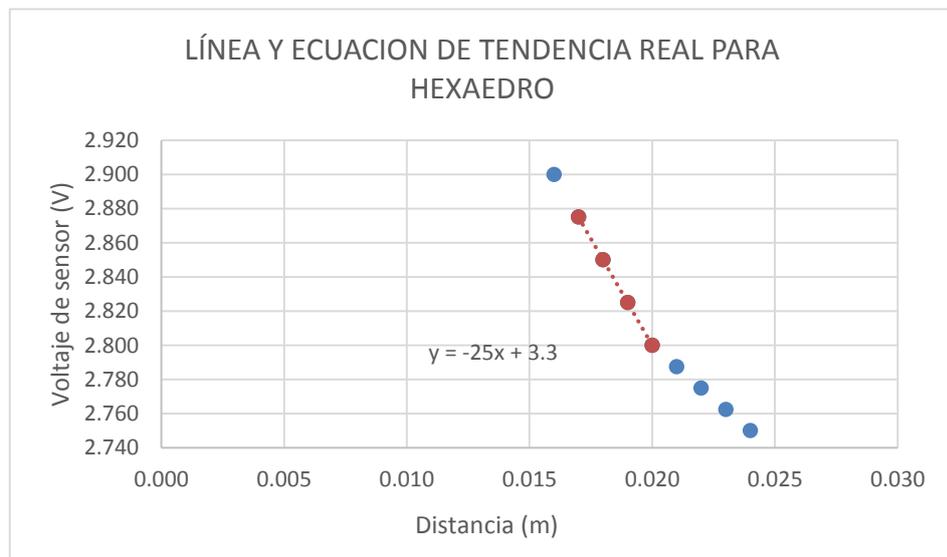
Ancho de banda de salida	BW	-	30	-	kHz
Frecuencia de reloj interno	f _c		150		kHz

Respuesta de Sensor Frente a Posición de Masa – Imán

A continuación se muestra las lecturas obtenidas por el sensor Hall al someterse a la acción del campo magnético del imán de neodimio N42 magnetizado uniformemente, y su ecuación característica para la línea de tendencia dentro de su rango de trabajo.

En la Figura 2.31 se muestra la respuesta de voltaje de sensor Hall vs a acción de campo magnético de imán de neodimio hexaédrico. Su tendencia lineal se encuentra dentro de la distancia comprendida entre 1.7 cm y 2.0 cm.

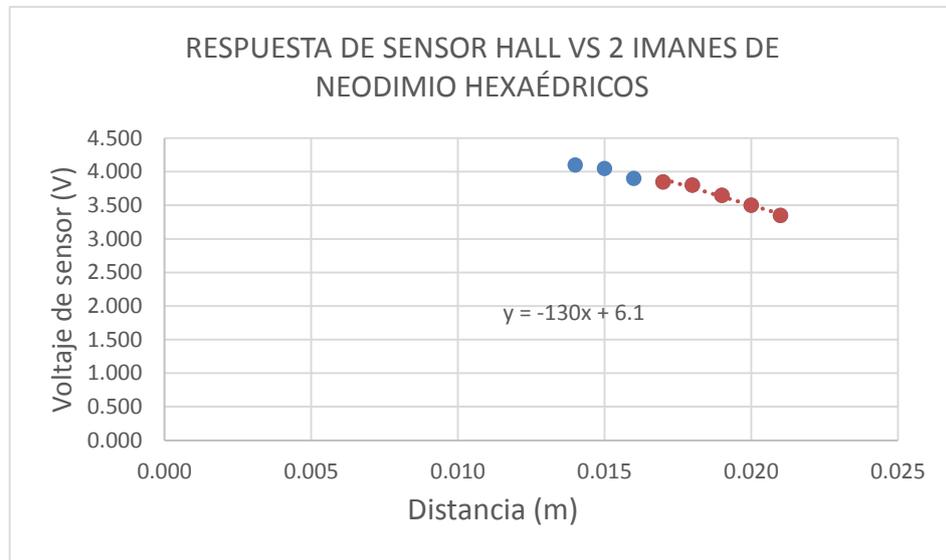
Figura 2.31: Respuesta del sensor, voltaje vs distancia sobre material hexaédrico.



Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 2.32 se muestra la respuesta de voltaje de sensor Hall vs a dos imanes de neodimio hexaédricos apilados uno sobre otro. Su tendencia lineal se encuentra dentro de 1.7 cm y 2.1 cm.

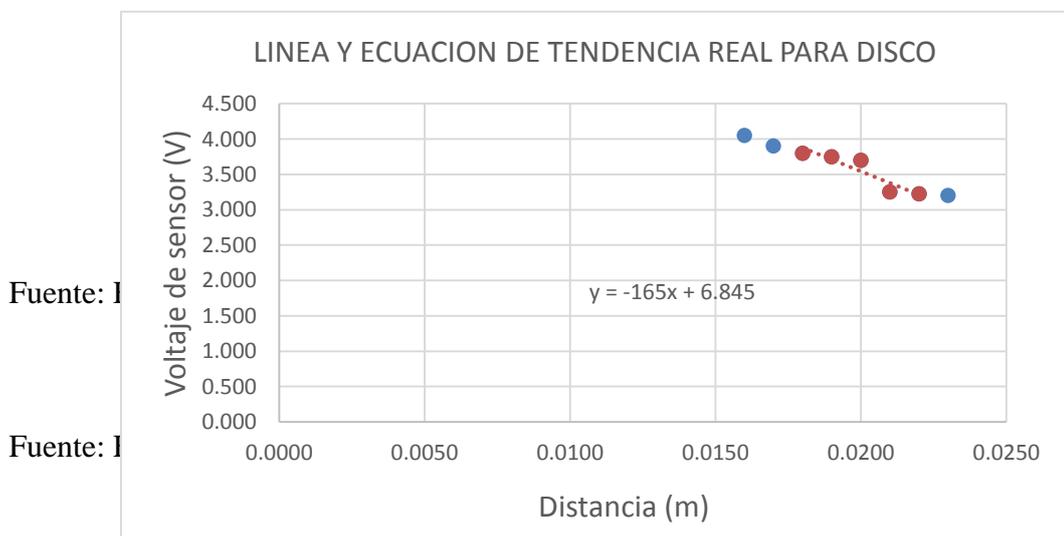
Figura 2.32: Respuesta del sensor, voltaje vs distancia sobre dos hexaedros juntos.



Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 2.33 se muestra la respuesta de voltaje de sensor Hall vs a acción de campo magnético de imán de neodimio en forma de disco (imán cilíndrico). Se puede apreciar la tendencia lineal dentro del rango asignado para trabajo, en este caso es para una distancia comprendida entre 1.7 cm y 2.1 cm.

Figura 2.33: Respuesta del sensor, voltaje vs distancia sobre imán cilíndrico.

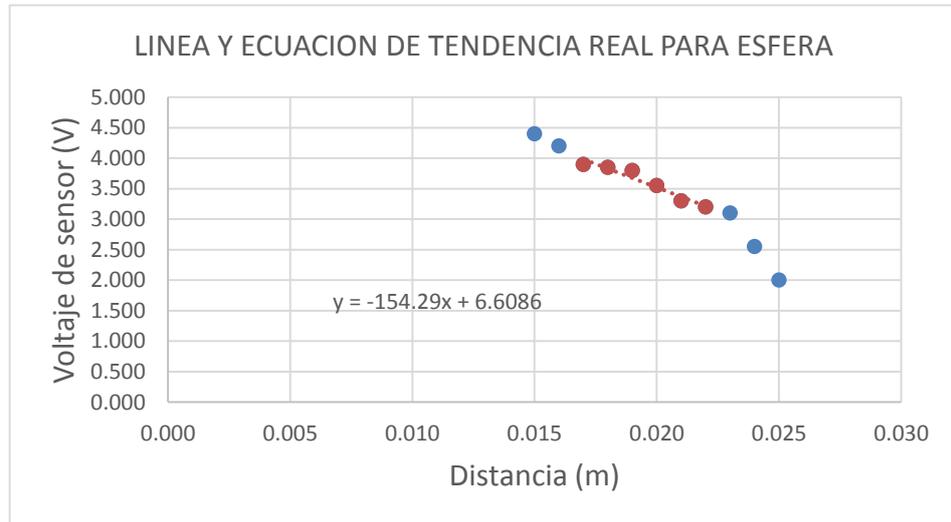


Fuente: I

Fuente: I

En la Figura 2.34 se muestra la respuesta de voltaje de sensor Hall vs a acción de campo magnético de imán de neodimio en forma de esfera. Se puede notar que su tendencia no es armónica, esto se debe a la inducción contra-electromotriz.

Figura 2.34: Respuesta del sensor, voltaje vs distancia sobre esfera magnética.



Fuente: Elaboración propia.

Según la tendencia lineal obtenida en la Figura 2.34, para una distancia comprendida entre 1.7 cm y 2.2 cm se obtiene la siguiente relación entre la tensión del sensor con respecto a la distancia que estará posicionada el electroimán con respecto a la bobina:

$$y = -154.29d + 6.61$$

Entonces se obtiene:

$$\frac{y - y_0}{d - d_0} = -154.29$$

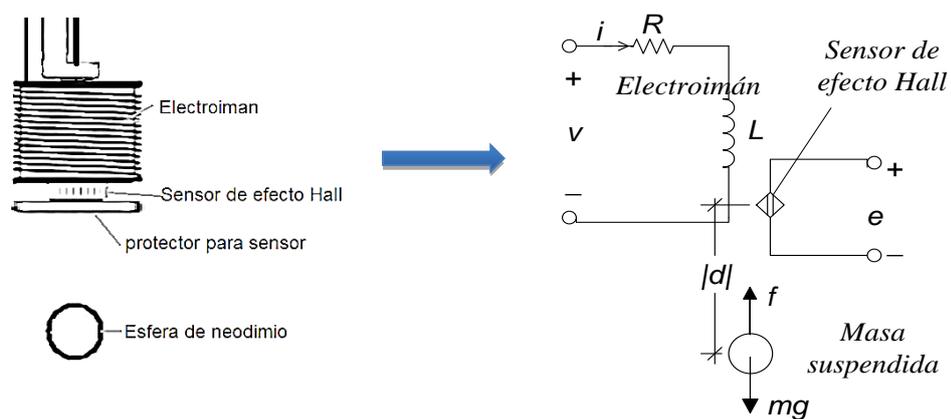
Nótese que la pendiente para todos los casos de las masas es negativa, esto se debe a que si la distancia entre masa y sensor disminuye, el voltaje de sensor aumenta.

Capítulo III :Modelamiento del Sistema de Levitación Magnética

3.1 Linealización del Sistema

Se muestra a continuación la representación eléctrica del sistema de levitación que fue mostrada en un principio, Figura 3.1.

Figura 3.1: Representación del sistema de levitación magnética.



Fuente: Elaboración propia.

Según la modelación del sistema obtenido en el capítulo anterior, la fuerza de atracción aplicada por el electroimán se aproximara como la Ecuación 3.1, donde k es una constante que depende de los materiales y geometría del sistema.

$$f = k \frac{i}{d^4} \quad (3.1)$$

Por la segunda Ley de Newton se obtiene la ecuación de movimiento de la masa suspendida, que esta determinada por la Ecuación 3.2.

$$m\ddot{d} = mg - k \frac{i}{d^4} \quad (3.2)$$

Además, la ecuación eléctrica del circuito del electroimán está determinada por la siguiente ecuación:

$$v = Ri + Li \quad (3.3)$$

Para linealizar la Ecuación 3.2 se aplica la Expansión por Series de Taylor alrededor de un punto de operación.

Según el desarrollo de la Serie de Taylor en el punto de operación cuando se desprecian los términos de orden superior, la aproximación lineal estará determinada como:[11]

$$\begin{aligned} y &= g(x) \\ &= g(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}) + \frac{\partial g(x)}{\partial x_1} \Big|_{x=x_0} (x_1 - x_{10}) + \frac{\partial g(x)}{\partial x_2} \Big|_{x=x_0} (x_2 - x_{20}) + \dots \\ &\quad + \frac{\partial g(x)}{\partial x_n} \Big|_{x=x_0} (x_n - x_{n0}) \end{aligned}$$

Entonces la ecuación resultante es:

$$\ddot{d} = g - \frac{k}{m} \frac{i_0}{d_0^4} - \frac{k}{d_0^4 m} (i - i_0) + \frac{4ki_0}{d_0^5 m} (d - d_0)$$

De las ecuaciones anteriormente obtenidas se determina las condiciones estables para el sistema, las cuales son:

De la Ecuación 3.2:

$$d_0 = \left(k \frac{i_0}{g * m} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (3.4)$$

De la Ecuación 3.3:

$$i_0 = \frac{v_0}{R} \quad (3.5)$$

3.2 Modelo en Espacio-Estado

Según las ecuaciones del sistema anteriormente obtenidas determinamos las variables de estado las cuales son:

$$x_1 = i - i_0 \text{ (Corriente)}$$

$$x_2 = \dot{d} - \dot{d}_0 \text{ (Velocidad)}$$

$$x_3 = d - d_0 \text{ (Distancia)}$$

y la señal de entrada:

$$u = (v - v_0)$$

Entonces las ecuaciones de estado que se obtendrán son:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}u$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{k}{d_0^4 m}x_1 + \frac{4ki_0}{d_0^5 m}x_3$$

$$\dot{x}_3 = x_2$$

la ecuación de estado linealizada del sistema viene representada por:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

Donde las matrices A, B, C y D son:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{k}{md_0^4} & 0 & \frac{4ki_0}{md_0^5} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 1] \quad D = [0]$$

Con las matrices determinadas podemos obtener la función de transferencia del sistema.

$$Gp = C(sI - A)^{-1}B + D$$

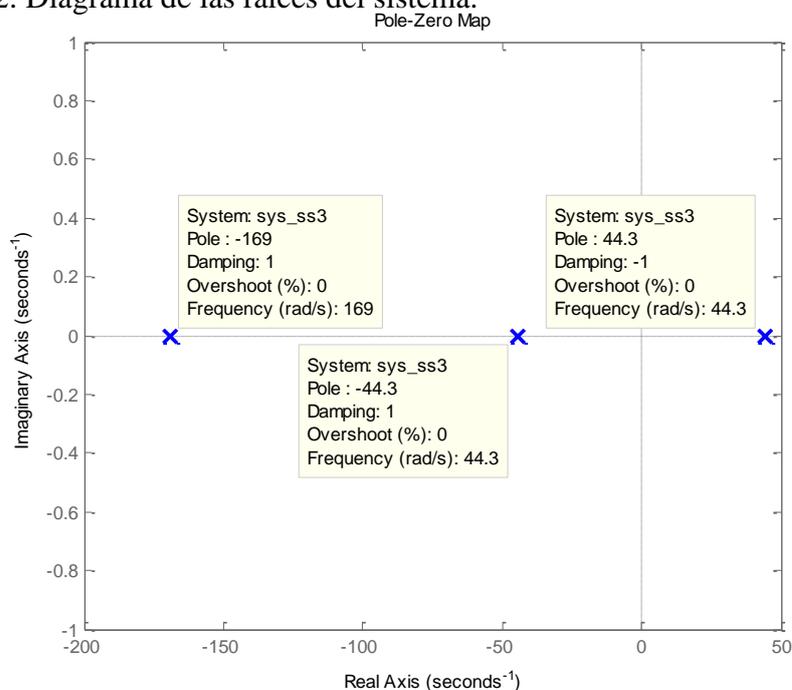
$$= -\frac{\frac{K}{md_0^4 L}}{\left(s + \frac{R}{L}\right)\left(s^2 - \frac{4ki_0}{md_0^5}\right)}$$

Donde la ecuación característica es:

$$= s^3 + \frac{R}{L}s^2 - \frac{4ki_0}{md_0^5}s - \frac{R}{L} \frac{4ki_0}{md_0^5}$$

La estabilidad y el comportamiento de un sistema de control están relacionados con la localización del plano s de las raíces de la ecuación característica. Considerando la función de transferencia del sistema se obtiene la ubicación de polos, Figura 3.2. De la cual se observa que el sistema es inestable debido a que tiene un polo en el semiplano derecho.

Figura 3.2: Diagrama de las raíces del sistema.



Fuente: Elaboración propia, Matlab.

3.3 Análisis de Observabilidad y Controlabilidad

A continuación se muestra el análisis que determina si la simulación del sistema representado mediante una matriz es capaz de ser controlable o no.

Controlabilidad

Un sistema es controlable si puede llevar cualquier estado inicial $x(t_0)$ a cualquier otro estado en un tiempo finito $t_0 \leq t \leq T$.

La controlabilidad de un sistema de tercer orden puede ser determinada por la siguiente matriz:

$$P_c = [B \quad AB \quad A^2B]$$

Si el determinante de $P_c \neq 0$ entonces el sistema es controlable. [12, 13]

Observabilidad

Un sistema será completamente observable si se puede determinar el estado inicial $x(t_0)$ en un tiempo finito T .

La observabilidad de un sistema de tercer orden puede ser determinada por la siguiente matriz:

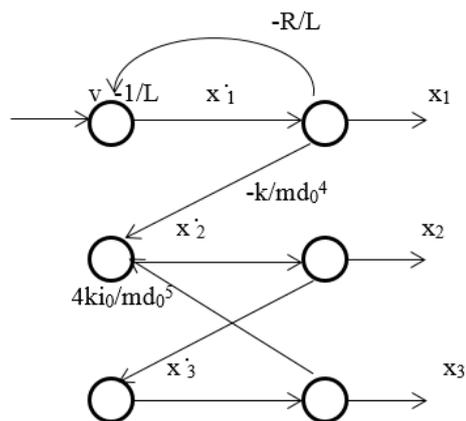
$$P_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}$$

Si el determinante de $P_o \neq 0$ entonces el sistema es observable.

[12, 13]

Otra forma de poder determinar la controlabilidad y la observabilidad es por el grafo que se muestra en la Figura 3.3, que depende de las ecuaciones de estado del sistema.

Figura 3.3: Determinación de controlabilidad y observabilidad.



Fuente: Elaboración propia.

De acuerdo a la Figura 3.3, el sistema es completamente controlable y observable desde la variable x_3 por lo que el sistema se puede estabilizar y estimar sus variables de estado desde x_3 .

3.4 Simulación del Sistema de Levitación Magnética

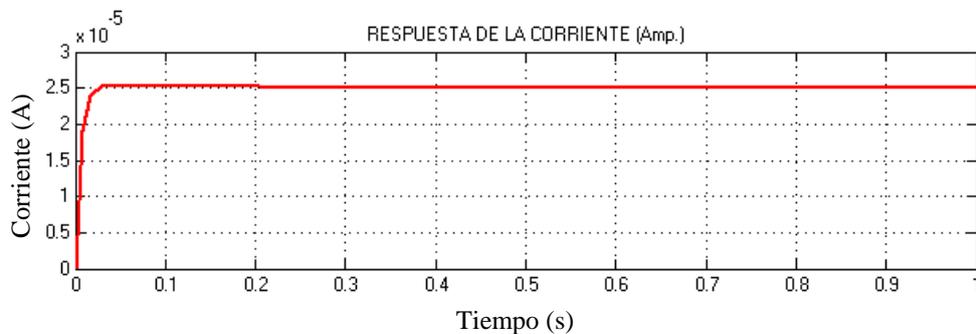
Según lo expuesto anteriormente, y mostrando que el análisis de controlabilidad y observabilidad permiten que el sistema se pueda estabilizar, se realizó la siguiente simulación:

3.4.1 Simulación del Sistema en Lazo Abierto

Para la simulación en lazo abierto se consideró una tensión en la bobina de $v-v_0 = 6 \cdot 40^{-5}$ V para obtener una distancia $d-d_0 = 0.002$ m, según las Ecuaciones 3.4 y 3.5.

En la respuesta de la corriente en lazo abierto, Figura 3.4, se observa que converge a un valor constante debido a la linealidad que existe entre la corriente y la tensión. Esto no quiere decir que el sistema de levitación magnética sea lineal debido a que realmente interesa es la convergencia de la distancia entre la esfera con respecto al electroimán.

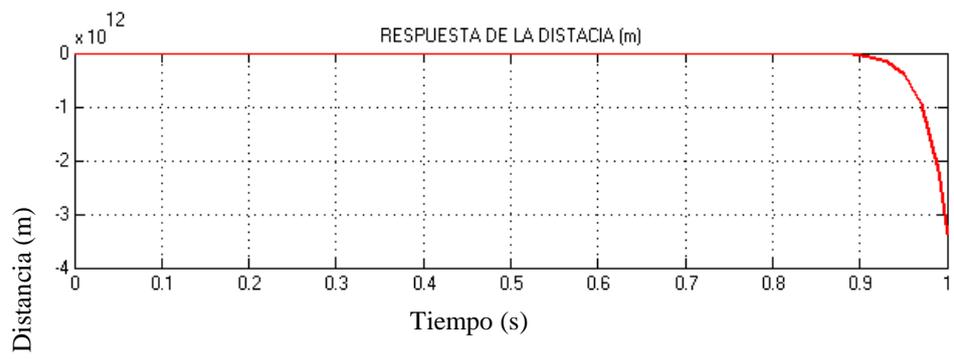
Figura 3.4: Respuesta de corriente del sistema en lazo abierto.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Como se observa en la Figura 3.5 la esfera se cae por lo que se requerirá de un compensador o controlador para que la esfera permanezca levitando a una distancia fija.

Figura 3.5: Respuesta de distancia del sistema en lazo abierto.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Capítulo IV : Diseño de Sistemas de Control

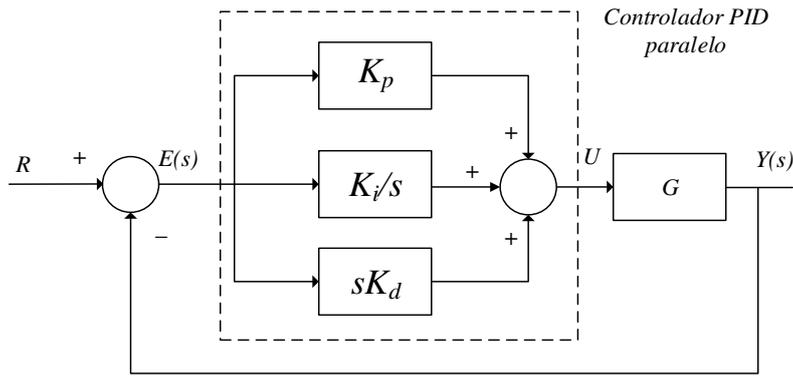
4.1 Levitación Magnética Controlada por PID

El controlador proporcional-integral-derivativo, o controlador PID, es un dispositivo de control genérico donde el diseñador sólo tiene que dar valores adecuados, según lo requiera la situación, a los distintos parámetros que contiene.

Un controlador PID es un caso particular de compensador de adelanto-retraso, en el que el compensador de adelanto es proporcional-derivativo y el compensador de retraso es proporcional-integral. Del producto de ambos compensadores se obtiene un controlador con dos ceros que en general pueden ser reales o no, un polo en el origen y una ganancia.

El controlador se puede separar en forma de tres sumandos diferentes. Cada uno de ellos representa respectivamente la forma proporcional, integral y derivativa, Figura 4.1.

Figura 4.1: PID modo paralelo.



Fuente: Elaboración propia.

La acción proporcional modificará el valor de entrada en el actuador proporcionalmente a la desviación de la variable con respecto al punto de consigna.

La acción integral cambiara el valor en el actuador a una velocidad proporcional a la desviación con respecto al punto de consigna. Tiende a contribuir con valores proporcionales al error acumulado, lo que fuerza a reducir el error en estado estacionario tras una entrada escalón y/o perturbaciones.

La acción derivativa corrige el valor del actuador proporcionalmente a la velocidad de cambio de la variable controlada. Reacciona rápidamente a los cambios, desapareciendo en presencia de errores constantes.

La ecuación para determinar la señal de control $u(t)$ en el dominio del tiempo es:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral y K_d es la ganancia derivativa. El primer término en la Ecuación 4.1 es el bloque proporcional del controlador, el segundo término es el bloque integral y el tercero es el bloque de derivada.

De la Ecuación 4.1 se deduce que:

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d \right) E(s)$$

Para la obtención de las ganancias adecuadas para el controlador PID existente varios métodos. A continuación se obtendrá sus valores según la ecuación característica en lazo cerrado que se determinara por el índice de comportamiento ITAE, el cual se determina como:

$$\text{ITAE} = \int_0^T t|e(t)|dt$$

Como el sistema de levitación magnética es de tercer grado y el controlador PID de primer grado, la ecuación característica será de cuarto grado. Según el índice de comportamiento ITAE la ecuación característica estará determinada por la siguiente expresión: [14]

$$s^4 + 2.1w_n s^3 + 3.4w_n^2 s^2 + 2.7w_n^3 s + w_n^4$$

donde:

w_n = frecuencia natural del sistema

Como la ecuación característica del sistema con el controlador PID es:

$$s^4 + 168.9s^3 + (-1962 - (-154.29) * 2588 * K_D)s^2 + (-3.31e5 - 2588 * (-154.29) * K_P)s + (-2588 * (-159.29) * K_I)$$

Se obtienen las ganancias para el controlador PID:

$$w_n = \frac{168.9}{2.1} = 80.43$$

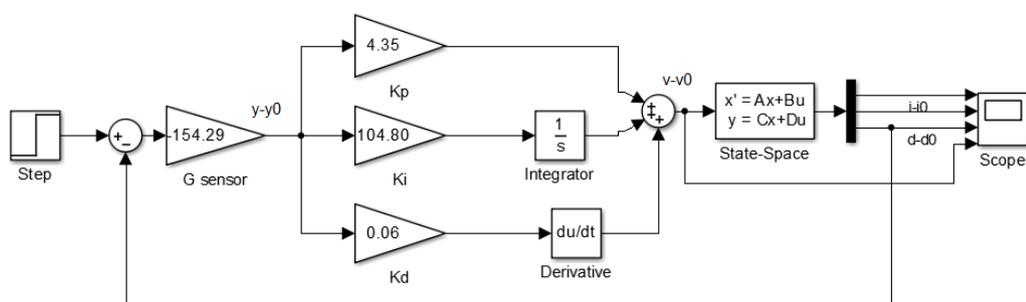
$$K_D = \frac{3.4w_n^2 + 1962}{154.29 * 2588} = \frac{23956.55}{399302.52} = 0.06$$

$$K_P = \frac{2.7w_n^3 + 3.31e5}{154.29 * 2588} = \frac{1735811.23}{399302.52} = 4.35$$

$$K_I = \frac{w_n^4}{154.29 * 2588} = \frac{41847765.64}{399302.52} = 104.80$$

En la Figura 4.2 se detalla el diagrama de bloques del sistema con el controlador PID ideal simulado con SIMULINK, para obtener las respuestas del sistema al escalón $d - d_0 = 0.002$ m.

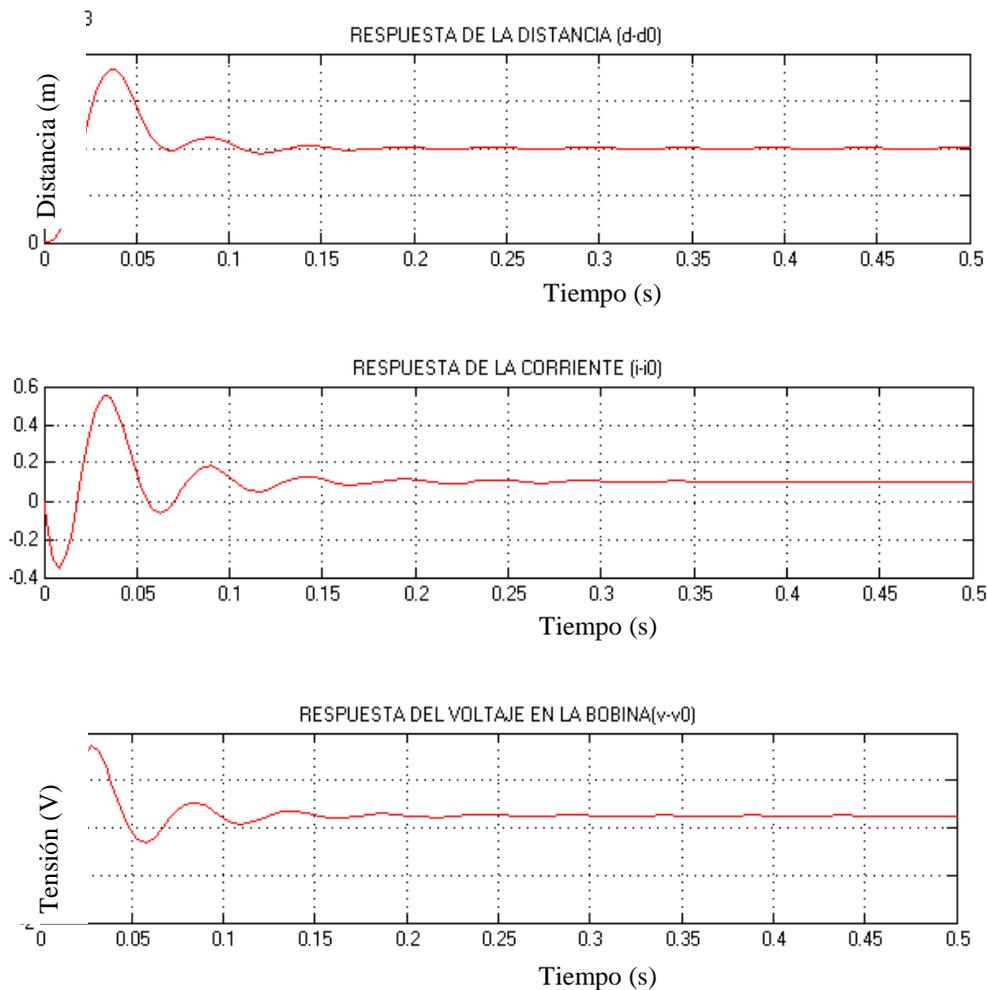
Figura 4.2: Diagrama de bloques del PID simulado.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Figura 4.3: Respuestas del sistema con el controlador PID frente

a un escalón de 0.002 m.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

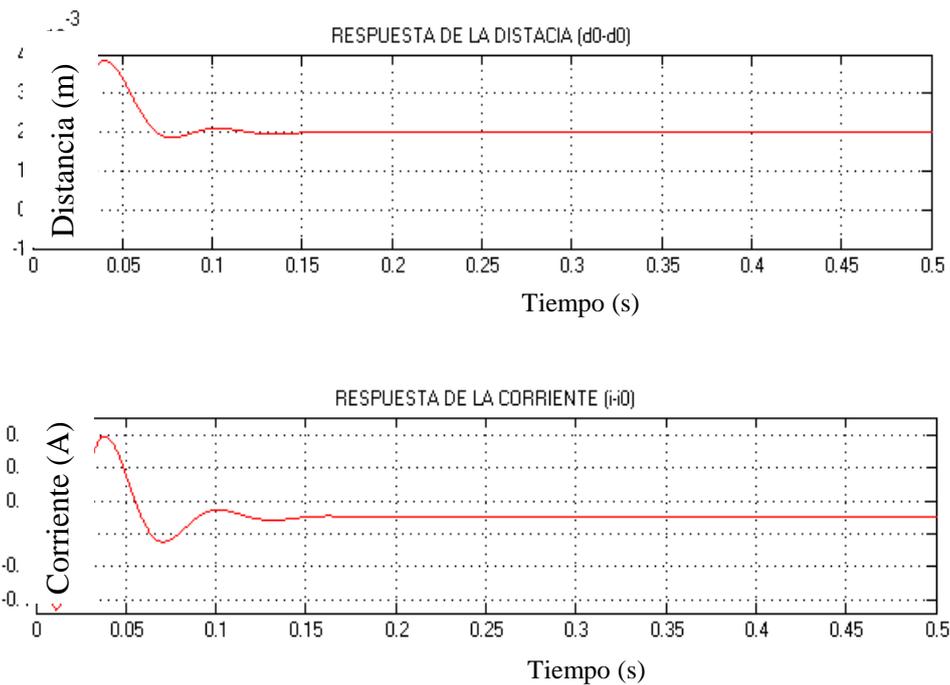
En la Figura 4.3 se muestra la respuesta de la posición de la masa suspendida, la corriente que circula por la bobina del electroimán y el voltaje aplicado. Se puede apreciar que las respuestas al valor correspondiente son en tiempo breve.

En el caso de la posición, la respuesta presenta un sobre impulso pero finalmente se logra estabilizar el sistema de levitación y la posición converge al valor de 0.002 m.

Los valores positivos y negativos de la corriente sugieren que para lograr la estabilidad del sistema se generan fuerzas de atracción y repulsión según corresponda.

Al cambiar la condición inicial del sistema en la corriente de la bobina, Figura 4.4, la respuesta del sistema se sigue mantenido estable. No hay un cambio considerable en la respuesta de la posición de la esfera.

Figura 4.4: Respuestas del sistema con el controlador PID frente a un escalón de 0.002 m con condición inicial $i-i_0=0.2$ A.

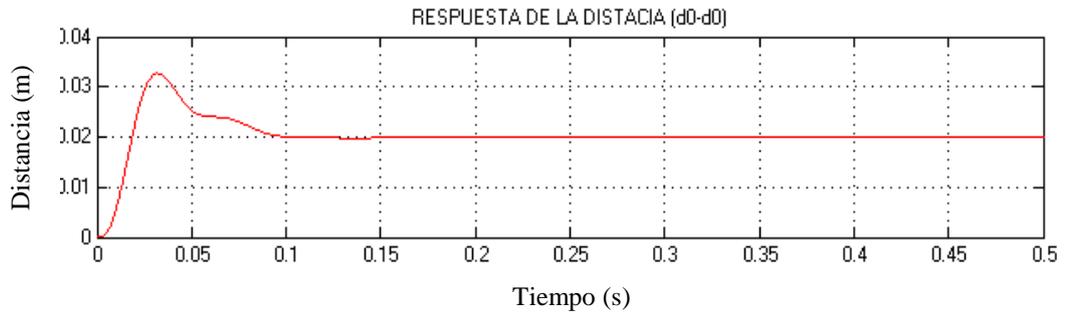


Fuente: Elaboración propia, Simulink.

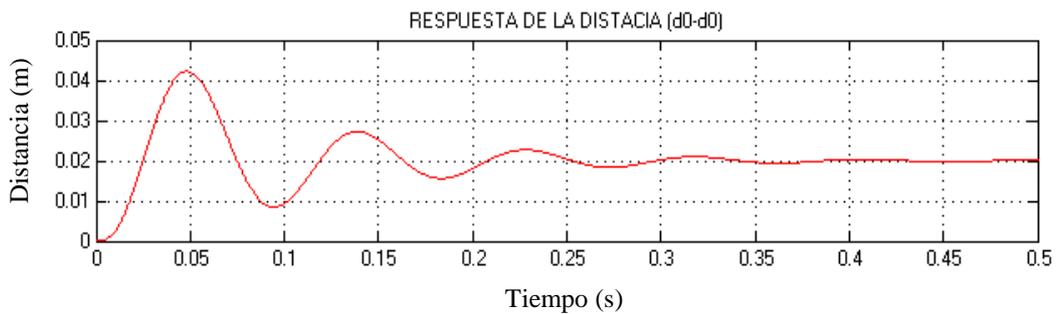
La Figura 4.5 muestra el resultado de la posición de la masa cambiando la masa de la esfera; considerar que para el diseño del controlador se consideró una masa de $3.02 \cdot 10^{-3}$ Kg.

Para masas menores el tiempo de establecimiento aumenta y no se estabiliza suavemente. Para masas mayores el sistema tiende a ser inestable generando mayor oscilación.

Figura 4.5: Respuestas del sistema con el controlador PID frente a un escalón de 0.002m con cambio de masa de (a) $m=2*10^{-3}$ Kg y (b) $m=5*10^{-3}$ Kg.



(a)



(b)

Fuente: Elaboración propia, Simulink.

4.2 Diseño de Control con Realimentación de Estados

Como el sistema es completamente controlable y observable se pueden compensar sus variables de estado para localizar sus polos adecuadamente y así obtener un comportamiento aceptable para el sistema en lazo cerrado.

Para proceder con el diseño de control por realimentación de estados completos se presupone que todas las variables de estado son medibles. Por lo que tenemos que la entrada del sistema está determinada por la siguiente ecuación:

$$u = -Kx$$

La cual se puede escribir como:

$$u = -[k_1 \ k_2 \ k_3] \begin{bmatrix} i - i_0 \\ \dot{d} - \dot{d}_0 \\ d - d_0 \end{bmatrix}$$

Entonces se obtiene que el sistema de control en lazo cerrado es:

$$\dot{x} = (A - BK)x$$

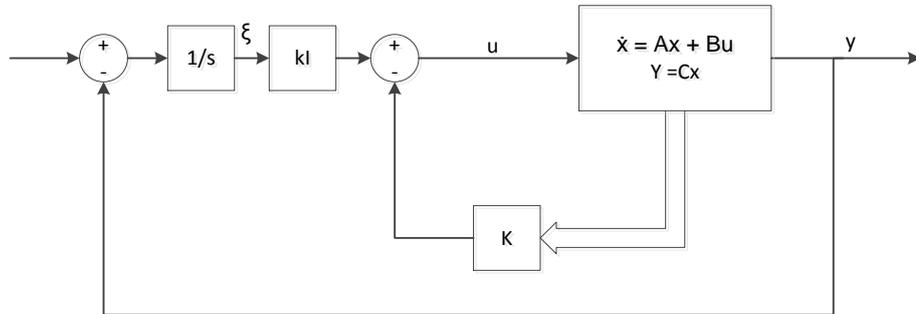
Como el sistema es completamente controlable se determina K para que todos los polos del sistema en lazo cerrado estén en el semiplano izquierdo. Se determinarán la posición de los polos en lazo cerrado a partir de la respuesta transitoria que se desea obtener y según las especificaciones en frecuencia.

4.2.1 Controlador con Referencia Interna con Realimentación de Estados Completos

Como se desea que el compensador diseñado proporcione un seguimiento a una entrada de referencia con error nulo en estado estacionario para una entrada escalón, se debe de considerar que el sistema sea de tipo uno. Como en este caso la planta es de tipo 0 se considera un integrador entre el comparador del error y la planta. [15]

Al determinar la compensación por variables de estados el sistema de control vendría a estar dado de acuerdo al siguiente diagrama:

Figura 4.6: Sistema de control con diseño de modelo interno para entrada escalón.



Fuente: Elaboración propia.

Según la Figura 4.6 las ecuaciones que determinan el sistema de control son:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$u = -Kx + k_I \xi$$

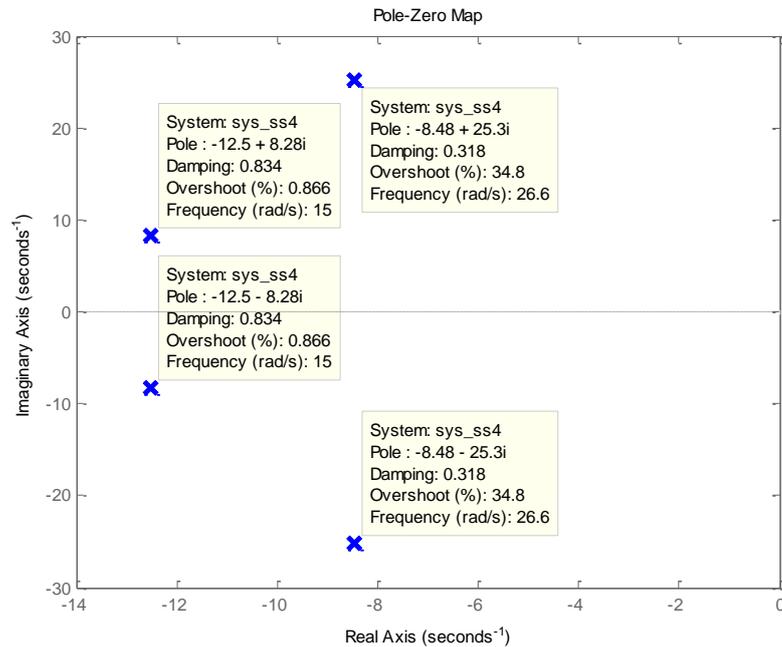
$$\dot{\xi} = r - y = r - Cx$$

En donde la respuesta del sistema está determinada por la ecuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_e(t) \\ \dot{\xi}_e(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \quad (4.2)$$

El sistema en estado estacionario está representado por la ecuación:

Figura 4.7: Ubicación de polos del sistema de levitación con realimentación de

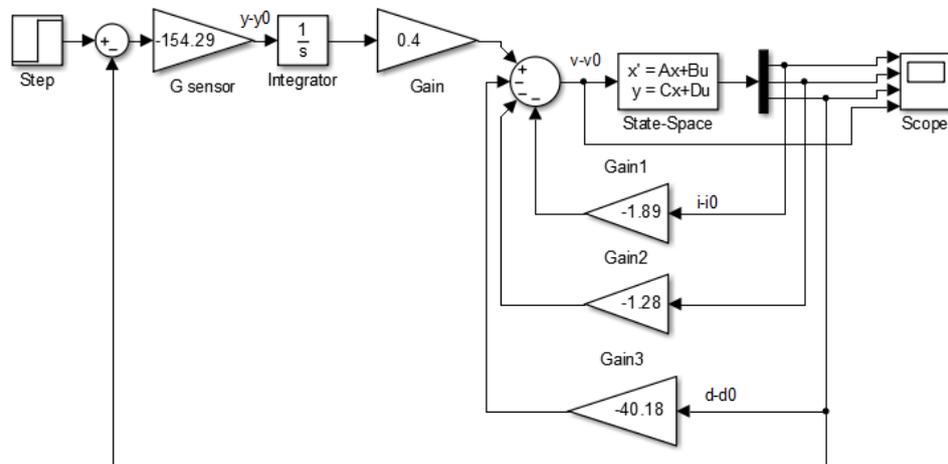


estados.

Fuente: Elaboración propia, Matlab.

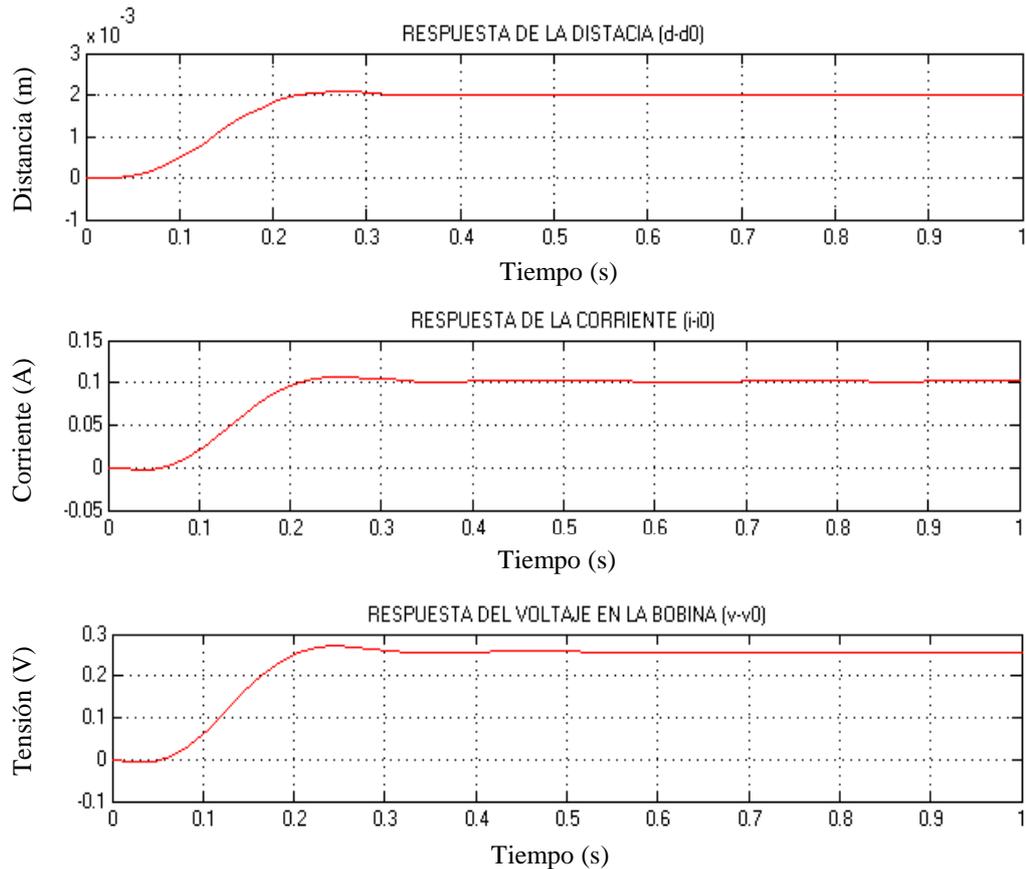
Con SIMULINK se simula la compensación por estados para obtener las respuestas del sistema con una entrada de escalón de 0.002 m. Es importante considerar que la respuesta real es de 0.022 m para el valor de entrada indicada, ya que al momento de linealizar el sistema se tuvo que considerar la salida como $(d-d_0)$, donde d_0 se consideró 0.02m. En la Figura 4.8 se detalla la gráfica de la simulación.

Figura 4.8: Diagrama de bloques del sistema con realimentación de estados.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Figura 4.9: Respuestas del sistema con realimentación de estados frente a una entrada escalón de 0.002 m.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

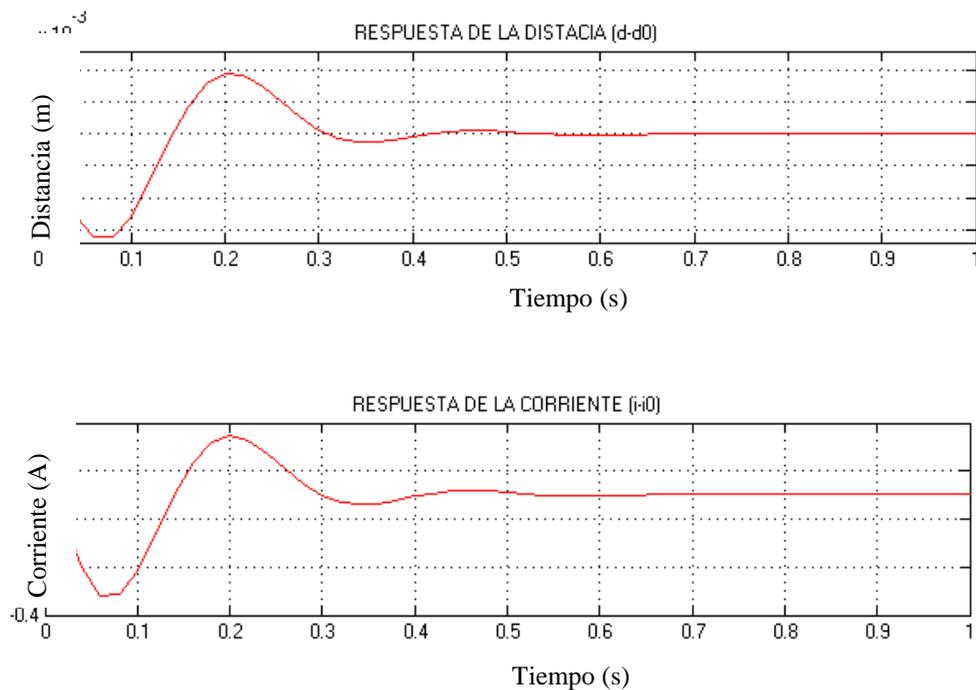
En la Figura 4.9 se observa las respuestas del sistema con realimentación de estados completos de la posición de la masa suspendida, la corriente que circula por la bobina del electroimán y el voltaje aplicado. El tiempo de asentamiento es de aproximadamente 0.3 s.

En el caso de la posición la respuesta no presenta sobre impulso, la posición converge al valor de 0.002 m.

La respuesta de la corriente es prácticamente positiva, no presenta sobre impulso lo cual se refleja en la alimentación de la tensión en la bobina.

En la Figura 4.10 se muestra la respuesta del sistema al cambiar la condición inicial de la corriente. Para una condición inicial en la corriente $i-i_0=0.2$ A la respuesta de la posición aumenta notoriamente su sobre-impulso, aproximadamente el 185% más que cuando la condición inicial es $i-i_0=0$.

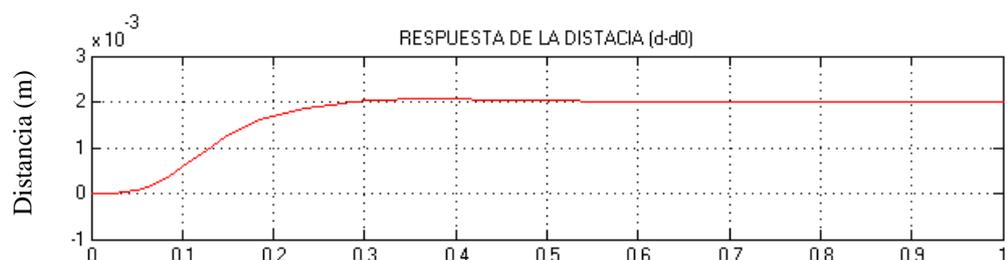
Figura 4.10: Respuestas del sistema con realimentación de estados frente a una entrada escalón de 0.002 m con condición inicial $i-i_0=0.2$ A.

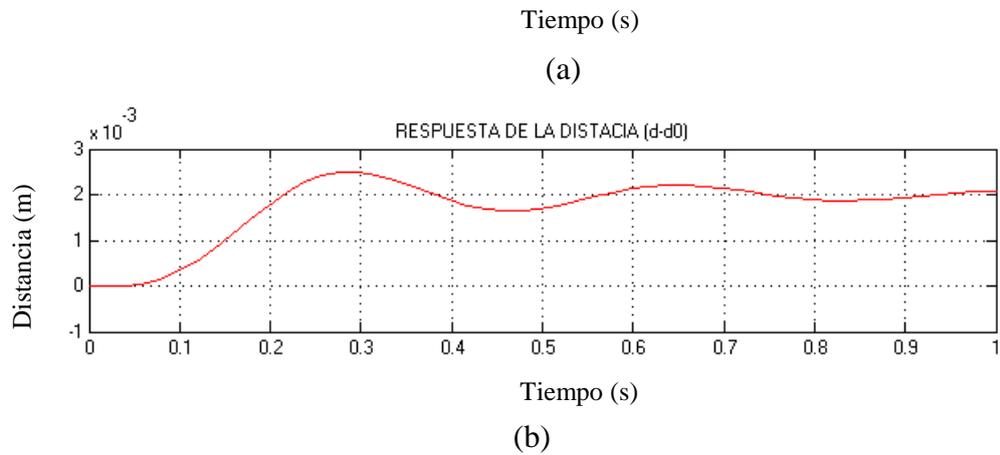


Fuente: Elaboración propia, Simulink.

En la Figura 4.11 se muestra el comportamiento del sistema al cambiar la masa de la esfera. Al aumentar la masa el sistema tiende a la inestabilidad. En cambio a masas pequeñas su respuesta tiende a amortiguarse solo un poco.

Figura 4.11 Respuestas del sistema con realimentación de estados frente a una entrada escalón de 0.002 m con cambio de masa de (a) $m=2 \times 10^{-3}$ Kg y (b) $m=5 \times 10^{-3}$ Kg.





Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Diseño del Regulador con Observador de Estados

Para no tener que usar un sensor por cada variable de estado se pueden estimar estas mediante un observador de estados completos. En el sistema de levitación magnética se puede emplear el observador ya que es completamente observable como se comentó anteriormente.

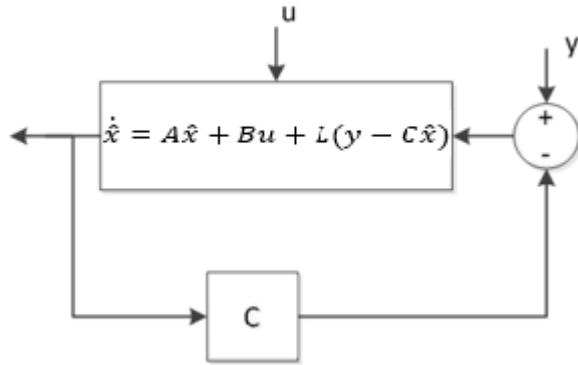
El observador de estados completos para un determinado sistema está dado por la Ecuación 4.4, la cual se representa en la Figura 4.12.

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (4.4)$$

\hat{x} =estimación del estado

L=matriz de ganancia del observador

Figura 4.12: Observador de estados completos.



Fuente: Elaboración propia.

La matriz de ganancia L mejorara el comportamiento del observador según la diferencia de la salida medida y la estimada. Para esto se deberá de seleccionar los valores de L para que la respuesta del observador sea más rápida que el sistema y para que el error sea aceptablemente pequeño. Para la selección de la matriz L se deberá de considerar también la sensibilidad frente a perturbaciones y ruidos.

Utilizando MATLAB para calcular la matriz de ganancia del observador.

```
% Obteniendo los polos para el observador deseado mediante el
índice de comportamiento ITAE.

w1=[400];

numo=[w1*w1*w1];

deno=[1 1.75*w1 2.15*w1*w1 w1*w1*w1];

sys_tfo=tf(numo,deno);

Jo=roots(deno);

Jo1=Jo';
```

Según la posición de los polos deseados se obtienen las ganancias de la matriz L del observador, las cuales son determinadas mediante la fórmula de Ackerman.

```
%Cálculo de las ganancias del observador mediante Ackerman.
```

```
L1=acker(A',C3', Jo1)
```

```
L2=L1';
```

```
>> L1
```

```
L1 =
```

```
1.0e+05 *  
-5.4506    2.5626    0.0053
```

Una vez determinado el observador como el controlador por realimentación de estados, explicado en la sección anterior, se procede a obtener la función de transferencia.

```
AA1=A-L2*C3-B*K;
```

```
BB1=L2;
```

```
CC1=K ;
```

```
DD1=[0];
```

```
%Función de transferencia del controlador observador.
```

```
sys_ss7=ss(AA1,BB1,CC1,DD1);
```

```
sys_tf7=tf(sys_ss7);
```

```
>> BB1
```

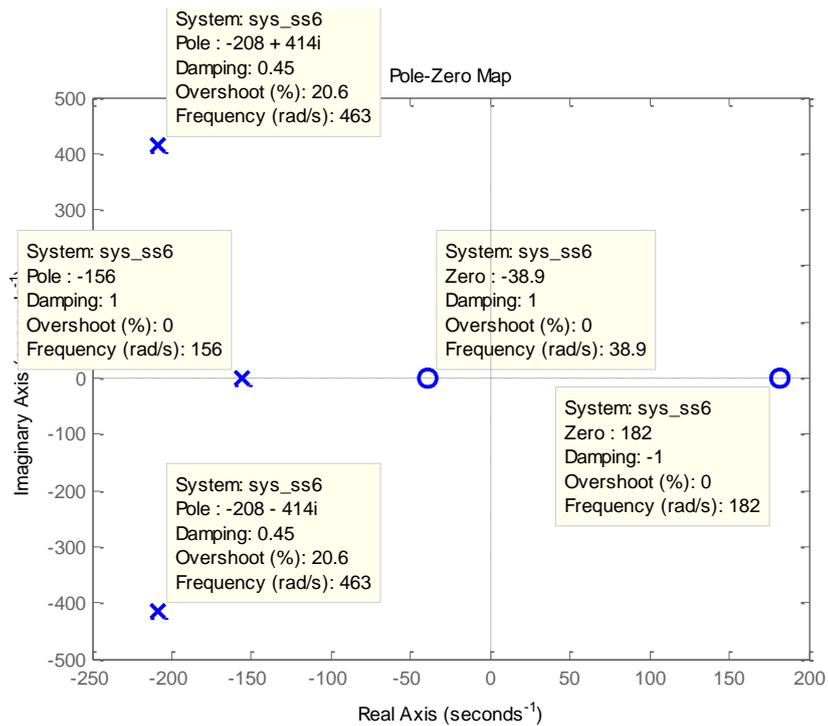
```
BB1 =
```

```

1.0e+05 *
-5.4506
2.5626
0.0053
>> AA1
AA1 =
1.0e+05 *
-0.0004    0.0009    5.4776
-0.0004         0   -2.5430
         0    0.0000   -0.0053
>> CC1
CC1 =
-1.8934   -1.2834  -40.1785
>> sys_tf7
sys_tf7 =
6.818e05 s^2 - 9.78e07 s - 4.835e09
-----
s^3 + 573.1 s^2 + 2.799e05 s + 3.36e07

```

Figura 4.13: Ubicación de los polos y ceros del controlador-observador.

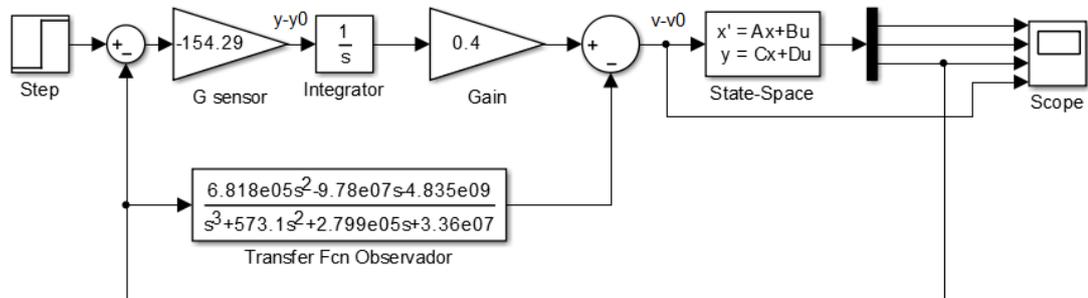


Fuente: Elaboración propia, Matlab.

Como se puede observar en la Figura 4.13 los polos del observador se ubican más a la izquierda que los polos del sistema para no afectar su comportamiento. La desventaja es que aumenta el ancho de banda del sistema lo cual lo hace más sensible al ruido. La localización del observador-controlador en el sistema se detalla en la Figura 4.14.

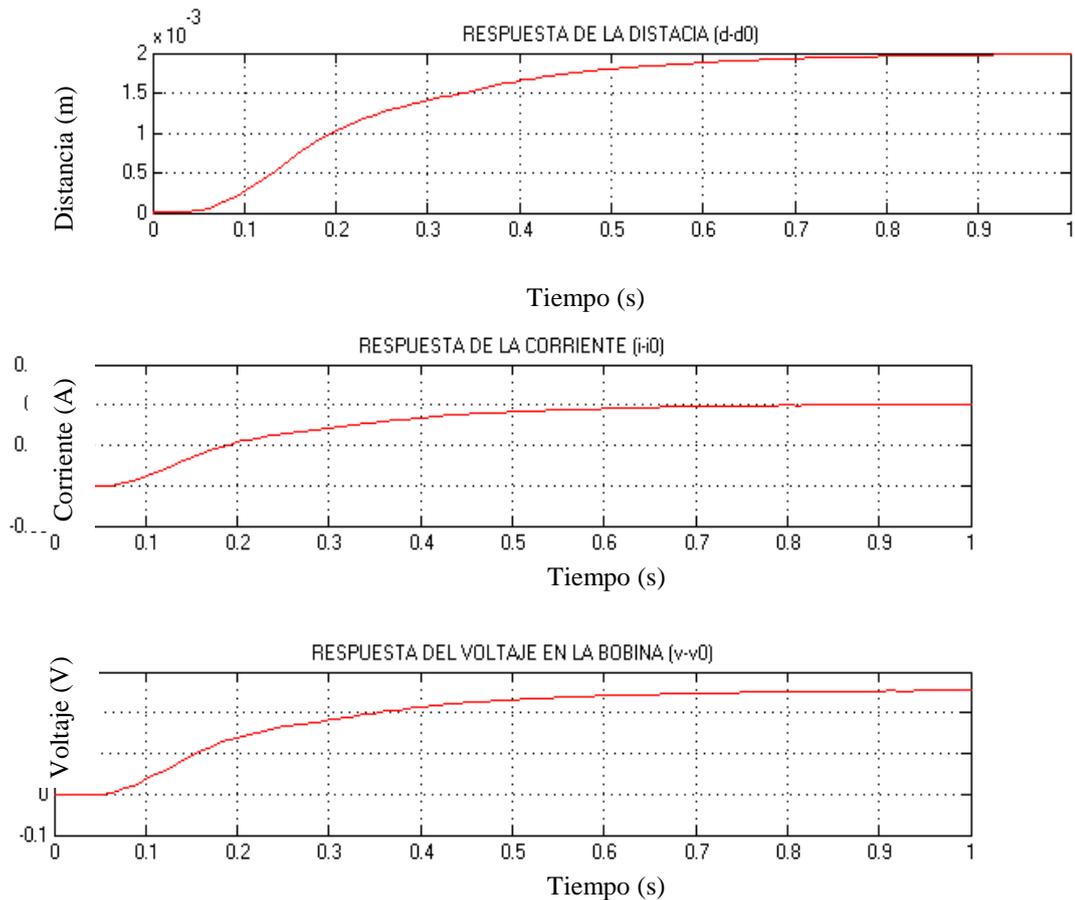
Figura 4.14: Diagrama de bloques del sistema con el

controlador-observador.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Figura 4.15: Simulación de respuestas del sistema con el controlador-observador.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

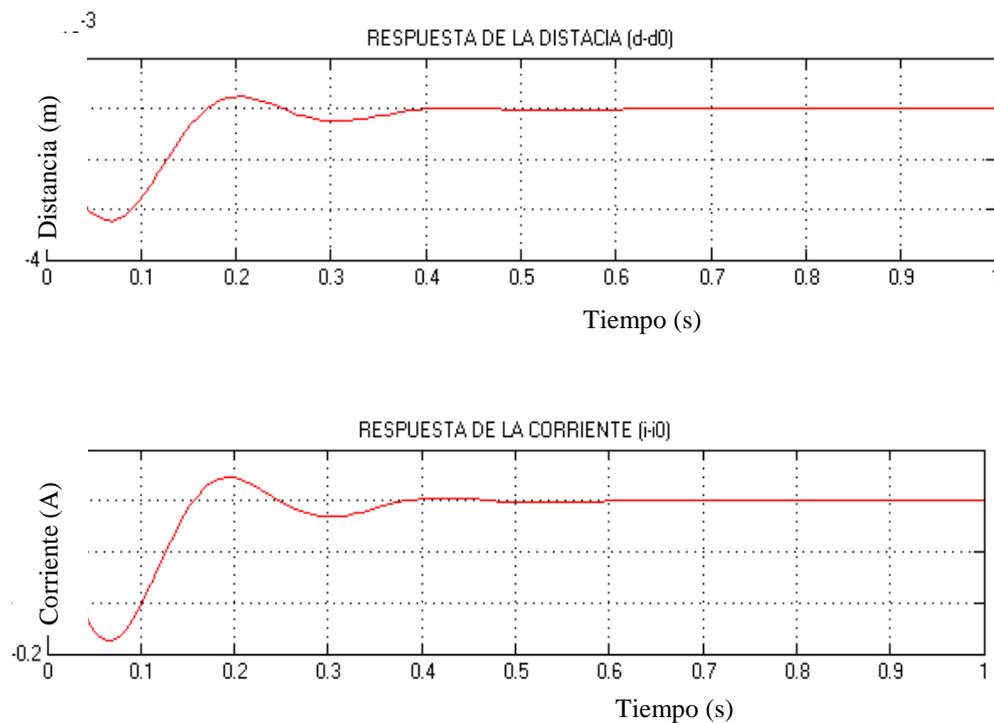
Las respuestas obtenidas del sistema con el controlador-observador, Figura 4.15, de la posición de la masa suspendida, la corriente que circula por la bobina del electroimán y el voltaje aplicado, se observa que se amortiguan debido al tiempo que toma el observador al estimar las variables de salida.

En el caso de la posición, la respuesta no presenta sobre impulso, la posición converge al valor de 0.002 m, se estabiliza a los 0.8 s.

La respuesta de la corriente se estabiliza a 0.1 A y la tensión a 0.36 V, por lo que a una entrada de 0.022 m la corriente en la bobina sería de 0.25 A con una tensión de 0.9 V lo cual se encuentra dentro del límite de funcionamiento del sistema real.

Al cambiar la condición inicial de la corriente a $i-i_0=0.02$ A, Figura 4.16, se genera un sobre-impulso el cual es de menor magnitud que el controlador por realimentación de estados sin observador, esto es debido a que con el observador se incluyen ceros para estimar las variables. El overshoot para este caso es de 144.5%.

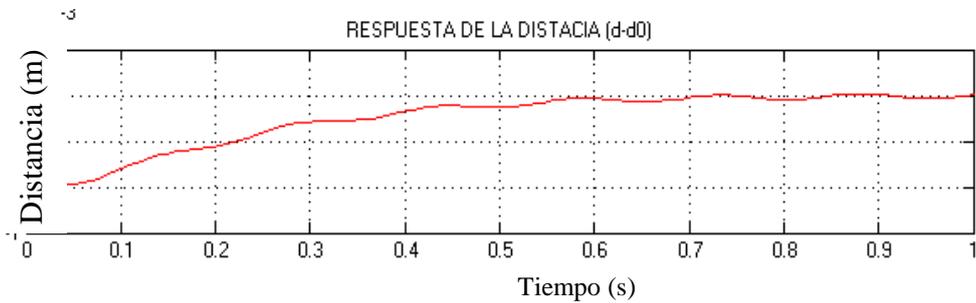
Figura 4.16: Simulación de respuestas del sistema con el controlador-observador con condición inicial $i-i_0=0.2$ A.



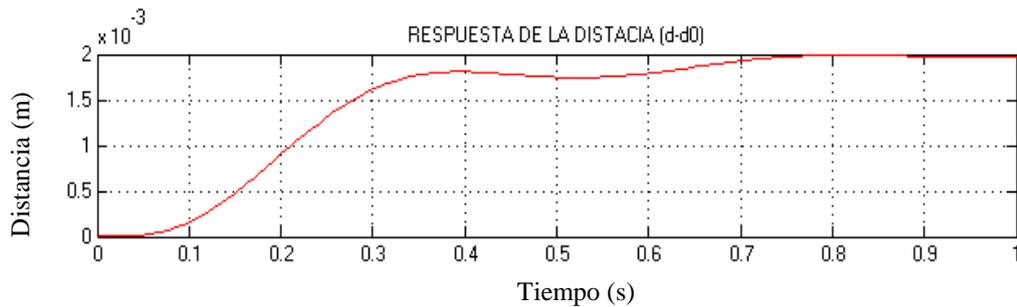
Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Al cambiar la masa de la esfera, Figura 4.17, tenemos que para esferas menores la respuesta se amortigua y se hace cada vez más oscilante; y para masas mayores la respuesta presenta oscilaciones con la tendencia a la inestabilidad.

Figura 4.17 Respuestas del sistema con controlador-observador frente a una entrada escalón de 0.002m con cambio de masa de (a) $m=2 \cdot 10^{-3} \text{Kg}$ y (b) $m=5 \cdot 10^{-3} \text{Kg}$.



(a)



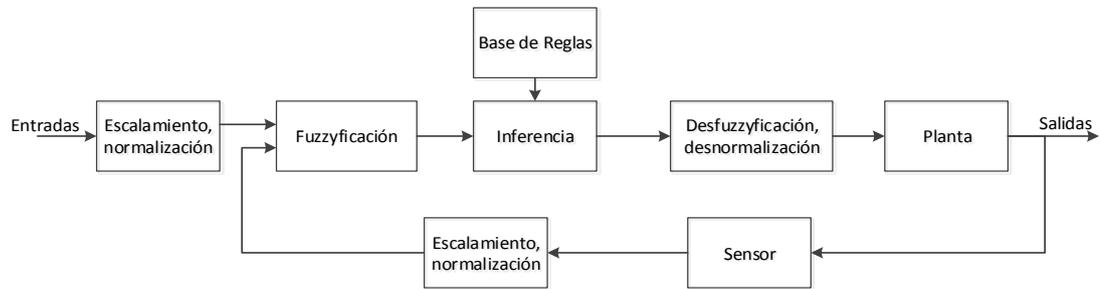
(b)

Fuente: Elaboración propia, Simulink.

4.3 Diseño del Controlador por Lógica Difusa (Fuzzy)

La teoría de Fuzzy permite manejar la incertidumbre e imprecisión de la experiencia humana respecto a la operación de un sistema. Los sistemas de control basados en lógica borrosa combinan unas variables de entrada para producir una o varias salidas según reglas preestablecidas. En la Figura 4.18 se aprecian las distintas etapas que sufren las variables y los datos en un lazo de control difuso.

Figura 4.18: Etapas para control Fuzzy.



Fuente: Elaboración propia.

La primera etapa del controlador Fuzzy es el de fuzzyficación. Esta etapa realiza la conversión de los valores numéricos a términos lingüísticos que son representados mediante ciertos conjuntos difusos los cuales tienen determinadas propiedades matemáticas especiales. Estos conjuntos difusos son aplicados a la etapa de inferencia en base de las reglas preestablecidas. Finalmente, la desfuzzyficación convierte los valores lingüísticos a un valor numérico que luego se desnormaliza para que el controlador pueda realizar cambios adecuados a planta.

Proceso de Diseño del Controlador Difuso

Definición de las Variables de Entrada y Salida del Controlador

Según el sistema con el que venimos trabajando, el objetivo del controlador Fuzzy es mantener una esfera de neodimio en una posición fija, esto lo realizará regulando la tensión de entrada en la bobina. La actuación del controlador dependerá de la posición de la esfera con respecto a la bobina y su velocidad. En la Figura 4.19 se detallan las entradas y salida que se consideran para el controlador Fuzzy.

Figura 4.19: Definición de variables entradas – salida para el controlador Fuzzy.



Fuente: Elaboración propia.

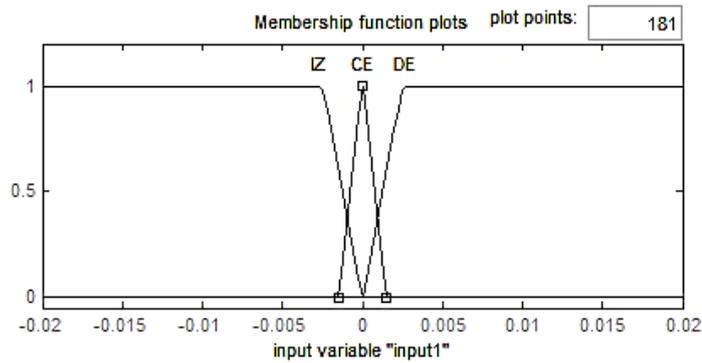
Rango de Variación de Cada Variable Determinada

El siguiente paso para el diseño del controlador se definen las particiones correspondientes a las variables de entrada y salida, asignando a cada partición un valor lingüístico. Para esto se consideran tres particiones con función triangular donde el punto central es el valor deseado y el rango de pertenencia esta entre 0 a 1. El vértice superior del triángulo corresponde a la medida del valor registrado y el ancho de su base a la desviación estándar.

Rango de la distancia: $-0.02 \leq d \leq 0.02$ m

Definición de las particiones lingüísticas de distancia, Figura 4.20: $-0.02 \leq IZ \leq 0$, $-0.0015 \leq CE \leq 0.0015$, $0 \leq DE \leq -0.02$

Figura 4.20: Análisis de rango de la distancia $-0.02 \leq IZ \leq 0$, $-0.0015 \leq CE \leq 0.0015$ y $0 \leq DE \leq -0.02$.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

IZ=Distancia de la esfera con respecto a la bobina menor que el punto de establecimiento.

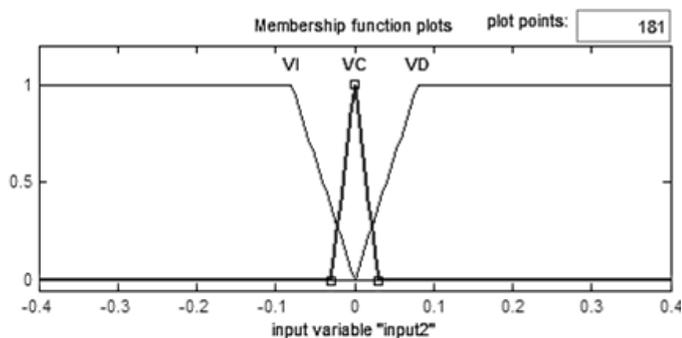
CE= Distancia que permanecerá la esfera levitando con respecto a la bobina; estará determinada por la referencia.

DE= Distancia de la esfera con respecto a la bobina mayor que el punto de establecimiento.

Rango de la velocidad: $-0.4 \leq \dot{d} \leq 0.4$ m/s

Definición de las particiones lingüísticas de velocidad, Figura 4.21: $-0.4 \leq VI \leq 0$, $-0.014 \leq VC \leq 0.014$, $0 \leq VD \leq 0.4$

Figura 4.21: Análisis de rango de la velocidad $-0.4 \leq VI \leq 0$, $-0.014 \leq VC \leq 0.014$ y $0 \leq VD \leq 0.4$.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

VI=Velocidad de la esfera cuando tiende a acercarse a la bobina.

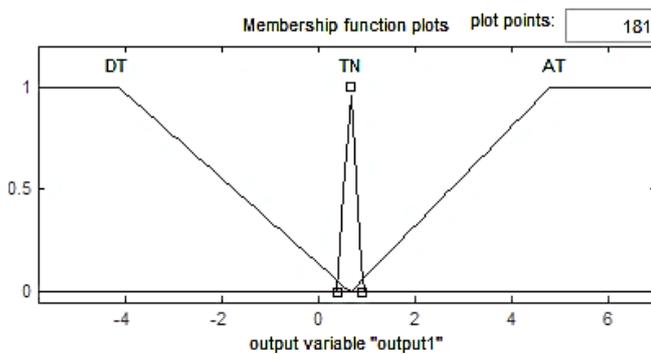
VC= Velocidad que permanecerá la esfera levitando en el punto de referencia.

VD= Velocidad de la esfera cuando tiende a alejarse de la bobina.

Rango de la tensión de entrada en la bobina: $-5.8 \leq u \leq 7$ V

Definición de las particiones lingüísticas de tensión en la bobina, Figura 4.22: $-5.8 \leq DT \leq 0.66$, $0.4 \leq TN \leq 0.92$, $0.66 \leq AT \leq 7$.

Figura 4.22: Análisis de rango de la tensión $-5.8 \leq DT \leq 0.66$, $0.4 \leq TN \leq 0.92$ y $0.66 \leq AT \leq 7$.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

DT=Tensión que repelerá la esfera de la bobina.

TN= Tensión mínima que permitirá que la esfera se mantenga en el punto de referencia de 2cm.

AT= Tensión que atraerá a la esfera a la bobina.

Bases de Reglas

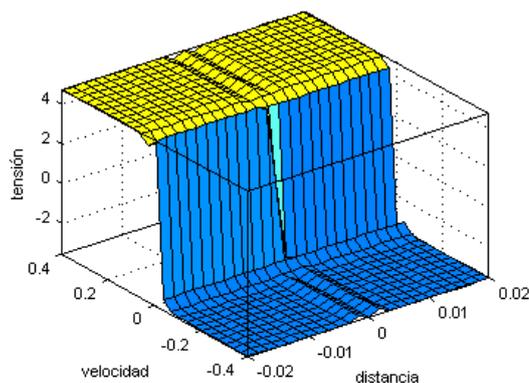
El siguiente paso se selecciona el conjunto de reglas que se va a usar en el controlador según uno de los métodos de Mamdani que es de expresar las reglas según la experiencia y conocimiento de un experto. [16]

Tabla 4.1: Tabla de base de reglas del controlador fuzzy.

		Distancia		
		IZ	CE	DE
Velocidad	VI	DT	DT	DT
	VC	AT	TN	DT
	VD	AT	AT	AT

En la Tabla 4.1 se define la base de reglas obtenidas empíricamente como una memoria asociativa borrosa que es una matriz que representa las consecuencias de cada regla según las entradas. El análisis gráfico de las bases de reglas se observa en la Figura 4.23.

Figura 4.23: Análisis de Base de reglas Fuzzy.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Modelo de Interferencia Min-Max

Esta etapa de un controlador Fuzzy se encarga de interpretar las reglas determinadas para obtener los valores de salida. Para este caso se usa el método de Mandani también conocido como inferencia mínimo – máximo, que depende de la lógica borrosa de unión e intersección que están definidas como:

Unión: $\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x))$

Intersección: $\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x))$

μ_A y μ_B : funciones de pertenencia que representan los conjuntos borrosos A y B respectivamente en el universo X.

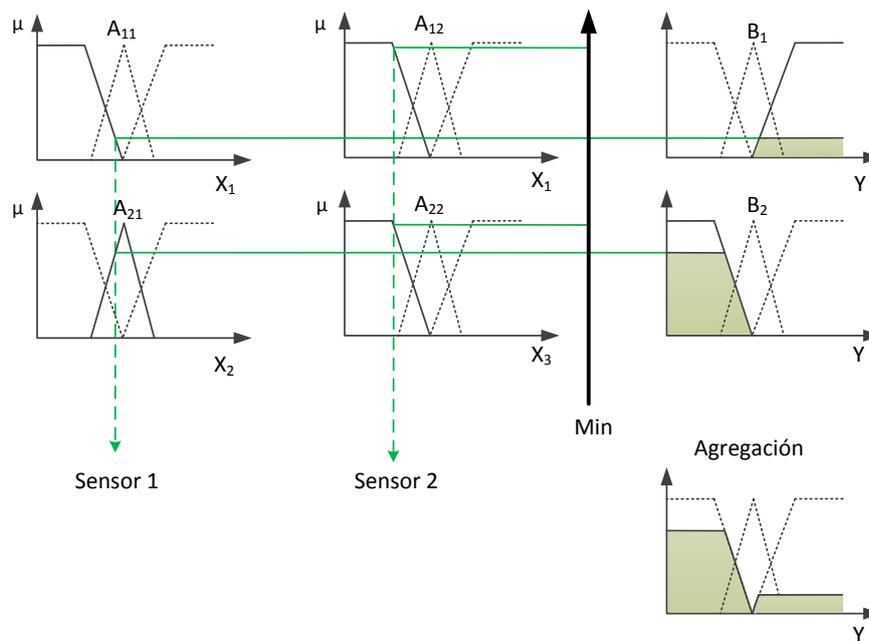
Para aplicar el método inferencia mínimo-máximo se evalúa el antecedente de cada regla según las entradas. Para esto cada entrada se desfuzzyfica según el grado de pertenencia establecida, el cual varía de 0 a 1. El tipo de operador borroso usado en cada regla determinará el valor del resultado, en AND será el valor mínimo y en OR el valor máximo.

A partir del consecuente de cada regla y del valor del antecedente obtenido, aplicamos un operador borroso de implicación mínimo obteniendo así un nuevo conjunto borroso.

Finalmente las salidas obtenidas para cada regla se combinan en un único conjunto borroso utilizando un operador de agregación borrosa máximo.

En la Figura 4.24 se muestra de manera más detallada como es el funcionamiento de un sistema difuso Mamdani.

Figura 4.24: Sistema Fuzzy Mamdani.



Fuente: Elaboración propia.

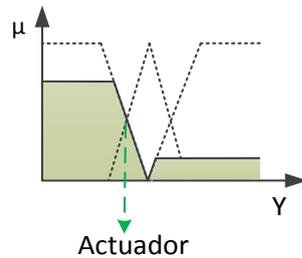
Método de Desfuzzificación

En esta etapa se convierte un valor difuso en un valor escalar para que pueda ser interpretada por un actuador. Para el presente controlador se usa el método por media de centros, donde la salida está determinada por la siguiente ecuación:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M x_i * \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^M \mu(x_i)}$$

Según la ecuación indicada, la salida dependerá del promedio de los grados de pertenencias obtenidas por las reglas preestablecidas, Figura 4.25.

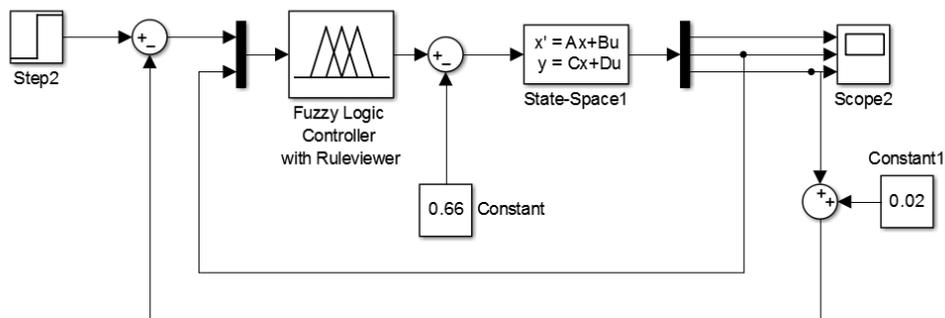
Figura 4.25: Respuesta para el actuador del proceso de desfuzzificación.



Fuente: Elaboración propia.

Según las reglas establecidas, se simula la respuesta del controlador en el sistema mediante SIMULINK, Figura 4.26. Para esto se considera dos constantes, 0.66 V y 0.02 m, debido a que al linealizar el sistema se consideró las condiciones iniciales.

Figura 4.26: Diagrama de bloque del sistema con controlador difuso para una entrada escalón de 0.01 m.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

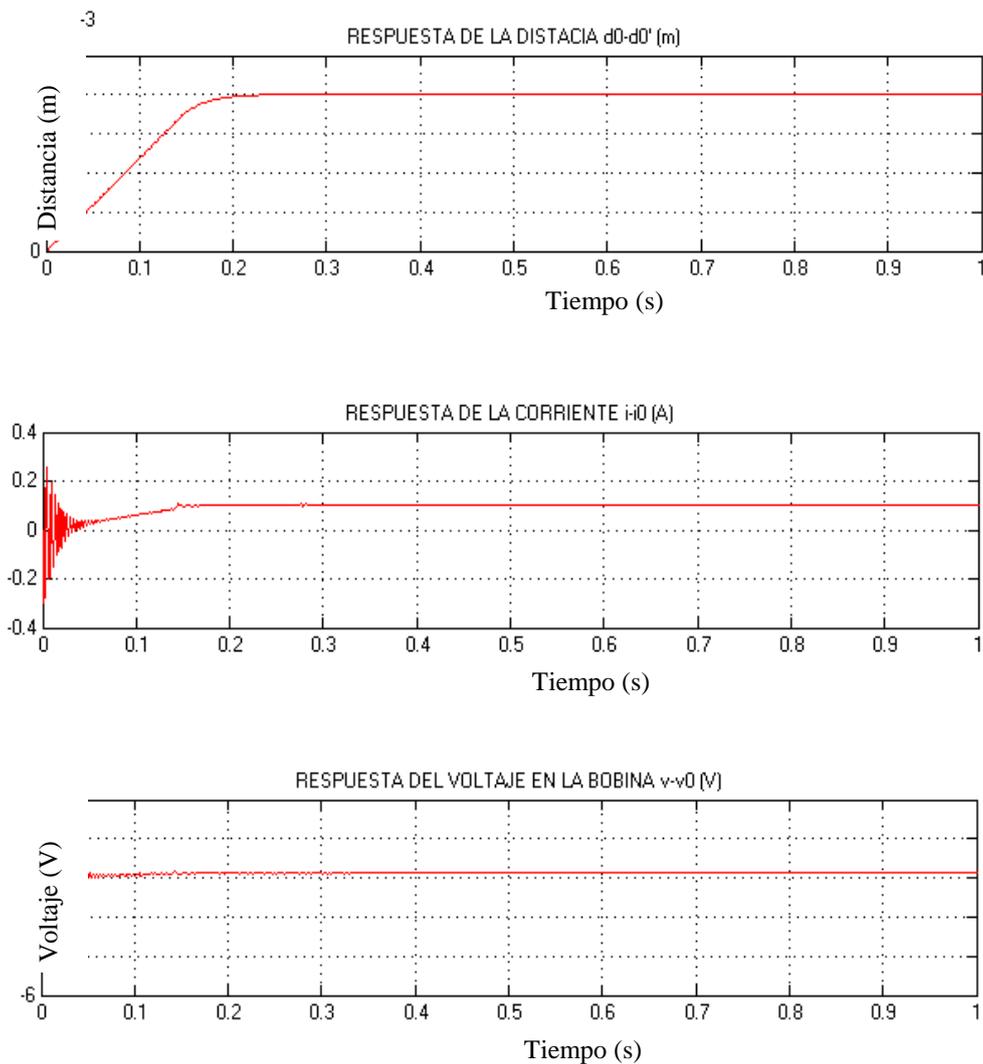
En la Figura 4.27 se muestra el resultado de la simulación del sistema con el controlador Fuzzy con una entrada escalón de 0.022 m, donde el tiempo de establecimiento según la respuesta de la distancia es de aproximadamente 0.13 s.

Como se observa en la gráfica para alcanza la estabilidad del sistema se generan fuerzas de atracción y repulsión.

En el caso de la posición, la respuesta no presenta sobre impulso, la posición converge al valor de 0.002 m ($d-d_0$).

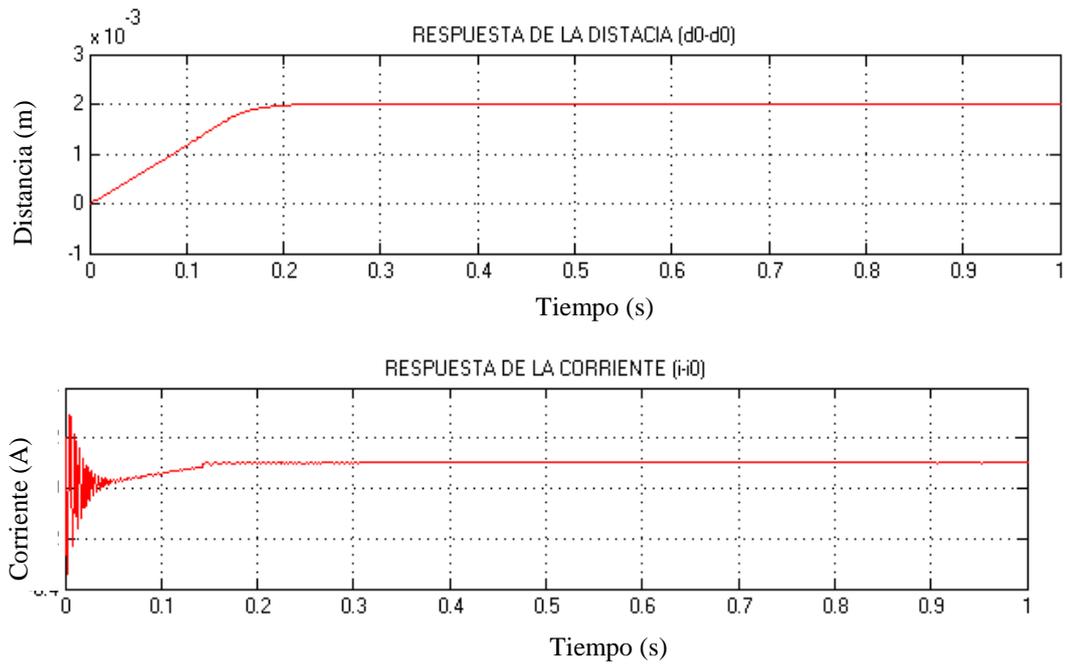
La respuesta de la corriente se estabiliza a 0.103 A y la tensión a 0.26 V, lo que correspondería a una corriente en la bobina de 0.35 A con una tensión de 0.9 V.

Figura 4.27: Simulación de respuestas del sistema con el controlador Fuzzy.



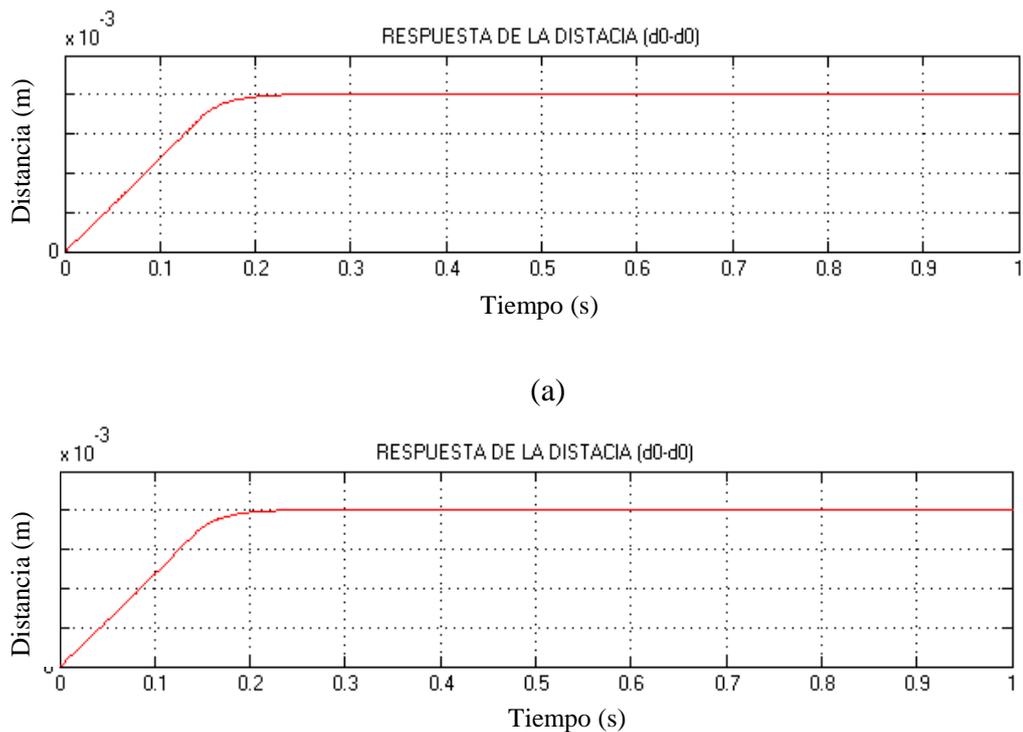
Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Figura 4.28: Simulación de respuestas del sistema con el controlador Fuzzy con condición inicial de corriente $i-i_0=0.02$ A.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Figura 4.29 Respuestas del sistema con controlador Fuzzy frente a una entrada escalón de 0.002 m con cambio de masa de (a) $m=2 \cdot 10^{-3}$ Kg y (b) $m=5 \cdot 10^{-3}$ Kg.



(b)

Fuente: Elaboración propia, Simulink.

Si cambiamos la condición inicial de la corriente en la bobina, Figura 4.28, la respuesta de la distancia no varía con respecto al tener una condición inicial $i-i_0=0$ A.

En la Figura 4.29 se muestran los resultados del sistema al variar la masa de la esfera; como se observa la respuesta no se ve afectada debido a que para el diseño de un controlador Fuzzy no se considera los valores planta, solo su comportamiento.

4.4 Comparación Entre las Respuestas Para Cada Diseño

En la Tabla 4.2 se muestra las comparaciones entre las respuestas para cada diseño, la posición de la esfera con respecto a la bobina.

En el PID ideal se obtiene un tiempo de establecimiento de 0.165 s con un sobre-impulso de 113%, hay que considerar que esto puede generar saturación en el sistema debido a que el rango del actuador es limitado.

Con el controlador de realimentación de estados su tiempo de establecimiento es de 0.308 s, con un sobre-impulso de 3.63%; por lo que es una respuesta aceptable para el sistema, pero lo que dificulta en la implementación es que se tendría que medir las tres variables directamente.

La respuesta del Controlador-Observador su tiempo de establecimiento aumenta a 0.803 s, y ya no tiene sobre-impulso; el controlador hace que el sistema sea muy susceptible a perturbaciones.

Con el controlador Fuzzy el tiempo de establecimiento es de 0.188 s sin sobre-impulso, lo cual es bastante aceptable para el sistema. Según lo observado en la

respuesta de la corriente se debe de considerar que la respuesta del actuador debe ser lo más rápido para responder al controlador.

Tabla 4.2: Respuestas de cada diseño.

	PID Ideal	Realimentación de Estados Completos	Observador con Realimentación de Estados	Fuzzy
Tiempo de establecimiento	0.165 s	0.308 s	0.803 s	0.188 s
Overshoot	113%	3.63%	0	0
Error estacionario	0	0	0	0

CAPITULO V :Implementación de Sistemas de Control

El presente capítulo comprende la implementación física del controlador del sistema de levitación magnética, para obtener un comportamiento estable se ha implementado un controlador PID cuyos parámetros se determinaran y validaran experimentalmente y por simulación.

Para todos los casos se ha optado por el medio o método de menor costo, ya que el propósito general es lograr un sistema de levitación eficiente y además fácil de implementar con componentes fáciles de encontrar en el mercado.

5.1 Control PID Análogo

Para la implementación del controlador se ha estudiado cada componente que forma parte del sistema. A continuación se explicará cada módulo para el funcionamiento del sistema de levitación con control análogo.

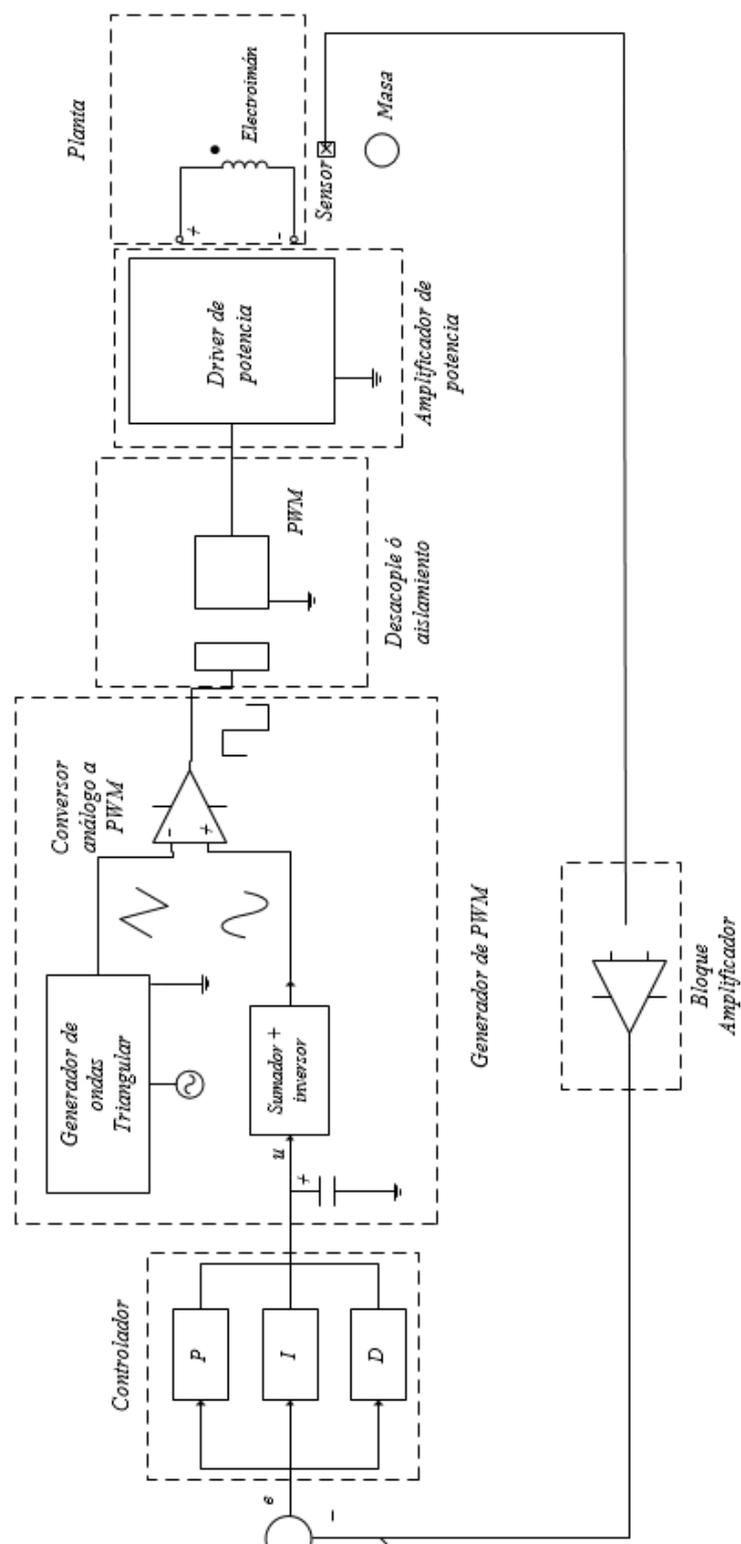
Diagrama de Bloque de Funcionamiento

La Figura 5.1 muestra el diagrama de bloques del sistema de control análogo PID para el sistema de levitación magnética. Se aprecia el controlador PID, el

generador de pulsos PWM, el circuito de aislamiento, el driver de potencia, el sistema de suspensión magnética y el sensor de efecto hall.

Todos los componentes han sido configurados para trabajar de manera integral en el control y estabilización del sistema de suspensión magnética.

Figura 5.1: Diagrama de bloques básico para control análogo PID.



Fuente: Elaboración propia.

Bloque Controlador PID Análogo

En este caso se ha optado por usar PID en su forma paralela o no iterativa, debido a que se pueden obtener acciones proporcional, integral y derivativa puras con parámetros finitos. El controlador puede también tener ceros complejos, siendo la forma más flexible.

Sin embargo, es también la forma donde los parámetros tienen poca interpretación física. Por ejemplo si es expresado en su forma ideal o teórica sería imposible de implementar físicamente, con los problemas típicos de alta sensibilidad de ruido. Sin embargo las firmas comerciales habitualmente ofrecen un controlador PID paralelo con algunas modificaciones que se detallarán a continuación, y que se aplica en el diseño del controlador para el sistema de levitación. [17]

Los controladores PID ideales están caracterizados por tener la siguiente función de transferencia tal como se muestra en la Ecuación 5.1.

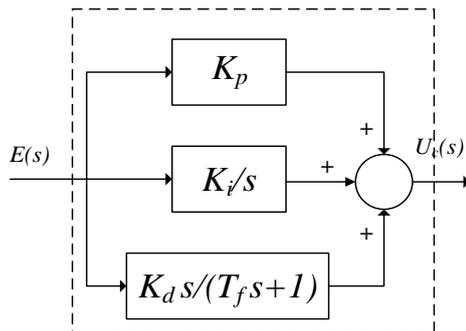
$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (5.1)$$

Este tipo de controlador se conoce como controlador PID ideal, ya que corresponde a una función de transferencia de un sistema no-causal, y por consiguiente no puede ser construido con elementos reales (físicamente irrealizable).

Los controladores PID Paralelo que ofrecen las firmas comerciales habitualmente tienen la función de transferencia de la forma que se muestra en la Ecuación 5.2 y en la Figura 5.2:

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{\alpha T_D s + 1} \right) \quad (5.2)$$

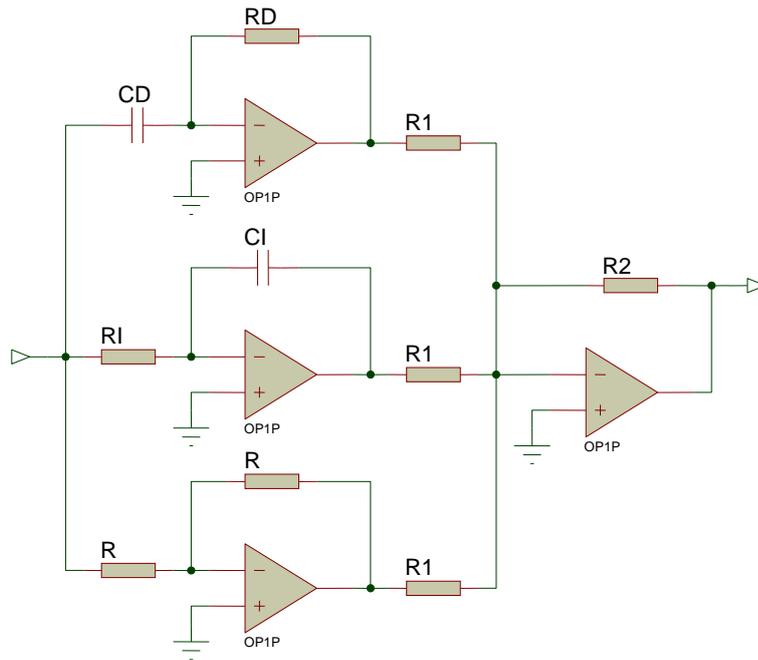
Figura 5.2: Diagrama de bloques para PID análogo.



Fuente: Elaboración propia.

Sintonización de Controlador

Figura 5.3: Diagrama del Compensador del control PID.



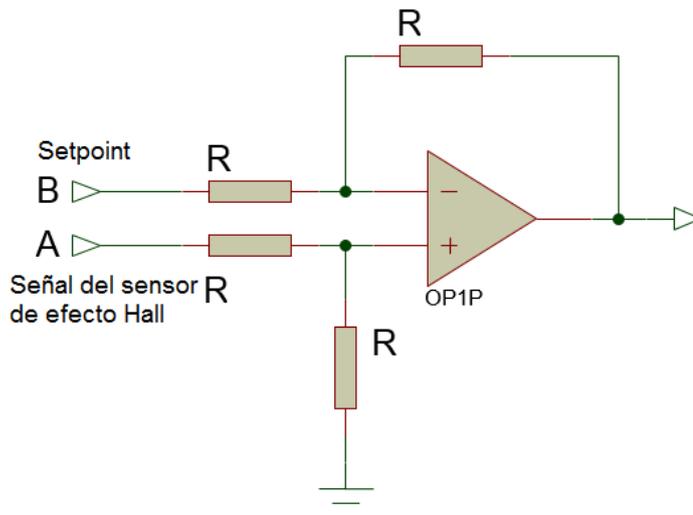
Fuente: Elaboración propia.

El método a usar para la sintonía es el método experimental. Es decir que a partir del estimado de las ganancias obtenidas por simulación se realizan las pruebas de manera experimental para alcanzar la estabilidad del sistema real.

Para la implementación del controlador se hace uso de amplificadores operacionales, haciendo uso de un software simulador de circuitos análogos, Figura 5.3.

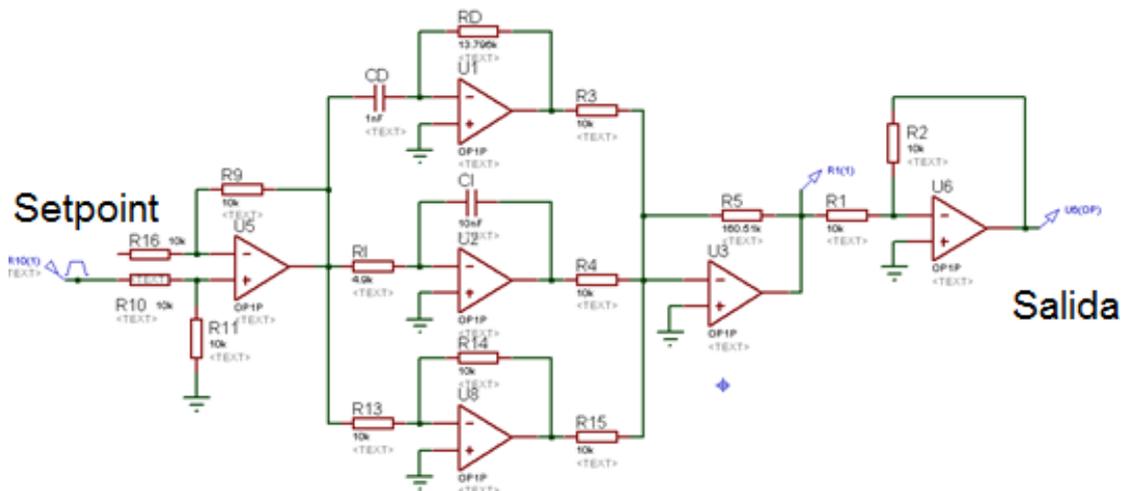
La entrada del control PID es el error entre la posición actual y el *setpoint*. Esta diferencia se implementa a través de un circuito de resta tal como se muestra en la Figura 5.4, no es más que un amplificador diferencial con ganancia unitaria.

Figura 5.4: Diagrama del Circuito de resta.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 5.5: Diagrama de control PID análogo.



Fuente: Elaboración propia.

Un ejemplo de cómo queda el esquema completo de un controlador con amplificadores operacionales se muestra en la Figura 5.5, en donde se encuentra una imagen del control PID completo.

Para el diagrama mostrado la relación de ganancias obedece a la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{V_{control}(s)}{V_{error}(s)} = \underbrace{\left(\frac{R14}{R13}\right)}_{K_P} + \underbrace{\left(\frac{1}{R1 \times CI}\right)}_{K_I} \frac{1}{s} + \underbrace{(RD \times CD)}_{K_D} s$$

Para poder ajustar los valores de las ganancias del PID se colocaron potenciómetros y en los condensadores valores fijos, para el condensador CI se consideró un valor de 10nF y para el CD un valor de 1nF.

$$K_P = \frac{R14}{R13}$$

$$K_I = \frac{1}{R1 \times CI} = \frac{1}{R1} \times 10 \times 10^{-9}$$

$$K_D = RD \times CD = RD \times 1 \times 10^{-9}$$

Bloque Actuador

El siguiente diseño responde a la necesidad de transformar la salida análoga a PWM. Como ya se ha mencionado, se hace uso de esta técnica de modulación por los diversos usos prácticos que permiten el uso de salidas digitales que pueden ser tratadas como salidas pseudoanálogas, ya que mediante el control del ciclo de servicio se puede manipular dentro de un ciclo o pulso de trabajo en el actuador, tiempo que el electroimán estará encendido.

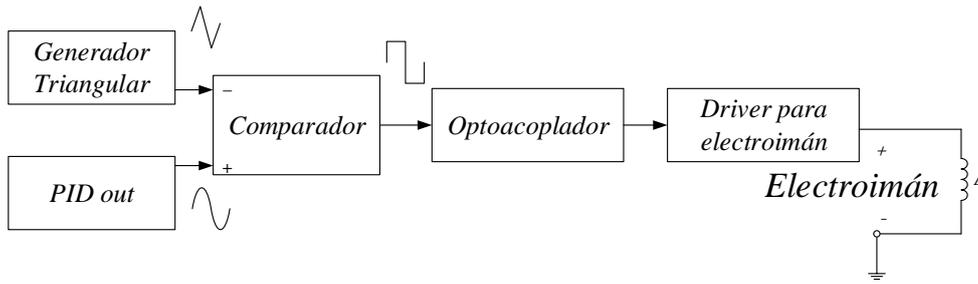
Con este tipo de interfaz se evita la generación de picos de corriente, ya que se puede establecer que rangos de voltaje pico tendrá el actuador, además del rango de frecuencia que también será controlable.

La principal desventaja que presentan los circuitos PWM es la posibilidad de que haya interferencias generadas por radiofrecuencia. Éstas pueden minimizarse ubicando el controlador cerca de la carga y realizando un filtrado de la fuente de alimentación. En este caso, por el rango de uso de frecuencias entre 4 KHz y 8 KHz, el filtrado para su fuente de alimentación es básico, sólo se hace uso de eliminadores de *ripple* y en algunas entradas se usan resistencias para *pull – up* en los flancos de subida.

La Figura 5.6 describe el funcionamiento del actuador electrónico por modulación de ancho de pulso o PWM. Se describe una señal triangular periódica comparada con la señal de control variable de voltaje. El resultado de esta comparación es una señal de modulación por ancho de pulso cuyo ciclo de trabajo es variable en proporción a la variación de la señal de control dada.

Luego el opto-acoplador se encarga de aislar la electrónica de alta y baja potencia del resto de la circuitería de la electrónica de mayor potencia para evitar interferencias, *ripples* no deseados, etc. El circuito de interfaz de potencia para el electroimán consiste en un transistor de efecto de campo basado en la estructura MOSFET en serie con el electroimán, y éstos entre la fuente de alimentación. Un diodo Schottky es colocado en paralelo con el electroimán para eliminar las corrientes inversas por la bobina. Es este diodo lo que vuelve controlable a la bobina, pues de otra forma la bobina presenta un comportamiento inestable debido a los picos de corriente que se generan por la conmutación del voltaje aplicado así, como por la histéresis y la autoinductancia presentes en la bobina.

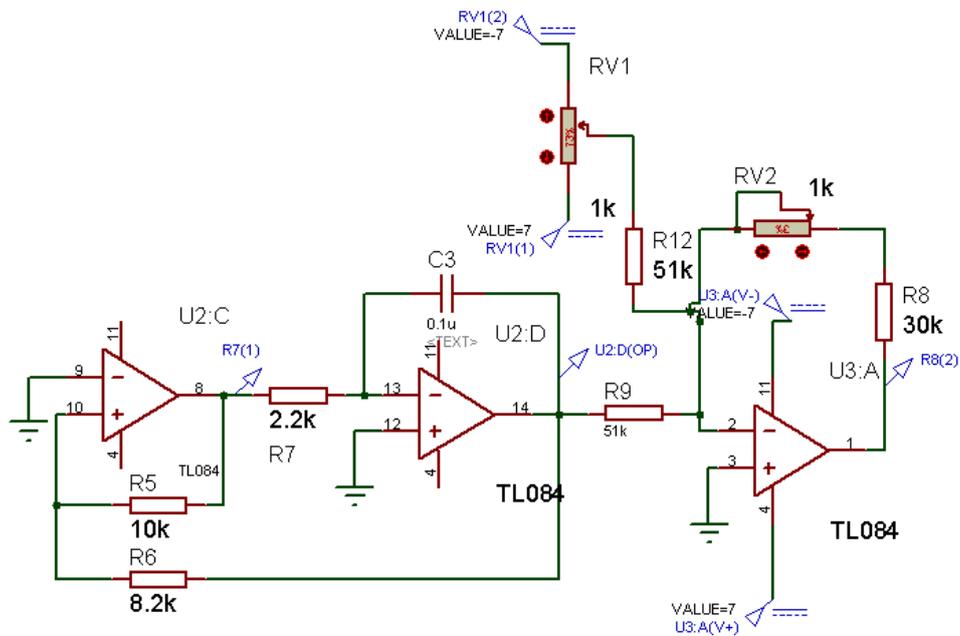
Figura 5.6: Diagrama de bloques de actuador por PWM.



Fuente: Elaboración propia.

Generador Triangular

Figura 5.7: Diagrama circuital de generador triangular.



Fuente: Elaboración propia.

Aplicando el principio de la integral de una onda cuadrada, es posible construir un generador de ondas triangular simple.

Como se puede apreciar en la Figura 5.7, el generador de onda triangular está formado por un generador de onda cuadrada (U2:C) conectado en cascada con un circuito integrador (U2:D); el ultimo bloque (U3:A) no es más que un circuito

sumador de DC y un potenciómetro ($RV2$) de $1K$ para manipular la amplitud de la señal.

El circuito está compuesto por dos amplificadores operacionales: el primero trabaja como un comparador con histéresis externa (disparador Schmitt) y el otro compone el circuito integrador.

El disparador Schmitt creará una onda cuadrada que se introducirá al circuito integrador creando una onda triangular a su salida.

Por lo tanto, se pueden conseguir las dos señales del mismo circuito (cuadrada y triangular). Estas señales estarán en fase una con otra, pero dadas las características del circuito integrador cuando la señal cuadrada sea positiva la triangular será negativa y viceversa.

Suponiendo que los amplificadores operacionales tienen comportamiento ideal y sean las entradas del amplificador $U2: C : I_{B1-}; I_{B1+}$, se obtiene lo siguiente:

$$I_{B1+} = I_{B1-} = I_{B1}$$

$$V_{1+} = V_{1-} = V_R$$

Sean las entradas del amplificador $U2: D : I_{B2-}; I_{B2+}$ se obtiene lo siguiente:

$$I_{B2+} = I_{B2-} = I_{B2}$$

$$V_{2+} = V_{2-} = V_S$$

Sea el voltaje de salida del amplificador $U2: C : V_0$, se considera que para que ocurra el cambio de pendiente del circuito integrador:

$$|V_0| > V_S$$

Además sean las corrientes que atraviesan por las resistencias R_5 y R_6 : I_1 & I_2 respectivamente, se considera que:

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_R - V_0}{R_5} = \frac{V_{out} - V_R}{R_6}$$

Despejando V_R :

$$V_R = \pm \frac{V_0 * R_6}{R_5 + R_6} + \frac{V_{out} * R_5}{R_5 + R_6} \quad (5.3)$$

Cuando $V = V_R \rightarrow V_0 = -V_0$.

El voltaje negativo a la entrada del integrador, hace que la salida aumente en rampa. La corriente que circula por el condensador es $I = I_3$.

$$I_3 = \frac{V_S + V_0}{R_7} > 0$$

Cuando $V = V_R$, el comparador cambia de estado. En este punto ocurre el valor máximo de la onda triangular de salida, $V_{out} = V_{max}$. Despejando V_{out} en la Ecuación 5.3 para esta condición se obtiene:

$$V_R = \pm \frac{V_0 * R_6}{R_5 + R_6} + \frac{V_{max} * R_5}{R_5 + R_6}$$

$$V_{max} = V_R \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_0 \frac{R_6}{R_5} \quad (5.4)$$

La salida del comparador va a su valor positivo, $V_0 = +V_0$, y la onda de salida comienza a disminuir linealmente con el tiempo. La corriente que ahora circula por el condensador es $I = I_4$:

$$I_4 = \frac{V_S + V_0}{R_7} < 0$$

El valor mínimo ocurre cuando $V = V_R \rightarrow V_{out} = V_{min}$. Despejando V_{out} en la Ecuación 5.4 para esta condición se obtiene:

$$V_R = + \frac{V_0 * R_6}{R_5 + R_6} + \frac{V_{min} * R_5}{R_5 + R_6}$$

$$V_{min} = V_R \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_0 \frac{R_6}{R_5} \quad (5.5)$$

El voltaje pico-pico de la onda de salida definido como la diferencia entre los voltajes de salida máximo y mínimo se obtiene sustituyendo las Ecuaciones 5.4 y 5.5:

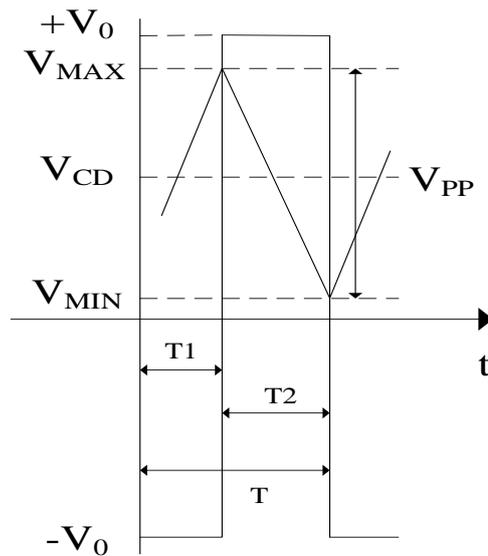
$$V_{PP} = V_{max} - V_{min}$$

$$V_{PP} = \left(V_R \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_0 \frac{R_6}{R_5} \right) - \left(V_R \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_0 \frac{R_6}{R_5} \right)$$

$$V_{PP} = 2V_0 * \frac{R_6}{R_5}$$

Las resistencias R_6 y R_5 ajustan el voltaje pico-pico.

Figura 5.8: Forma de onda de V_{out} .



Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 5.8 se muestran las formas de onda V_0 y v_{out} donde se señalan los valores notables V_{max} , V_{min} , V_{CD} , V_{PP} , T_1 y T_2 .

Para $0 \leq t \leq T_1 \rightarrow V_0 = -V_0$

El voltaje pico-pico (V_{PP}) a través del condensador viene dado por:

$$V_{PP} = \frac{I_3 * T_1}{C_3}$$

Sustituyendo las ecuaciones de V_{PP} e I_3 en la ecuación anterior se obtiene:

$$2V_0 * \frac{R_6}{R_5} = \frac{\frac{V_S + V_0}{R_7} * T_1}{C_3}$$

Despejando T_1 :

$$T_1 = \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_S + V_0)}$$

Para $T_1 \leq t \leq T_2 \rightarrow V_0 = +V_0$

El voltaje pico-pico (V_{PP}) a través del condensador viene dado por:

$$|V_{PP}| = \frac{|I_4| * T_2}{C_3}$$

Sustituyendo las ecuaciones de V_{PP} e I_4 en la ecuación anterior se obtiene:

$$2V_0 * \frac{R_6}{R_5} = \frac{\frac{V_0 - V_S}{R_7} * T_2}{C_3}$$

Despejando T_2 :

$$T_2 = \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_0 - V_S)}$$

Siendo el periodo de señal de salida: $T = T_1 + T_2$

$$T = \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_0 + V_S)} + \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_0 - V_S)}$$

Finalmente, el terminal positivo del primer y segundo amplificador operacional se pueden conectar a masa obteniendo el periodo:

$$T = \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_0 + 0)} + \frac{2 * R_7 * C_3 * R_6 * V_0}{R_5 * (V_0 - 0)}$$

$$T = 4 * R_7 * C_3 * \frac{R_6}{R_5} \rightarrow f = \frac{R_5}{4 * R_7 * C_3 * R_6}$$

Reemplazando con los datos de diseño:

$$f = \frac{10K}{4 * 2.2K * 0.1\mu * 8.2K} = 1.385 \text{ kHz}$$

Nota: Para el sistema de levitación magnética se hace uso de condensadores entre 10 nF y 47 nF.

Figura 5.9: Respuesta real del generador de onda triangular a 8 kHz.



Fuente: Elaboración propia.

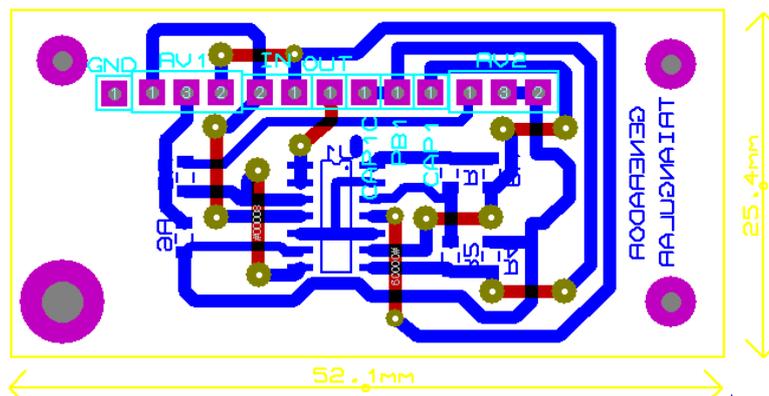
Se muestra a continuación en la Figura 5.9 la señal triangular real formada por el generador de onda triangular; nótese la conformidad casi plana de las pendientes, esto es debido a pequeñas capacidades parásitas en el circuito implementado.

Como consideración final se debe tener en cuenta que este generador puede presentar fluctuaciones de fase en el generador de onda cuadrada debido a su construcción y ensamblaje que no posee chasis de protección

Se opta por construir un propio generador de ondas triangular por la ventaja de portabilidad del sistema, es decir de no requerir un generador de ondas aparte para el funcionamiento del sistema de levitación.

Se muestra en la Figura 5.10 el diseño del *layout* de la tarjeta ‘generador triangular’. Según como se puede apreciar el encapsulado usado es de tipo superficial o SOIC esto para que la tarjeta ocupe el menor espacio posible.

Figura 5.10: Diseño de tarjeta impresa para generador triangular basándose en Opamp TL084.



Fuente: Elaboración propia.

En la Tabla 5.1 se muestra la lista de partes a usar para implementar un generador de onda triangulares básico, este generador de ondas se usará en el sistema de levitación magnética por PID.

Tabla 5.1: Lista de partes para el driver del generador triangular, todas las resistencias son de $\frac{1}{4}W$.

COMPONENTE	CANTIDAD	REFERENCIA	VALOR
Resistencia	1	R5	10k
	1	R6	8.2k
	1	R7	240
	1	R8	30k
	2	R9, R12	51k
Potenciómetro	2	RV1, RV2	1k
Condensador	1	C1	10nF $\leq C \leq 47nF$
IC	2	U2, U3	TL084

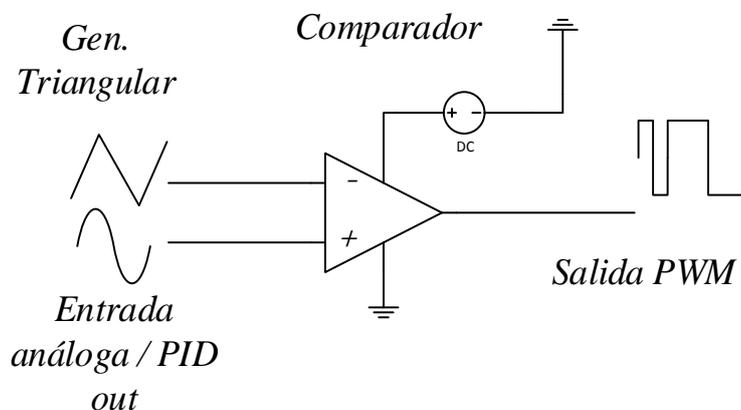
Generador de PWM

Un circuito PWM simple se puede llevar a cabo mediante un Opamp en modo comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un oscilador de onda triangular o diente de sierra según sea el diseño; mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora, en este caso sería la salida de control producto de la suma e inversión del controlador PID. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal triangular, el ciclo de trabajo está

en función de la portadora y los límites de rango de tensión dependen de la tensión de alimentación del comparador.

En la Figura 5.11 se conecta a tierra parte de la polarización del comparador esto es porque el rango de trabajo de la señal PWM es > 0 .

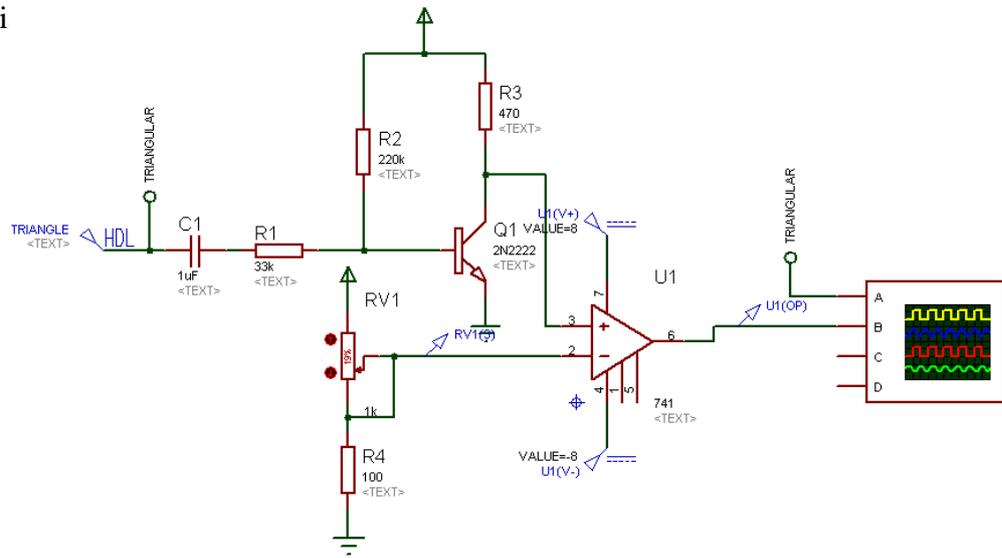
Figura 5.11: Configuración de comparador del generación de PWM.



Fuente: Elaboración propia.

Como se puede apreciar en la Figura 5.12 el circuito de prueba para el generador PWM cuenta con un amplificador operacional en su modo comparador o diferenciador; la salida del generador triangular es amplificada mediante un transistor de respuesta media-alta, la salida en el colector se conecta con el pin 3 del OPAMP a usar (el OPAMP 741 no se usa en el comparador; se explicará posteriormente), la señal triangular se resta con el nivel de tensión que será la salida del controlador (pin 2 del OPAMP).

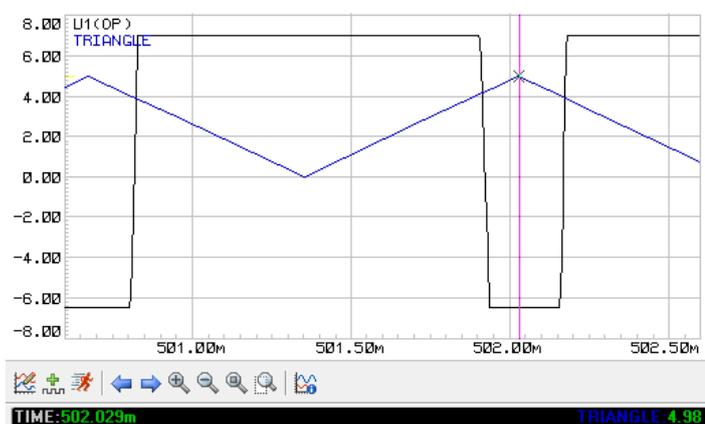
Figura 5.12: Pruebas de circuito básico para Generador de PWM por diferenc



Fuente: Elaboración propia.

Como se puede apreciar en la Figura 5.13 el nivel de tensión en un punto determinado en el tiempo se compara con el nivel de tensión de la señal triangular en ese mismo instante; si el nivel de tensión de la salida del controlador no supera el nivel de tensión de la señal triangular se tendrá un nivel de tensión ‘alto’ que está dado por el voltaje de fuente del OPAMP, esto solo es válido si el OPAMP es de tipo *rail to rail*. Para el otro caso el nivel de tensión será el voltaje de polarización negativa o tierra del OPAMP.

Figura 5.13: Simulación de comportamiento del ciclo de servicio mediante diferencia entre nivel de voltaje y nivel del generador triangular.



Fuente: Elaboración propia.

Según la imagen:

CHA:

Color de canal: Negro

Voltios por división: $1 V/Div$

CHB:

Color de canal: Azul

Voltios pro división: $5 V/Div$

Barrido horizontal: $0.22ms/Div$

Frecuencia: $0.738 KHz$

Como se puede notar en las pruebas se hace uso del rango de PWM para voltajes negativos, en este caso no será necesario para el control final en el sistema de levitación ya que el actuador sólo trabaja en modo de control de tipo atractivo. Entonces para el sistema de control sólo basta conectar a tierra la polaridad negativa. Así mismo se omite el condensador de desacople C1 para trabajar los niveles de Offset en el generador de ondas triangular.

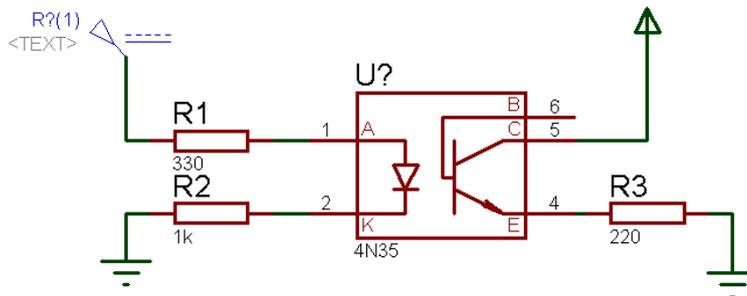
En la práctica se pudo notar que el uso del OPAMP 741 no es adecuado para el rango de frecuencias de trabajo debido a que el tiempo de respuesta es alto y se producen errores en el rango de ciclo de servicio de la señal PWM. Se opta por usar el OPAMP JFET LF356 debido a que posee un mejor tiempo de respuesta. Es preferible usar también un amplificador con características de respuesta de tipo *Rail to Rail* o un amplificador de tipo comparador puro para altas frecuencias.

Optoacoplador

En la Figura 5.14 se muestra la implementación de un Optoacoplador para aislamiento del sistema de generación de PWM del driver de potencia para electroimán. La ventaja es que cualquier generación de ruido del Driver de potencia no podrá retornar al circuito de generación de PWM y por ende al generador triangular. Otra ventaja del empleo del Optoacoplador es que en los niveles de ‘cero’ en la salida de control se darán si algún valor DC Offset agregado de etapas previas, además este valor de salida puede ser enclavado en caso se requiera.

Tener en cuenta que se considera el punto de salida el PIN 4 del Optoacoplador.

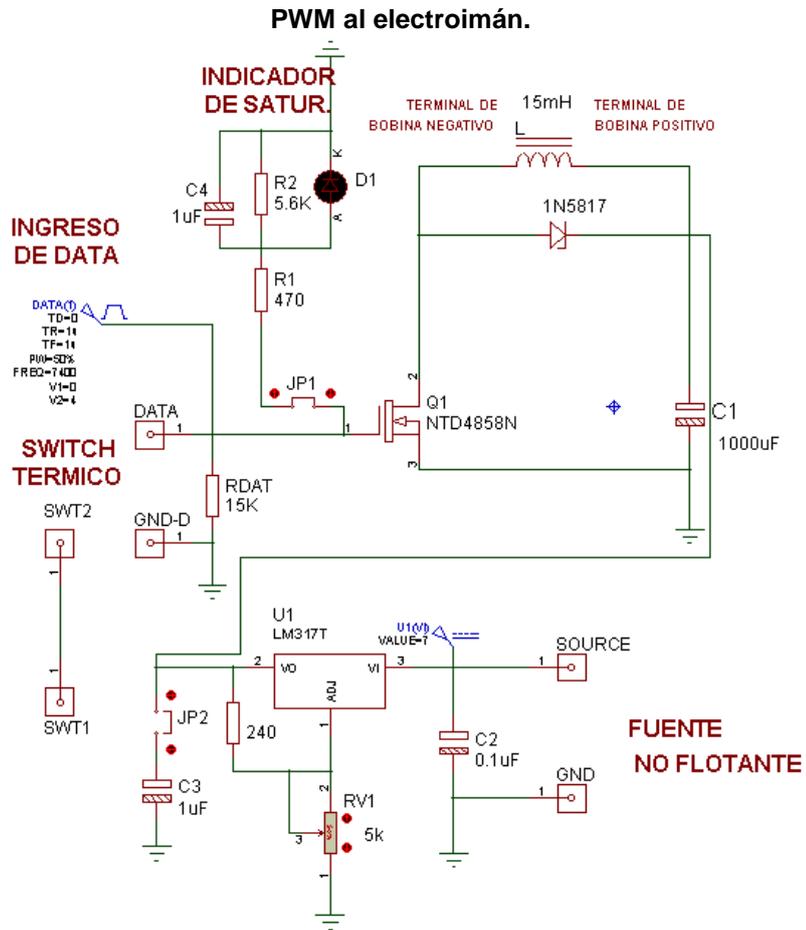
Figura 5.14: Uso de Optoacoplador para aislamiento.



Fuente: Elaboración propia.

Como se observa en la Figura 5.15 la salida del Optoacoplador irá directamente conectada a pin DATA del driver; se hace uso de una resistencia R_{DATA} de 15 k Ω en paralelo para generación de *pull-down* en la forma de onda de PWM.

Figura 5.15: Esquemático de driver para transferir voltaje



Driver de Transferencia de PWM

A continuación se muestra en la Tabla 5.2 la lista de componentes y partes a usar en el Driver transferencia de PWM.

Tabla 5.2: Lista de partes para Driver PWM, todas las resistencias son de ¼W.

COMPONENTE	CANTIDAD	REFERENCI A	VALOR
Resistencia	1	R1	470
	1	R2	5.6 k

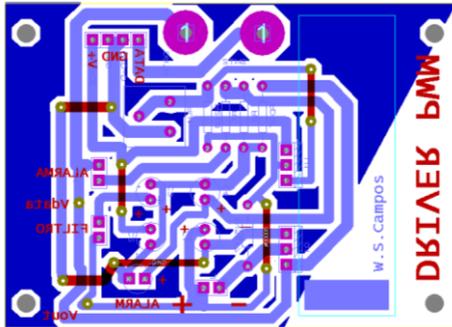
	1	R240	240
	1	RDAT	15 k
Potenciómetro	1	RV1	5 k
Condensador	1	C1	1000 uF
	1	C2	0.1 uF
	2	C3, C4	1 uF
IC	1	U1	LM317T
Transistor	1	Q1	NTD4858N
Diodo	1	D1	LED-RED
	1	1N5817	1N5817
Jumper	2	JP1, JP2	JUMPER

Se muestra en la Figura 5.15 el Driver usado para poder aumentar el nivel de voltaje PWM emitido por el Optoacoplador o por la salida digital del controlador a usar.

Notar que se diseñó este Driver para que sea capaz de indicar cuando deja de existir emisión de PWM con el fin de alertar al usuario (led D1) a que la salida del controlador está en 1 lógico. Mantener el nivel de 1 lógico por un tiempo determinado genera máximo consumo de corriente en el transistor MOSFET y produce calentamiento en el regulador, pudiendo dañar el electroimán.

En la Figura 5.16 se muestra el diseño del *layout* del circuito Driver a usar.

Figura 5.16: Diseño de tarjeta impresa de Driver PWM.



Fuente: Elaboración propia.

Se usa un circuito opcional para indicar el nivel de alto ciclo de servicio, teóricamente un 100% de *duty cicle*. Esto para saber en qué momento el sistema está fuera de control y existe máximo consumo de corriente lo que puede provocar en el sobrecalentamiento del driver. Aparte de este indicador se hace uso de un switch térmico que está en corte para temperatura menores a 43 °C. Se dice que el circuito es opcional ya que solo se le dará uso en el sistema de control análogo; con el sistema de control PID discreto al algoritmo de control se le incluye una condición lógica de protección para cuando el sistema este fuera del rango controlable.

Para la conmutación se hace uso de un transistor MOSFET tipo N. En la Tabla 5.3 se muestra el valor de la resistencia *drain to Source* para distintos valores de tensión con una corriente *drain* I_D máxima de 73 A. [18]

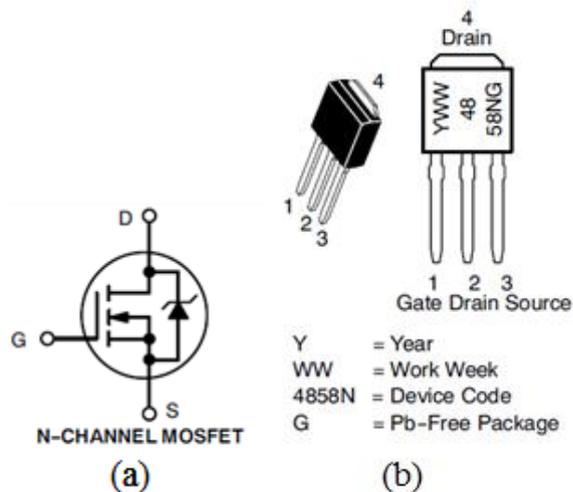
Tabla 5.3: Principales características del MOSFET CH-N NTD4858N.

Voltaje de ruptura Drain – Source	RDS(ON) MAX	I_D MAX

V(BR)DSS		
25 V	6.2 mΩ @ 10V	73 A
	6.9 mΩ @ 4.5V	

En la Figura 5.17 se muestra la representación circuital del MOSFET a usar (a), su distribución de pines y código de encapsulado (b).

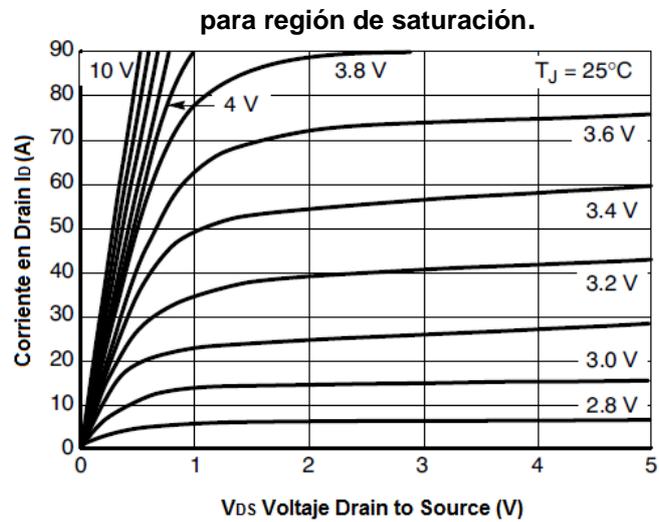
Figura 5.17: Diagrama básico interno y de distribución de pines del transistor MOSFET NTD4858N.



Fuente: ON SEMICONDUCTOR, Datasheet NTD4858N, 2011.

En la Figura 5.18 se muestra la función de transferencia del transistor MOSFET, el eje x está representado por la diferencia de potencial de voltaje *drain to Source* y el eje y está representado por la corriente de consumo en *drain*. En el sistema de levitación magnética la diferencia de potencial no debe pasar 1 V en promedio y de 8.6 V a 9 V para los picos.

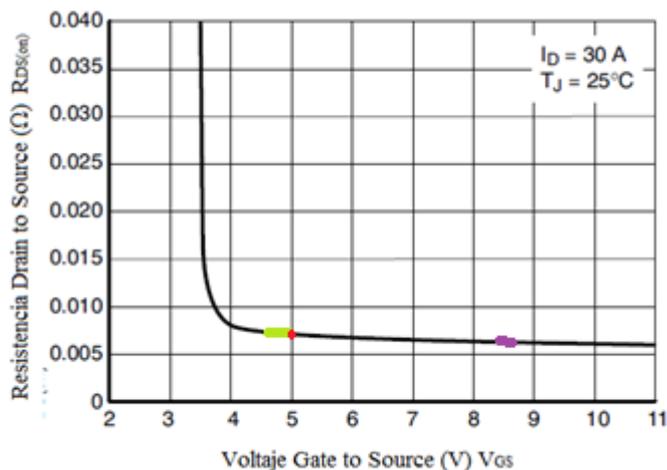
Figura 5.18: Función de transferencia del transistor MOSFET



Fuente: ON SEMICONDUCTOR, Datasheet NTD4858N, 2011.

En la Figura 5.19 se puede apreciar la resistencia *drain to source* en ohmios según el voltaje *gate to source*. Considerar que para los picos de 5 V y 8.6 V como se obtuvo experimentalmente se tendrá aproximadamente 0.007Ω , por lo tanto un consumo de corriente de 1.2 A durante el pico. Hay que recordar que se obtuvo experimentalmente un aproximado de 254 mA esto es debido al consumo promedio por ciclo de servicio (21.1% dependiendo del peso de la masa-imán).

Figura 5.19: Resistencia ON vs Voltaje Gate to Source del transistor MOSFET.



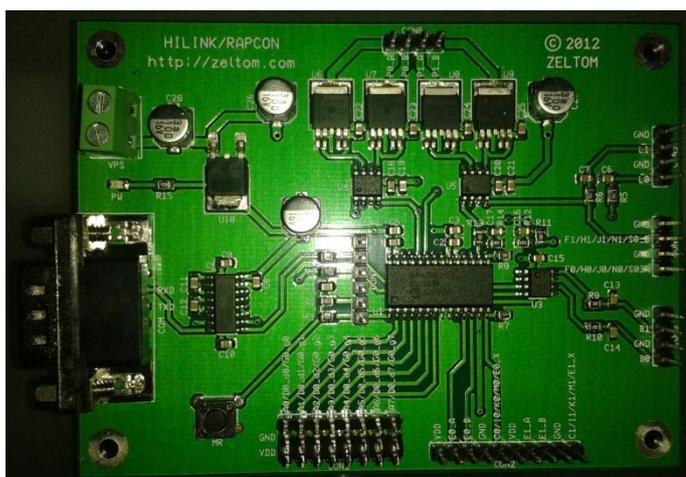
Fuente: ON SEMICONDUCTOR, Datasheet NTD4858N, 2011.

También se hace uso de un diodo Schottky en paralelo a la bobina, porque cuando se energiza la bobina genera un campo electromagnético, lo cual genera una corriente inversa por lo que puede afectar el circuito. Es por eso que el diodo se conecta en paralelo para que no deje ‘pasar’ la corriente generada por la bobina, ya que el diodo polarizado inversamente se comporta como un circuito abierto dejando solo conducir hacia la corriente en un sentido. También se hace uso de un condensador electrolítico de 1000 uF que ayuda a mantener el estado en polaridad de la bobina durante el estado de saturación del transistor MOSFET, debido a que la salida del regulador se somete a cargas muy bajas y se corre el riesgo de que la tensión de salida del regulador baje.

Para la fuente de la bobina se hace uso del regulado LM317, no se usan reguladores fijos debido a que el Driver se usará en otros circuitos que permitan controlar el sistema con el voltaje en el actuador mayor o variable, según sea el caso.

5.2 Implementación con la Tarjeta de Adquisición Para MATLAB

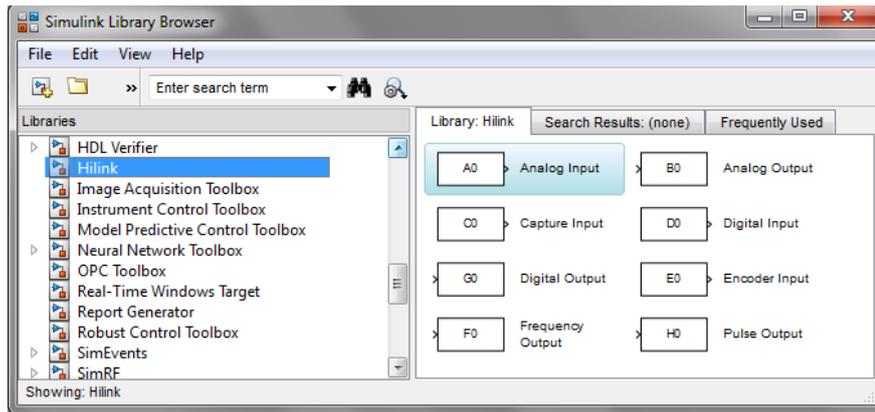
Figura 5.20: Tarjeta de adquisición HILINK.



Fuente: Elaboración propia.

HILINK es una interface de bajo costo para trabajar con Simulink en tiempo real, Figura 5.20; el cual cuenta con una librería de bloques asociadas con las entradas y salidas del hardware, Figura 5.21. Para la comunicación con la PC la tarjeta cuenta con un puerto serial RS232.

Figura 5.21: Librerías de la tarjeta de adquisición en Simulink.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

La tarjeta trabaja en tiempo real con una frecuencia de muestreo hasta 3.8kHz. La cual emplea un microcontrolador dsPIC30F2012, microcontrolador de 16 bits con 12kB de memoria flash para el programa y 1kB SRAM de memoria de datos. El cual está configurado para trabajar a una oscilador interno a una frecuencia de 117.92 MHz.

Características de la tarjeta de adquisición:

- -8 entradas analógicas con resolución de 12 bit.
- -2 entradas de encoder con resolución de 16 bit.
- -8 entradas digitales de 0 – 5 V.
- -2 entradas para encoder de 0 – 5 V digital de 16 bit resolución.
- -2 salidas de frecuencia de 0 – 5 V digital con 16 bit de resolución.

- -2 salidas análogas de 0 – 5 V con 12 bit de resolución.
 - -8 salidas digitales, 0 – 5 V.
 - -Puente H de corriente máx. 5 A.
 - -Fuente de alimentación 6 – 15 VDC 5 A.
 - -Interface RS232: 115200 baud, 8 bit de datos, no paridad, 1 bit de parada.
- [19]

Configuración de los Bloques de Simulink

Para la implementación del controlador se usa una entrada analógica y una salida de pulsos por el puente H.

La entrada analógica tiene las siguientes características:

- -Entrada analógica de 0 – 5 V
- -Resolución de 12 bit.
- -Frecuencia de muestreo de 28.7891 kHz del controlador.
- -Amplitud de error máximo de conversión es de 610.3515 μ V en unipolar.

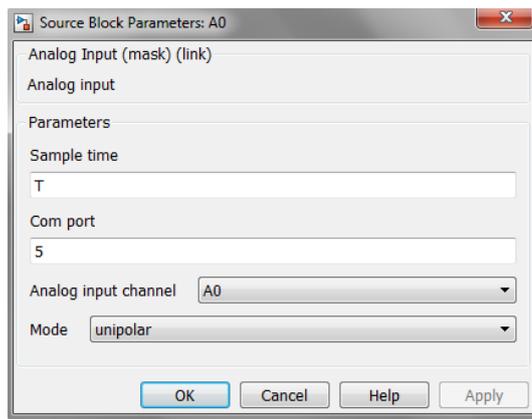
Los parámetros a configurar del bloque de entrada analógica se muestran en la Figura 5.22, donde en Sample Time se coloca el tiempo de muestreo. En Com port se coloca el número del puerto de comunicación. En Analog input channel se selecciona el puerto de la entrada analógica que se va a usar. En Mode se selecciona el tipo de conversión deseado.

La salida del puente H tiene las siguientes características:

- -Salida de 0 – 12 V.

- -Corriente máxima de salida 5 A.
- -Resolución de 12 bit.
- -Frecuencia de muestreo de 28.7891 kHz del controlador.
- -Amplitud de error máximo de conversión es de 610.3515 μV en unipolar.

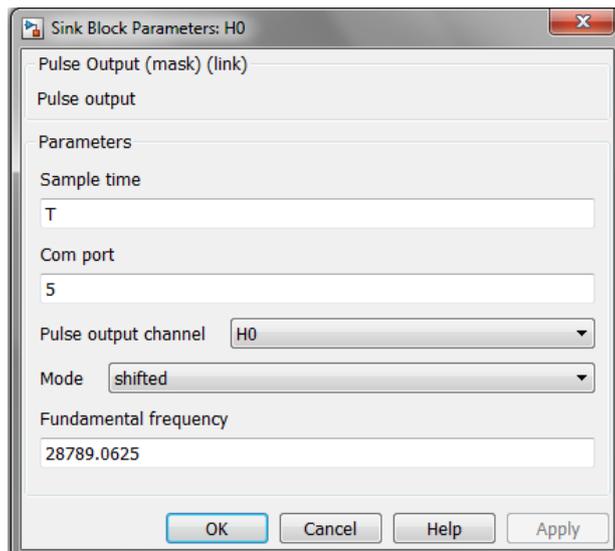
Figura 5.22: Parámetros del bloque de entrada analógica de la tarjeta de adquisición.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

La configuración de los parámetros del bloque de salida para el puente H se muestra en la Figura 5.23, donde en Sample Time se coloca el tiempo de muestreo. En *Com port* se coloca el número del puerto de comunicación. Lo demás parámetros se deja por defecto.

Figura 5.23: Parámetros del bloque de salida del puente H de la tarjeta de adquisición.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

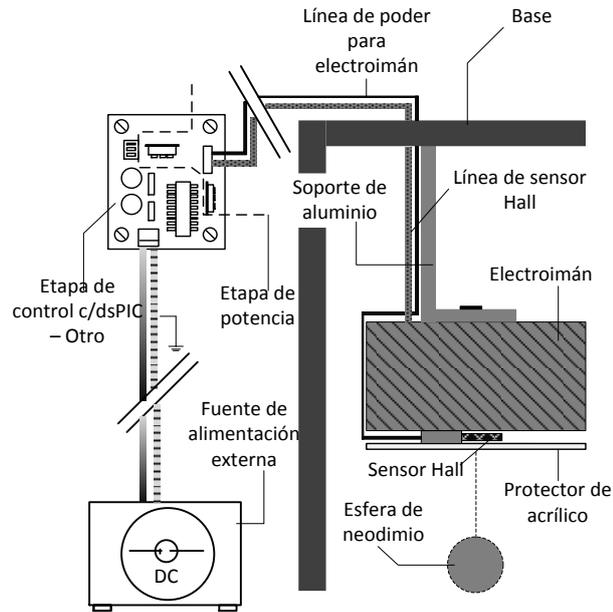
En la Figura 5.24 se muestra el sistema de suspensión magnética. Un electroimán fijo recibe una señal de voltaje para generar fuerzas de atracción que permiten la suspensión de un imán de neodimio.

Fijo al electroimán se tiene un sensor de efecto Hall que emite una señal de voltaje a partir de la cual se puede determinar la distancia entre la masa suspendida y el electroimán. Esto es posible ya que al cambiar la posición de la masa se producen alteraciones en el campo magnético que resultan en variaciones en la corriente y voltaje del sensor de efecto Hall.

La señal de salida del sensor de efecto Hall ingresa a un microcontrolador de alta prestación en el que se ha programado el algoritmo de control.

Para controlar la distancia de la masa suspendida el microcontrolador genera una señal de voltaje en formato PWM que se aplica a electroimán a través de unos drivers de potencia (puente H).

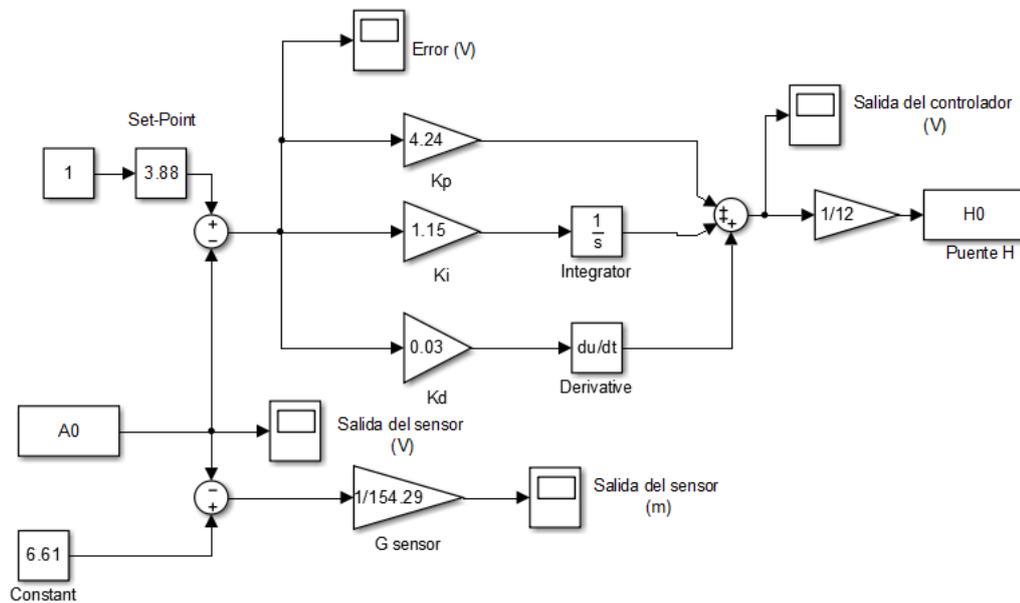
Figura 5.24: Sistema de suspensión magnética



Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 5.25 se muestra el diagrama de bloques del controlador PID implementado en Simulink para que interactúe con la tarjeta de adquisición.

Figura 5.25: Diagrama de bloques del controlador PID implementado en Simulink.



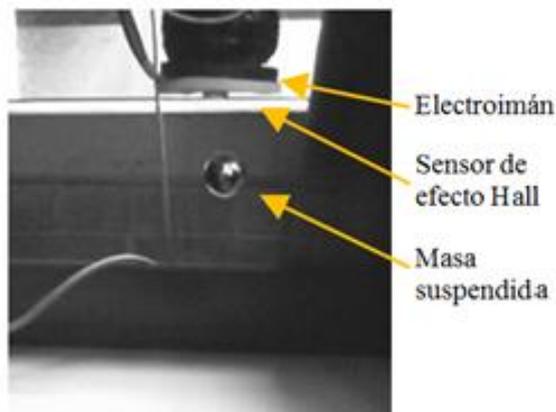
Fuente: Elaboración propia, Simulink.

En la Figura 5.26 se muestra una foto del sistema de suspensión magnética donde se puede apreciar que la esfera levita en el aire a una distancia d_0 igual a 0.018 m.

La masa suspendida puede ser afectada por perturbaciones externas de baja magnitud, pero la ley de control es capaz de estabilizar el sistema regresando a la masa suspendida a su posición de equilibrio d_0 , donde puede permanecer por largos periodos de tiempo.

Según las pruebas realizadas el rango del Set-Point de la ubicación espacial de la bola a levitar es de 1.5 cm a 2.1 cm.

Figura 5.26: Resultado experimental: masa suspendida.

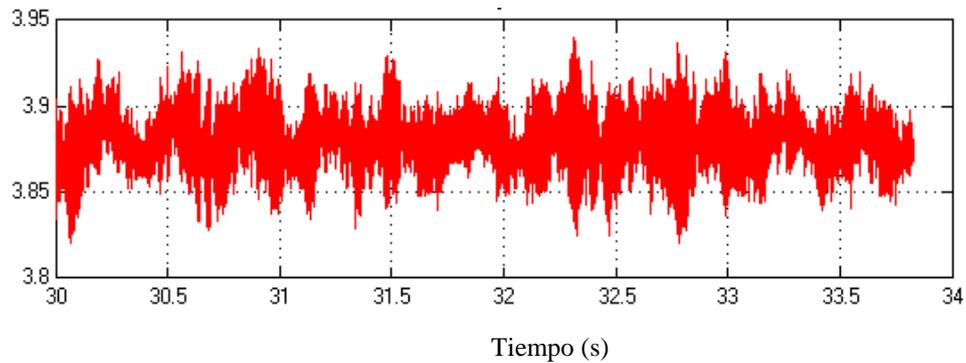


Fuente: Elaboración propia.

Al aplicar una referencia del 0.018 m equivalente a 3.88 V se muestra en la Figura 5.27 la respuesta de la salida del sensor efecto Hall. Como se observa su salida varía entre 3.93 y 3.82 V lo cual es usado para determinar la distancia entre la

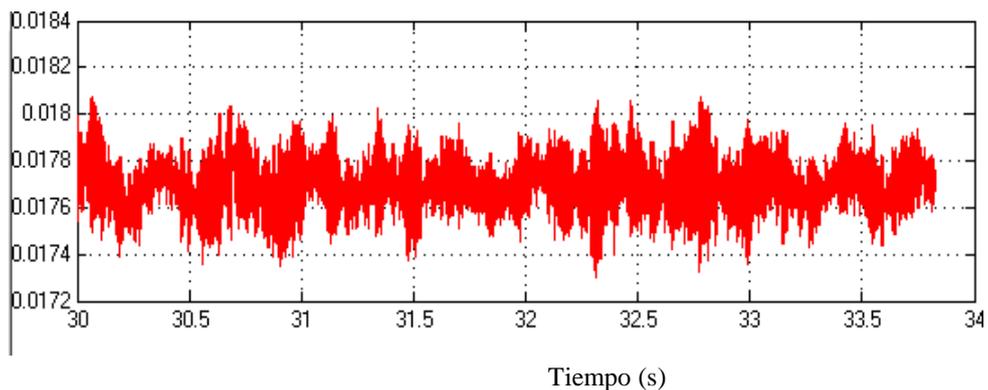
masa suspendida y la bobina del electroimán, tal como se muestra en la Figura 5.28. Se aprecia que la distancia promedio es de 0.018 m.

Figura 5.27: Salida del sensor efecto Hall



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

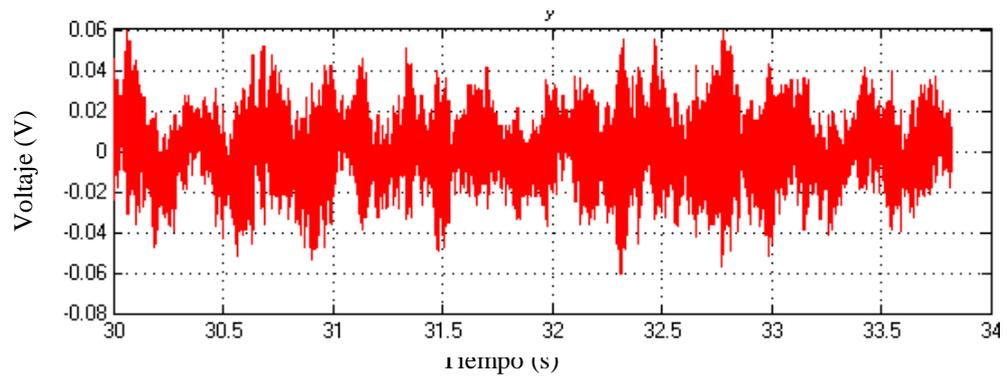
Figura 5.28: Distancia de la esfera suspendida con respecto a la bobina del electroimán.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

En la Figura 5.29 se muestra la respuesta del error, que es la diferencia entre el Set-Point y la entrada del sensor. El error varía entre 0.06 y -0.06 V, lo cual corresponde a una variación de la distancia de 0.0006m.

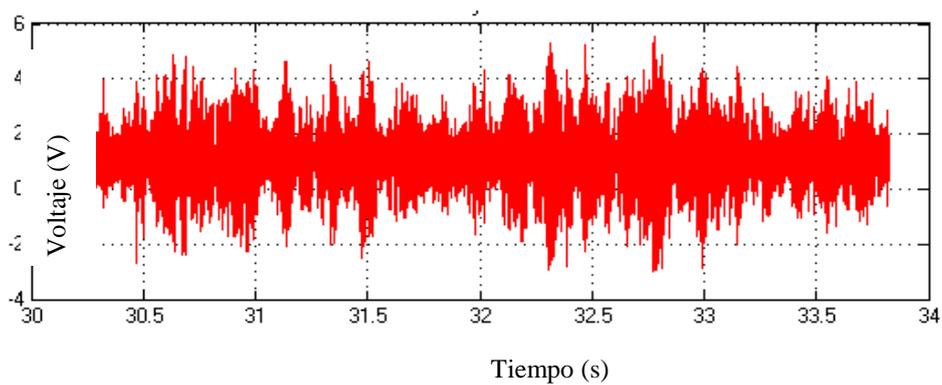
Figura 5.29: Salida del error en voltaje.



Fuente: Elaboración propia, Simulink.

En la Figura 5.30 se observa la salida del controlador, el cual varía entre 5 y -3 V que se aplica al electroimán para generar las fuerzas de atracción-repulsión requerida para estabilizar el sistema.

Figura 5.30: Salida del controlador

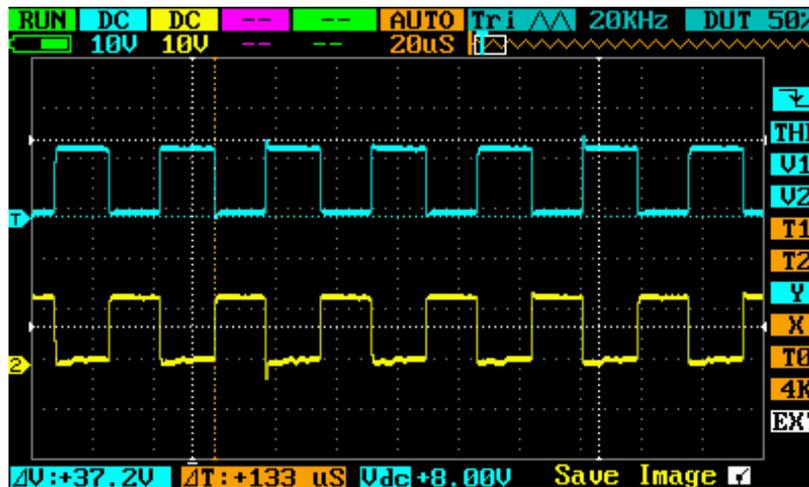


Fuente: Elaboración propia, Simulink.

En la Figura 5.31 se muestra la salida del puente H que depende de la salida del controlador. Según varía la corrección de la posición del electroimán el ciclo de

servicio varía. La señal azul corresponde a la salida positiva y la señal amarilla a la negativa del puente H.

Figura 5.31: Salida PWM del drive



Fuente: Elaboración propia.

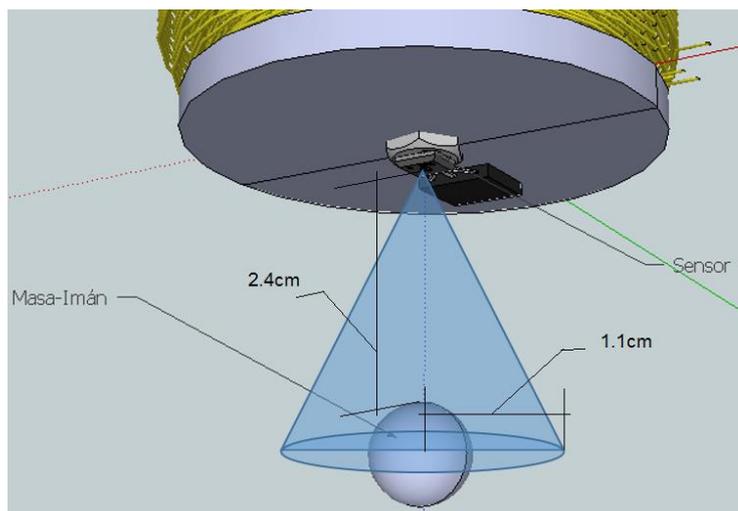
5.3 Consideraciones del Sistema

Hay que considerar que los factores que determinan la mínima resolución en el movimiento espacial de la esfera a levitar son: la sensibilidad del sensor de efecto Hall, para el caso implementado es de 5mV/G; el rango de detección del sensor, para nuestro caso es de 40 mV (8G) hasta 5 V (1000G) ; las corriente máxima que soporta la bobina para generar el campo magnético adecuado para atraer la esfera, la corriente máxima de la bobina usada es de 2 A ; el peso de la esfera, el máximo peso que soporta el sistema controlado es de 0.04 Kg; y el campo que genera el imán, lo cual limita una mínima separación entre la esfera y el electroimán que es de 0.012 m.

Desplazamiento Horizontal

Se entiende por el desplazamiento horizontal de la esfera a partir de su punto de estabilidad como perturbación física inducida. Experimentalmente se halló que el rango de desplazamiento horizontal depende de las dimensiones físicas de la masa-imán a levitar, de la distancia de la masa al electroimán y del sensor de efecto Hall, por ejemplo para el caso de la esfera magnética se produjo una perturbación horizontal tal que dentro de un radio de 1.1 cm aproximadamente el voltaje que entrega el sensor para determinar la posición de la masa varía en 0.09 V. Según como se muestra en la Figura 5.32.

Figura 5.32. Rango de perturbación horizontal máxima de la masa-imán para el caso de la esfera magnética de neodimio.

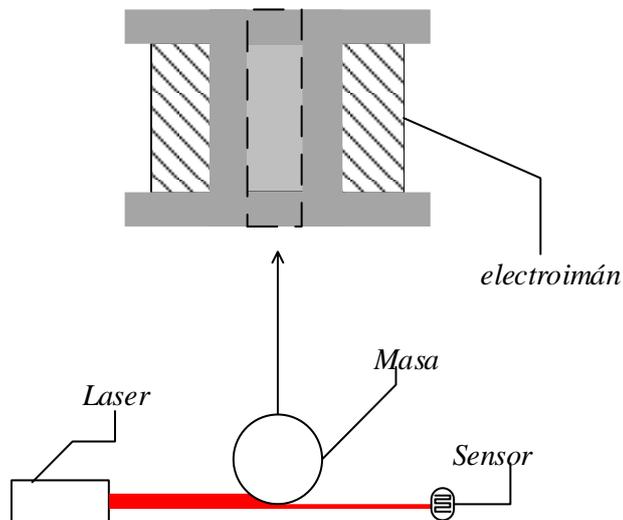


Fuente: Elaboración propia.

Este rango de perturbación máxima también depende del voltaje 'positivo' al cual se somete el electroimán dentro de un ciclo de servicio dado, el comportamiento del campo electromagnético inducido a la masa-imán es aproximadamente como se muestra en la Figura 5.33.

Figura 5.33. Campo inducido transversal, nótese las variantes si se produce un desplazamiento horizontal, esto se entiende

Figura 5.34: Sistema de Levitación con sensor fotoresistivo.



Fuente: Elaboración propia.

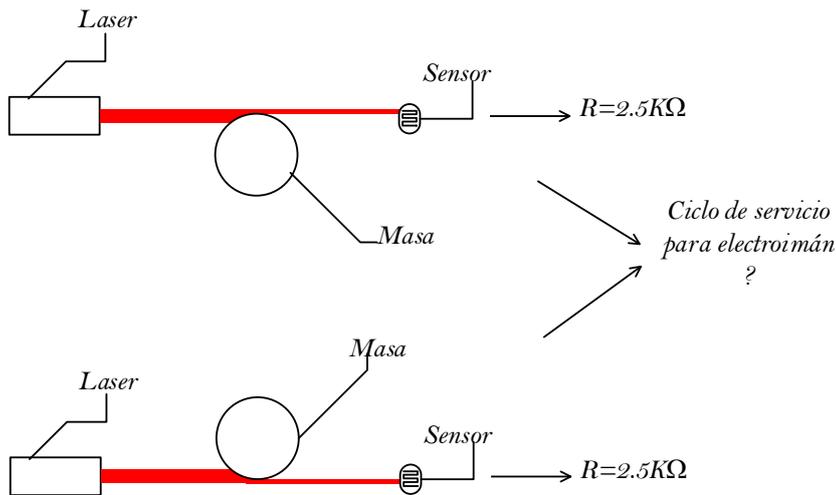
Cambio del sensor. El uso de un sensor de tipo fotoresistivo con su respectiva fuente de luz referencial (laser, led, etc.), sería una opción altamente factible a la hora de considerar precisión de ubicación de la masa-imán, ya que una de sus principales ventajas es que para el control PID análogo el sensor por sí mismo no toma 'muestras' de posición en el tiempo, este tipo de sensores simplemente indican la posición de la masa siempre y cuando esta se encuentre entre el curso del haz de luz y el sensor, la Figura 5.34 muestra una idea básica.

Como se puede notar este tipo de sensores por el hecho de no realizar muestreo en el tiempo de posición pueden ayudar a obtener mayor precisión de ubicación de la masa, además que en este caso la masa no necesariamente tendría que ser un imán, solo debería de cumplir las condiciones de metal ferromagnético.

Sin embargo el uso de un sistema con este tipo de sensor traería grandes desventajas frente a un sistema con el uso de un sensor de efecto Hall; si bien es cierto se puede alcanzar mayor precisión en cuanto a ubicación de la masa, un sistema de este tipo tiene muy poco rango de trabajo del setpoint, es decir, la masa no se desplazara más que el rango mínimo y máximo de área que esta tape al sensor fotoresistivo. Otra desventaja es que dependiendo de la sensibilidad del

sensor es posible que supere al costo de un sensor de efecto Hall, hacer uso de un interferómetro laser supera el obstáculo del rango de trabajo pero aumenta enormemente el costo de implementación del sistema haciéndolo poco viable económicamente.

Figura 5.35: Condiciones de medidas al usar sensor fotoresistivo en el Sistema de Levitación.



Fuente: Elaboración propia.

Otra desventaja en usar un sensor fotoresistivo es que si la masa es sujeta a perturbaciones que la quiten de su rango ya no volverá a alcanzar estabilidad, debido a que el sistema de control podrá asumir dos condiciones tal como se muestra en la Figura 5.35. Como se puede notar si la esfera se encuentra en la posición superior al sensor fotoresistivo el sensor dará un valor dado basándose en la intensidad de la fuente-haz, lo que implica que el electroimán deberá disminuir el ciclo de servicio de trabajo para que la esfera 'baje' a su punto de setpoint, sin embargo lo mismo sucedería si la esfera se encuentra en una posición inferior al sensor.

Uso de más sensores. El sistema de levitación magnética puede aceptar otros parámetros o datos que ayuden a determinar la posición de la masa a levitar, por ejemplo incorporando un segundo sensor Hall mediante un circuito condicional

para que cense el campo magnético generado por la masa solo en los semiciclos en los que el electroimán este ‘apagado’, lo ayudaría a determinar con mayor precisión la posición de la esfera ya no se consideraría el campo generado por el electroimán al momento de estar activo.

5.4 Costos

A continuación se muestran en las Tablas 5.4, 5.5, 5.6, 5.7 y 5.8 los costos para implementación del sistema de levitación magnética

En la Tabla 5.4 se muestran las interfaces adquiridas para la implementación de los controladores.

Tabla 5.4: Tabla de costos de las interfaces y programadores utilizados.

INTERFACES & PROGRAMADORES			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
1	Interfaz DAQ-6009	700	700
1	Interfaz p/MATLAB Hilink	504	504
1	Programador dsPIC's PIKIT2 V2.32	86	86
SUBTOTAL (S/.)			1290

En la Tabla 5.5 se muestran los componentes adquiridos para la implementación de la interfaz de potencia, estructura de planta y herramientas básicas para implementarlo.

Tabla 5.5: Tabla de costos de los componentes usados para el Driver de Potencia.

COMPONENTES PARA DRIVER DE POTENCIA			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
3	Estructura de ferrita 3.47cm Φ	14	42
1	Cono de cable de cobre esmaltado 4 mm Φ	25	25
1	Cinta termo contraíble 4cm Φ	6	6
1	Placa fibra de vidrio 100mmx100mmx100mm de 1.5mm esp.	7	7
3	Placa disipadora térmica	2	6
4	Papel esp. Conductor	1	4
3	Switch térmico 43°C	2	6
3	Diodo schottky 1N5817	1.5	4.5
3	MOSFET NTD4858N	3	9

3	Regulador 7805	1	3
1	Regulador 7809	1	1
1	Regulador 7909	1	1
36	Resistencia 1/4W	0.1	3.6
6	Potenciómetro de placa 1/4W	0.3	1.8
6	Condensador electrolítico dif. Val.	0.5	3
20	Espadines p/placa	0.6	12
20	Espadín muestreo p/placa	0.1	2
6	Jumper p/PC	0.1	0.6
20	Bases silicona p/placa	0.3	6
30	Juego de tornillos	0.1	3
2	brocas 1/32	1	2
2	Brocas 1/18	1	2
1	Broca 1/8	1.2	1.2
		SUBTOTAL (S/.)	151.7

En la Tabla 5.6 se muestran los componentes adquiridos para la implementación del generador de ondas triangular y el controlador PID análogo.

Tabla 5.6: Tabla de costos de los componentes utilizados para el controlador PID análogo y el generador Triangular.

PID análogo & generador triangular			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
12	OPAMP LF353N	2.5	30
2	OPAMP TL071	3.2	6.4
4	OPAMP TL084	3.5	14
30	Resistencia 1/4W	0.1	3
12	Resistencia precisión 1/4W	0.2	2.4
8	Trimpot p/Placa	0.5	4
8	Potenciómetro 1/2W	0.8	6.4
12	Condensador electrolítico	0.8	9.6
8	Condensador cerámico	0.2	1.6
60	Cable Dupont 20cm	0.1	6
SUBTOTAL (S/.)			83.4

En la Tabla 5.7 se muestran los costos para la implementación de la estructura para la planta, se toma en cuenta que fueron 3 estructuras construidas para las pruebas.

Tabla 5.7: Tabla de costos de la estructura y soportes del sistema.

ESTRUCTURAS & SOPORTES			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
1	Base de soporte de melamine	36	36
1	Case plástico PID	5	5
3	Barras de aluminio /varias	4	12
		SUBTOTAL (S/.)	53

En la Tabla 5.8 se muestran los costos de la instrumentación usada, tanto lo adquirido de fabricante como sub-estructuras construidas para el sistema de levitación como es el Inversor de voltaje DC-DC, el probador de FET/BJT y la fuente de alimentación con protección de sobre carga de corriente.

Tabla 5.8: Tabla de costos de los equipos de instrumentación utilizados.

INSTRUMENTACIÓN			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
2	Juego de cables banana-cocodrilo 4A	5	10
2	Breadboard estándar	10	20
1	Inverting DC-DC converter	35	35

1	Multímetro Digital Fluke 179	490	490
1	Osciloscopio analógico TEKTRONIX 475A	2500	2500
1	Fuente de alimentación dual DC 3A	100	100
1	LCR Meter AT825	644	644
1	Probador FET/BJT	20	20
		SUBTOTAL (S/.)	3819

En la Tabla 5.9 se resume los costos de los componentes y equipos para el desarrollo de la presente tesis.

Tabla 5.9: Tabla de costo total.

COSTO TOTAL			
CANTIDAD	COMPONENTE/PARTE	COSTO POR UNIDAD	COSTO TOTAL (S/.)
1	Componentes de Drive de Potencia	151.7	151.7
1	Interfaces y programadores	1290	1290
1	Driver PID análogo y generador de onda triangular	83.4	83.4
1	Estructuras y soportes	53	53
1	Instrumentación	3819	3819

SUBTOTAL (S/.)	5,397.1
----------------	---------

5.5 Esquemas Circuitales

En los siguientes diagramas circuitales se detallan el diagrama final usado para el controlador PID analógico, Figura 3.36, como su fuente de alimentación, Figura 3.37.

Figura 5.36: Esquema circuital del PID analógico.

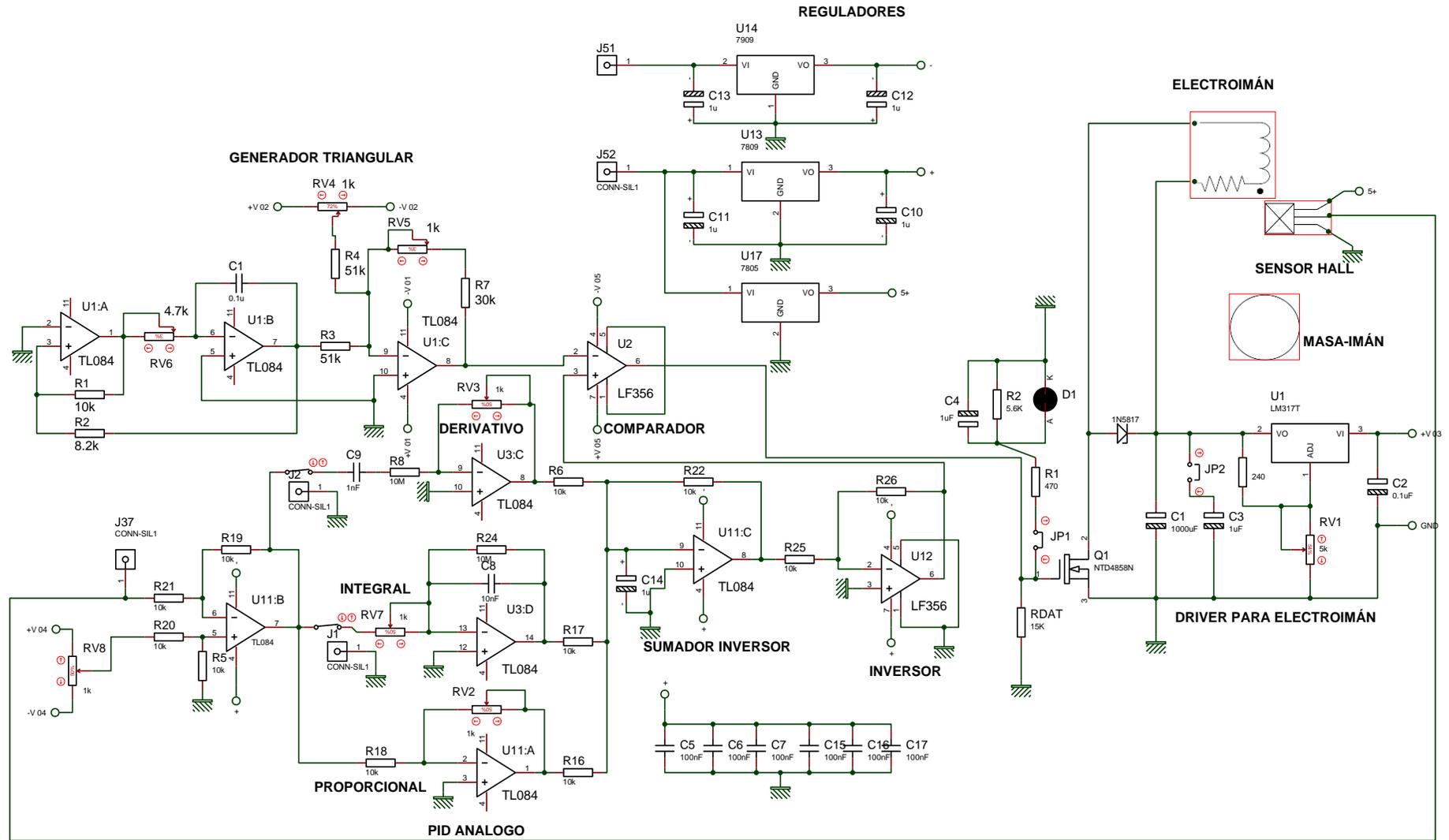
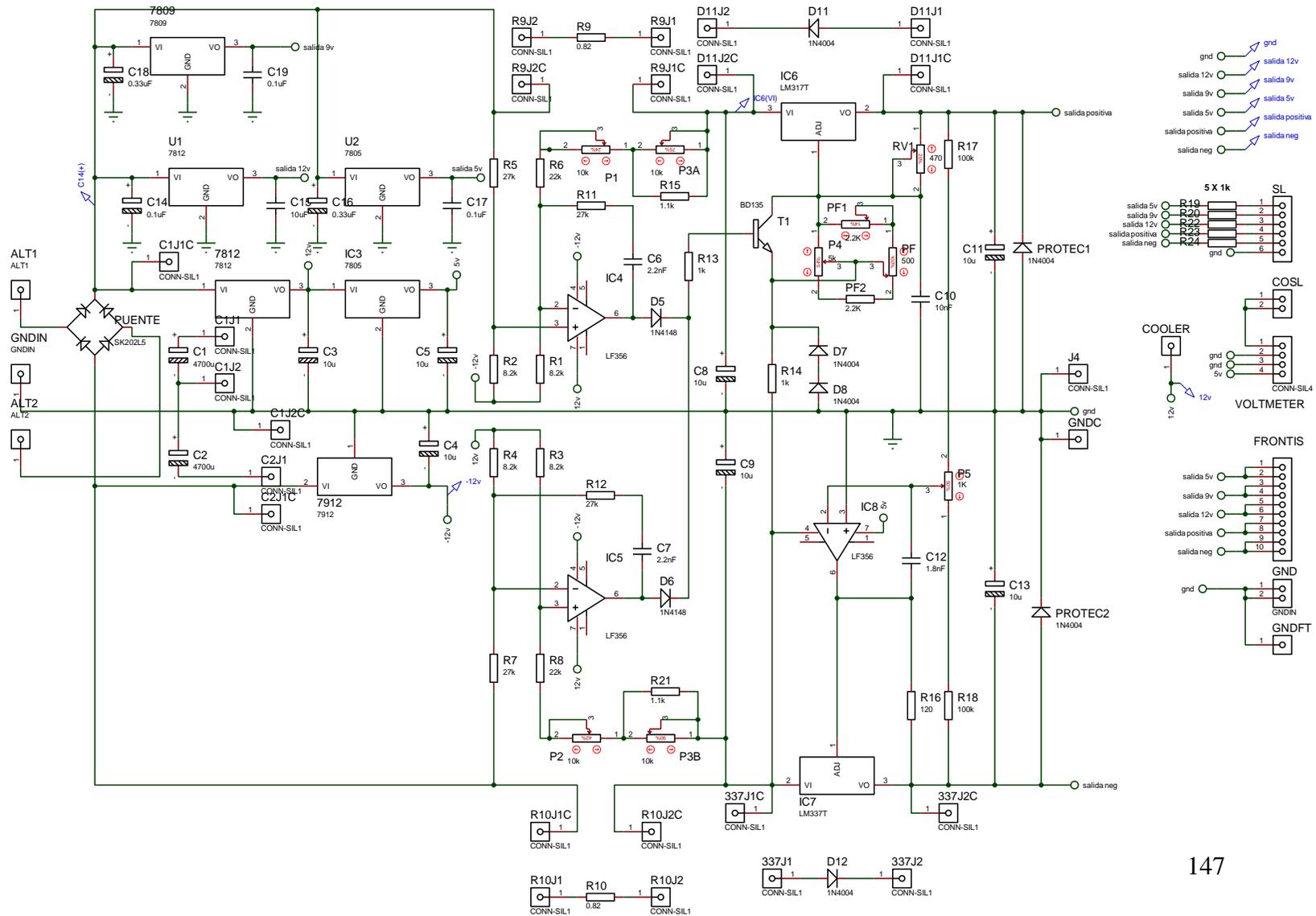


Figura 5.37: Esquema circuitual de la fuente de alimentación.



Capítulo VI : Resumen

En el presente proyecto se propone y desarrolla una forma para estabilizar una masa suspendida magnéticamente. A diferencia de esquemas convencionales, la masa a suspender es un imán esférico y la medición de la distancia en la que se posiciona la masa se realiza de manera indirecta usando un sensor de efecto Hall fijo al electroimán, lo que permite construir un aparato experimental más compacto que usando sensores infrarrojos, ultrasónicos u ópticos que son comunes en sistemas de suspensión magnética. La fuerza de atracción del electroimán se ha linealizado alrededor de un punto de operación para formular un modelo espacio-estado lineal que fue utilizado para determinar una ley de control cuya eficacia fue validada por simulaciones y resultados experimentales.

Capítulo VII : Conclusiones y Recomendaciones

7.1 Conclusiones

Cerrando lo expuesto en la presente sustentación y cumpliendo con los objetivos trazados para lograr el control sobre un sistema de dinámica no-lineal e inestable, cuya región de estabilidad es muy pequeña. Se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- a) El sistema de levitación magnética es inherentemente inestable, es imposible su funcionamiento en lazo abierto, si la masa se suelta en el aire se caerá o en todo caso quedaría adherida al electroimán. Por lo tanto se requiere la acción de control realimentado para estabilizar el sistema.
- b) La inestabilidad del sistema se puede observar en los polos de la función de transferencia del sistema. Que se ha determinado linealizando la fuerza de atracción alrededor de su punto de operación.
- c) En general los sistemas de suspensión magnética del tipo atractivo son inestables, mientras que los del tipo repulsivo pueden configurarse para ser estables.
- d) Se puede obtener la ecuación del comportamiento de cada componente ya sea por medio de valores tomados empíricamente o por medio de la información que suministra el fabricante. Para los casos en los que se requiera la ecuación aproximada según su comportamiento en forma empírica, se podrá usar el método de mínimos cuadrados.
- e) Los controladores PID permiten mejorar la respuesta de un sistema, aunque esta respuesta no siempre sea óptima. Un controlador PID permite que la respuesta de un sistema pueda llegar a tener un error de posición nulo.
- f) Varios métodos empíricos pueden usarse para determinar los parámetros de un PID para una aplicación dada. Sin embargo, el ajuste obtenido debe tomarse como un primer paso en el proceso de diseño. Los ajustes del controlador PID deben de realizarse experimentalmente.
- g) La acción integral pura presenta un efecto desestabilizador importante debido al retraso de fase de 90° que posee su función de transferencia. Este efecto desestabilizador puede ser reducido si a la acción integral del controlador se le adiciona una acción proporcional.

- h) Para el control del sistema haciendo uso de PID análogo se tiene como principal inconveniente el ruido generado en cada etapa para control. Al usar amplificadores operacionales de bajo costo, con baja inmunidad de ruido, estos no son capaces de filtrar ruido generados por inductancia generada por longitud de cables, capacitancia por disposición de cables, calidad de pistas en placa impresa, etc; por lo cual se requiere el uso de un condensador al final del bloque Controlador para reducir el ripple y así obtener una mejor señal en la etapa Actuador, sin embargo se genera un retraso en la respuesta por el efecto de histéresis de descarga del condensador.
- i) El método de diseño del controlador por realimentación de estados permite colocar arbitrariamente los polos en lazo cerrado si la planta es completamente controlable.
- j) Para diseñar un control difuso puede no ser necesario conocer ni ser capaz de expresar mediante ecuaciones diferenciales un modelo matemático de la dinámica del proceso que se desea controlar. Al no estar basado en un modelo específico, el controlador debe ser más robusto para efectos de la dinámica conocida del sistema.
- k) El uso de control de tensión por ciclo de servicio en la salida del driver de potencia, que va al electroimán, provoca un mejor control general del sistema.
- l) PWM es fácil de implementar, evita picos en la salida controlada, posee gran inmunidad al ruido y su banda de frecuencia de trabajo se acomoda perfectamente a las condiciones requeridas para el sistema de levitación magnética.
- m) La masa suspendida nunca alcanzara el punto de estabilidad de manera convergente o asintótica, sino que oscila alrededor del mismo sin desestabilizarse.
- n) La información que se usa del sistema es la intensidad de campo magnético medida por el sensor de efecto Hall, que es posteriormente utilizada para estimar la distancia entre la bobina y la esfera. Al ser el control de lazo cerrado ofrece robustez a cambios y perturbaciones externas.
- o) El presente proyecto constituye un buen ejemplo de solución de un problema de control y aplicación práctica, que comprueba que cualquier problema de control que sea controlable y observable puede ser resuelto mediante teoría de espacios de estado, así como por control PID y Fuzzy; los cuales con los sistemas de potencia o periféricos “driver” adecuados podrán controlar efectivamente cualquier problema de control.

7.2 Recomendaciones

- a) Se comprueba en la implementación del proyecto que si un valor es tomado de forma errónea puede constituir como perturbación en el sistema de control, poniendo a prueba a su vez la estabilidad y robustez del sistema de control; sería interesante que la persona que pruebe implementar la solución de un sistema de

control mediante este método omita o modifique un valor para que presencie el nuevo comportamiento del sistema.

- b) Durante las pruebas se recomienda evitar la cercanía de elementos metálicos al momento de hacer el cálculo empírico del *set-point* con la esfera de neodimio.
- c) En el desarrollo del proyecto se consideró la posibilidad de usar un sensor de distancia del tipo óptico (interferómetros) o ultrasónico, pero se decidió usar un sensor de efecto Hall para estimar la distancia (posición) de manera indirecta; se recomienda usar un sensor Hall por las siguientes razones:
 - Permite estimar tanto la distancia como la corriente que circula por el electroimán. La corriente estimada podría usarse para estudiar el comportamiento del electroimán.
 - Permite estimar con gran precisión la distancia.
 - Es robusto a diferentes condiciones de trabajo.
 - El sensor de efecto Hall es de bajo precio, fácil de usar y hay abundante información disponible sobre sus características y modos de uso.
- d) Para implementaciones posteriores se recomienda usar lazos adicionales que se añadan al sistema de control para mejorar la robustez del mismo; por ejemplo la inclusión de filtros para evitar el paso tensión estática a otras secciones del circuito.

Fuentes Bibliográficas

[1] Lorandi Medina, A. P. (2011). *Controladores PID y controladores difusos*. Revista de la ingeniería industrial, 5 (1), 1.

[2] AMAZINGS, «<http://www.amazings.com/>» [En línea]. Disponible en:

<http://www.amazings.com/ciencia/noticias/190902a.htm>

1 [Último acceso: 12/08/2013].

[3] Herrera Soukup, B., Guevara Granizo, M. (2011). *Diseño, modelamiento, simulación e implementación de un sistema de levitación magnética (maglev) con un grado de libertad*. (Tesis inédita de pregrado). Universidad San Francisco de Quito, Ecuador, p. 3.

[4] Cheng, D. K. (1989). *Field and Wave Electromagnetics* (2a. ed.). USA: Editorial Addison-Wesley, p. 256-257.

[5] ENVIRONMENTALCHEMISTRY,
«<http://environmentalchemistry.com/>» [En línea].

Disponible en:
<http://environmentalchemistry.com/yogi/periodic/Nd.html> [Último acceso: 14/08/2013].

[6] K&J MAGNETICS, INC,
«<http://www.kjmagnetics.com/>» [En línea]. Disponible

en:
<http://www.kjmagnetics.com/proddetail.asp?prod=S8>
[Último acceso: 14/12/2012].

[7] K&J MAGNETICS, INC,
«<http://www.kjmagnetics.com/>» [En línea]. Disponible

en: <http://www.kjmagnetics.com/products.asp?cat=12>
[Último acceso: 14/12/2012].

- [8] ALLEGRO, LLC, «<http://www.allegromicro.com/>»
[En línea]. Disponible en:
<http://www.allegromicro.com/Design-Center/Technical-Documents/Hall-Effect-Sensor-IC-Publications/Allegro-Hall-Effect-Sensor-ICs.aspx> [Último acceso:
04/05/2013].
- [9] Hall, E. H. (1879). *On a new action of the magnet on electric currents*: American Journal of Mathematics. 2, 287-292. [En línea]. Disponible en:
<http://www.stenomuseet.dk/skoletj/elmag/kilde9.html>
[Último acceso: 15/06/2013].
- [10] Atorino, J. I., Bortolín, L. P., Rodríguez, E., Farías, R. O. y Rodríguez, E E. (2009). *Experimentos con un sensor de efecto Hall*. Latin-American Journal of Physics Educative, 3 (3), 606-607.
- [11] Dorf, R. C. y Bishop, R. H. (2005). *Sistemas de Control Moderno (10a ed.)*, Madrid: Pearson Educación, p. 43-45.
- [12] Dorf, R. C. y Bishop, R. H. (2005). *Sistemas de Control Moderno (10a ed.)*, Madrid: Pearson Educación, p. 660-664.

- [13] Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderno* (10ª ed.), Madrid: Pearson Educación, p. 675-684.
- [14] Dorf, R. C. y Bishop, R. H. (2005). *Sistemas de Control Moderno* (10a ed.), Madrid: Pearson Educación, p. 267-272.
- [15] Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderno* (10ª ed.), Madrid: Pearson Educación, p. 743-746.
- [16] Martín del Brío, B. y Sanz Molina, A. (2007). *Redes Neuronales y Sistemas Borrosos*, Mexico: Alfaomega Grupo Editor, p. 263-277.
- [17] De la Fuente, J. (2004). *Sintonía de reguladores PID*. [diapositiva]. España: Universidad de Valladolid.
Disponible en:
<http://www.isa.cie.uva.es/~maria/pids.pdf> [Último acceso: 12/08/2013].
- [18] ON SEMICONDUCTOR. (2011). Datasheet NTD4858N. [En línea]. Disponible en:
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NTD4858N-D.PDF
[Último acceso: 15/01/2014].

[19] Hilink. (2012). *Real-Time Hardware-in-the-Loop Control Platform for Matlab/Simulink*, USA: Zeltom LLC.

[20] Gonzales, A. (2003). *Aplicaciones del electromagnetismo I*, Lima: Universidad Ricardo Palma.